

Universidad de Valladolid
Facultad de Ciencias

Trabajo de Fin de Grado
Grado en Física

**Construcción de un pequeño radiotelescopio
para la detección de la línea del hidrógeno
neutro.**

Autor: Jorge Rodríguez Pérez
Tutores: José María Muñoz Muñoz y
Luis Sánchez-Tejerina San José

Resumen

En este trabajo se describe, desde principios básicos, cómo construir y operar un radiotelescopio para la detección de la línea del hidrógeno neutro de 21 cm. Se describe el diseño y construcción de la antena, el funcionamiento de la electrónica y el posterior procesamiento de los datos. Finalmente, se muestran los espectros obtenidos mediante el proceso descrito.

Palabras clave: antena, radioastronomía, hidrógeno, SDR

Abstract

This work describes, from basic principles, how to build and operate a radio telescope for detecting the neutral hydrogen line at 21 cm. It covers the design and construction of the antenna, the operation of the electronics, and the subsequent data processing. Finally, it presents the spectra obtained through the described process.

Keywords: antenna, radioastronomy, hydrogen, SDR

Índice

1. Introducción	1
2. La línea del hidrógeno y la radioastronomía	2
2.1. La radioastronomía y sus comienzos	2
2.2. La línea del hidrógeno	3
2.3. Estudios actuales de HI	7
3. Construcción de la antena	9
3.1. Diseño	9
3.2. Montaje	15
3.3. Ajuste	18
4. Procesado de los datos	21
4.1. Teoría de señales	21
4.2. Electrónica	22
4.3. Software	24
5. Resultados	29
5.1. Observaciones	29
5.2. Espectros	31
6. Conclusiones	35
Anexos	36
A. Cuadro de espectros	36

1. Introducción

El estudio de la línea del hidrógeno neutro es una herramienta fundamental en la astronomía para estudiar la distribución y dinámica del gas interestelar en nuestra galaxia, así como para muchas otras cosas. Se trata de una línea espectral ampliamente estudiada y muy bien conocida.

El objetivo de este trabajo es construir desde cero un radiotelescopio para detectar la línea del hidrógeno. Se mostrará que se puede detectar con equipo casero, y que resulta, por tanto, un buen proyecto de iniciación a las técnicas de radioaficionados en el rango de las microondas. Además, el diseño, construcción, y manejo de un radiotelescopio de estas características requiere unos conocimientos de física que van desde la astronomía al electromagnetismo pasando por la física cuántica y unas habilidades técnicas que incluyen el uso de electrónica, instrumentación y programación. Se trata, entonces, de un proyecto altamente interdisciplinar que resulta idóneo como trabajo de fin de grado para poner todas las técnicas aprendidas en el grado en práctica para lograr un objetivo concreto.

Este trabajo se centra en primer lugar en la línea del hidrógeno desde un punto de vista histórico y teórico. Después, se explica el proceso de diseño y montaje de un radiotelescopio para detectarla. Posteriormente, se trata el procesado de los datos y, finalmente, se exponen los resultados obtenidos. Las imágenes que acompañan el trabajo son de elaboración propia a menos que se especifique una fuente en su descripción.

En el capítulo 2, primero, se contextualizará históricamente el estudio de la línea del hidrógeno en la astronomía. A través de los usos que se le han dado a esta línea espectral, veremos por qué fue, y sigue siendo, un importante objeto de estudio de la comunidad científica. A continuación estudiaremos por qué se produce desde un punto de vista teórico. Concluiremos exponiendo alguno de los estudios más recientes sobre la línea de 21 cm.

En el capítulo 3, se detalla el diseño y montaje de una antena de bocina piramidal adaptada para esta frecuencia en concreto. Para ello se requieren conocimientos de geometría y de propagación guiada de ondas, entre otros. También se analizará con simulaciones de MATLAB qué propiedades podemos esperar de nuestro diseño.

En el capítulo 4, se detalla el funcionamiento de la electrónica y el tratamiento de datos necesario para obtener espectros nítidos y comparables, para lo que se necesita teoría de la señal y conocimientos de programación. Además de explicar cómo pasar los datos al dominio de la frecuencia, se detallarán los programas de Python que se han empleado para ello.

Finalmente, en el capítulo 5, se presentan los resultados obtenidos y se muestra cómo se pueden integrar con resultados ya existentes mediante herramientas de uso profesional en el campo de la astronomía.

2. La línea del hidrógeno y la radioastronomía

2.1. La radioastronomía y sus comienzos

La astronomía es una de las ciencias más antiguas. Desde nuestra más temprana historia, el conocimiento de los astros y de su movimiento ha sido esencial para controlar el paso del tiempo, lo que resultaba fundamental para cuidar los cultivos. El instrumento astronómico más antiguo es, sencillamente, el ojo humano. Por entonces se empleaba el cuerpo u otros instrumentos para medir distancias angulares y posiciones de los astros. Con la invención del telescopio en el siglo XVII, nuestra capacidad técnica para el estudio del cielo mejoró significativamente. Sin embargo, todos los instrumentos trabajaban en el rango de la luz visible, es decir, radiación electromagnética de una longitud de onda de entre 400 y 750 nm, un rango muy particular del orden de cientos de THz.

El papel de un astrónomo es, como el de cualquier físico, identificar y caracterizar un objeto de estudio y los procesos que en él actúan. Resulta natural, por tanto, que el siguiente paso en la astronomía fuera ampliar el espectro de estudio para poder obtener la máxima información posible de una región del cielo. En particular, podemos plantearnos qué pasaría si en vez de estudiar la luz recibida, estudiamos las ondas de radio recibidas, es decir, radiación electromagnética de frecuencias de entre 3 Hz hasta 300 GHz, lo que se corresponde con longitudes de onda de varios miles de kilómetros hasta pocos milímetros. Este rango resulta particularmente interesante porque la atmósfera es transparente a estas frecuencias, cosa que no ocurre, por ejemplo, con los rayos ultravioleta, los rayos X, o los rayos gamma, como se ve en la figura 1. La radioastronomía es la rama de la astronomía que estudia las emisiones electromagnéticas de los objetos celestes en este rango del espectro.

Sin embargo, este importante avance en la astronomía no ocurrió por cuestiones científicas, sino técnicas. El nacimiento de la radioastronomía se debe a los avances tecnológicos que acompañaron al desarrollo de las telecomunicaciones en el siglo XX [1]. En el año 1930, Karl Jansky estaba estudiando en los *Bell Telephone Laboratories* las interferencias en las líneas para las telecomunicaciones con frecuencias de 10–20 MHz. Construyó una antena que operaba a 20.5 MHz capaz de rotar y comenzó a tomar medidas de las interferencias con la intención de hallar la fuente. En 1932 determinó que las tormentas eran una fuente de interferencias, pero detectó también otro ruido de origen desconocido [2]. Jansky fue capaz de identificar la Vía Láctea como la fuente del ruido en 1935, siendo este descubrimiento considerado el nacimiento de la radioastronomía.

Este no es un caso aislado, muchos descubrimientos en radioastronomía se debieron a la localización de fuentes de ruido. Existen otros ejemplos, como el caso de la primera

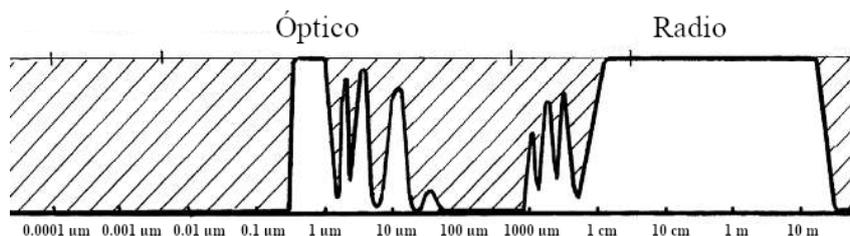


Figura 1: Transmitancia de la atmósfera para el espectro electromagnético. Fuente: [1].

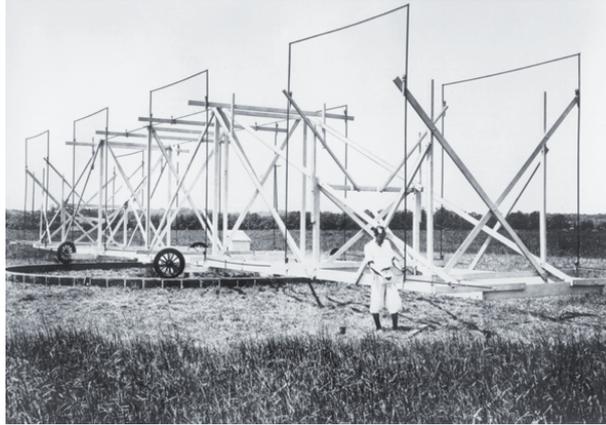


Figura 2: Antena de Karl Jansky, con la que se realizó la primera detección radioastronómica. Fuente: [2].

detección de emisiones de radio del Sol en 1942 por James Hey, que buscaba el origen de unas interferencias en un radar de la Segunda Guerra Mundial que trabajaba con longitudes de onda de pocos metros. Hey descubrió que las interferencias se producían cuando había regiones de manchas solares atravesando el disco solar. Otro caso bien conocido es el del descubrimiento del fondo cósmico de microondas en 1965, también en los laboratorios Bell. Por entonces, Arno Penzias y Bob Wilson, como Jansky, estaban estudiando el ruido que sufrían las telecomunicaciones con una longitud de onda de 7.4 cm cuando encontraron un ruido que no lograban explicar. Llegaron a plantearse que el ruido se debiera a excrementos de palomas en la antena, pero una vez limpiada y descartadas todas las fuentes de interferencias, el ruido no desapareció. Su descubrimiento les valió el Premio Nobel de Física en 1978.

Como vemos, la historia de la radioastronomía está íntimamente ligada al campo de las telecomunicaciones. Así pues, también lo está la forma que tenemos en la actualidad de ordenar y denotar las bandas del espectro en el que se realizan las observaciones. El organismo encargado de esta categorización es la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU), el organismo más antiguo de la familia de las Naciones Unidas, que existe desde los albores del telégrafo, en 1865. Esta institución recomienda [3] el uso de la nomenclatura recogida en el cuadro 1.

Además, esta institución también se preocupa de proteger las frecuencias que son de especial interés para fines científicos [4]. Entre las frecuencias que recomiendan proteger están las líneas espectrales en las frecuencias de radio de distintos elementos. Una frecuencia particularmente importante, y en la que centraremos nuestra atención en este trabajo, es la línea del hidrógeno neutro, de 1420 MHz.

2.2. La línea del hidrógeno

La línea del hidrógeno neutro, conocido como HI, se conoce experimentalmente con una precisión de 12 cifras significativas. Expresada en Hz, es de $(1420405751,767 \pm 0,001)$ Hz [5], lo que la sitúa en la banda UHF, en el rango de las microondas. Concretamente, tiene una longitud de onda de 21 cm, lo que hace que muchas veces a la línea HI se le denomine la línea de 21 cm.

Número	Siglas	Frecuencias	Longitud de onda
3	ULF	300 – 3000 Hz	Ondas hectokilométricas
4	VLF	3 – 30 kHz	Ondas miriamétricas
5	LF	30 – 300 kHz	Ondas kilométricas
6	MF	300 – 3000 kHz	Ondas hectométricas
7	HF	3 – 30 MHz	Ondas decamétricas
8	VHF	30 – 300 MHz	Ondas métricas
9	UHF	300 – 3000 MHz	Ondas decimétricas
10	SHF	3 – 30 GHz	Ondas centimétricas
11	EHF	30 – 300 GHz	Ondas milimétricas

Cuadro 1: Nomenclatura de las bandas de frecuencias según el ITU. La banda N se extiende desde $0,3 \cdot 10^N$, excluido, a $3 \cdot 10^N$ Hz, incluido.



Figura 3: A la izquierda, antena de bocina piramidal que usaron Ewen y Purcell para la primera detección de la línea de 21 cm. A la derecha, la nuestra una vez montada. Fuente: [2].

Esta línea fue detectada por primera vez en 1951 por Ewen y Purcell [6], marcando el comienzo de la radio espectroscopía. Para detectarla, usaron la antena de bocina piramidal de la figura 3, mismo tipo de antena que la que hemos construido para las mediciones de este trabajo, recogida también en la figura 3.

La importancia de esta línea no radica únicamente en su historia. La línea de 21 cm ha sido fundamental para nuestra comprensión de la Vía Láctea. El espacio entre estrellas dentro de nuestra galaxia, el medio interestelar, se encuentra lleno de hidrógeno neutro en la forma HI, llegando a componer más del 10% de la masa de la Vía Láctea. Aunque la densidad del medio interestelar es menor que un átomo por centímetro cúbico, gracias a la cantidad de HI presente y a que las ondas de radio son capaces de penetrar el polvo y el gas presente, la línea de 21 cm es ideal para estudiar la estructura y dinámica de nuestra galaxia. Fue gracias a las observaciones de la línea HI que se probó que la Vía Láctea tenía estructura en espiral [7]. Otro ejemplo de su uso lo podemos encontrar en la curva de rotación galáctica, que se calculó gracias a medidas de la línea de 21 cm.

Dada la importancia de esta línea espectral, vamos a estudiar brevemente la transición que la produce. Para ello vamos a seguir el desarrollo de Griffiths [8] que, si bien no es tan riguroso en el tratamiento matemático de la teoría de perturbaciones como Cohen [5], me parece transmitir mejor el fundamento físico. La estructura hiperfina del hidrógeno, es decir, la interacción dipolar magnética entre el espín del protón del núcleo y el electrón, separa el nivel base, $1s$ (o $1s_{1/2}$ si tenemos en cuenta la estructura fina, pero en este caso no es relevante), en dos niveles energéticos en función de si los espines son paralelos o antiparalelos.

Esta interacción es de carácter magnético ya que, asociado a los espines, existe un momento magnético dado por la relación de proporcionalidad entre el momento dipolar magnético y el momento angular de espín dada por

$$\boldsymbol{\mu}_p = \frac{g_p e}{2m_p} \mathbf{S}_p, \quad \boldsymbol{\mu}_e = -\frac{g_e e}{2m_e} \mathbf{S}_e, \quad (1)$$

donde e es la unidad de carga elemental, m_p y m_e son las masas del protón y del electrón, y g_p y g_e son constantes denominadas g-factores del protón y el electrón, que valen aproximadamente 5,59 y 2,00 respectivamente. La energía de un dipolo magnético $\boldsymbol{\mu}$ en presencia de un campo magnético \mathbf{B} está dada por $\mathcal{H} = -\boldsymbol{\mu} \cdot \mathbf{B}$, por lo que el siguiente paso es calcular el campo magnético que genera uno de los dipolos y hacer el producto escalar con el otro. El campo magnético producido por un dipolo $\boldsymbol{\mu}$ es

$$\mathbf{B} = \frac{\mu_0}{4\pi r^3} (3(\boldsymbol{\mu} \cdot \hat{\mathbf{r}})\hat{\mathbf{r}} - \boldsymbol{\mu}) + \frac{2\mu_0}{3} \boldsymbol{\mu} \delta^3(\mathbf{r}),$$

por lo que la energía de interacción entre $\boldsymbol{\mu}_p$ y $\boldsymbol{\mu}_e$ es

$$\mathcal{H}_{hf} = \frac{\mu_0}{4\pi r^3} (3(\boldsymbol{\mu}_p \cdot \hat{\mathbf{r}})(\boldsymbol{\mu}_e \cdot \hat{\mathbf{r}}) - \boldsymbol{\mu}_p \cdot \boldsymbol{\mu}_e) + \frac{2\mu_0}{3} \boldsymbol{\mu}_p \cdot \boldsymbol{\mu}_e \delta^3(\mathbf{r}). \quad (2)$$

Entonces, según teoría de perturbaciones de primer orden (no entraremos aquí en cuestiones sobre la degeneración de los niveles, se pueden ver más detalles en el Cohen [5]), la corrección de la energía es el valor esperado del Hamiltoniano de la perturbación, \mathcal{H}_{hf} . Se puede probar que para funciones de onda con simetría esférica (como es nuestro caso, ya que $l = 0$) el primer término del Hamiltoniano de la perturbación 2 tiene esperanza nula. Por tanto, usando las ecuaciones 1, nos queda que la corrección de primer orden para la energía es

$$E_{hf}^{(1)} = \frac{\mu_0 g_p g_e e^2}{6\pi m_p m_e a_0^3} \langle \mathbf{S}_p \cdot \mathbf{S}_e \rangle, \quad (3)$$

donde el factor πa_0^3 viene de la parte espacial de la función de onda, $\langle \psi | \delta^3(\mathbf{r}) | \psi \rangle$, siendo a_0 el radio de Bohr. Acoplando los espines, $\mathbf{S} = \mathbf{S}_p + \mathbf{S}_e$, se tiene $\mathbf{S}_p \cdot \mathbf{S}_e = \frac{1}{2} (S^2 - S_e^2 - S_p^2)$ con lo que podemos escribir la ecuación 3 como

$$E_{hf}^{(1)} = \frac{\mu_0 g_p g_e e^2}{12\pi m_p m_e a_0^3} \langle S^2 - S_e^2 - S_p^2 \rangle. \quad (4)$$

Tanto el electrón como el protón son partículas de espín $s = 1/2$, por lo que $\langle S_e^2 \rangle = \langle S_p^2 \rangle = s(s+1)\hbar^2 = (3/4)\hbar^2$. En el caso de $\langle S^2 \rangle$, este depende de si el acoplamiento es con los espines paralelos, el estado triplete, que tiene espín total 1 y, por tanto, $\langle S^2 \rangle = 2\hbar^2$ o

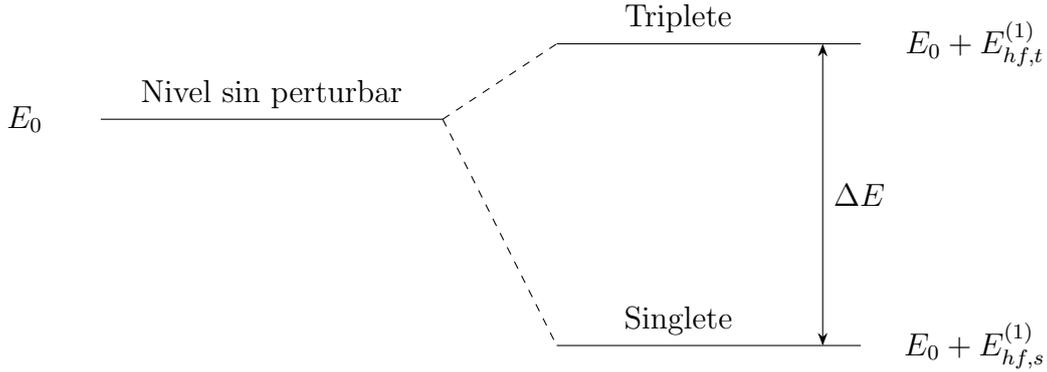


Figura 4: Estructura hiperfina del nivel base del hidrógeno neutro.

si es con espines antiparalelos, el singlete, que tiene espín total nulo y, por tanto $\langle S^2 \rangle = 0$. Sustituyendo estos dos casos en la ecuación 4 obtenemos la corrección de primer orden para la energía de los estados triplete y singlete

$$E_{hf,s}^{(1)} = -\frac{3\mu_0 g_p g_e e^2 \hbar^2}{24\pi m_p m_e a_0^3}, \quad E_{hf,t}^{(1)} = \frac{\mu_0 g_p g_e e^2 \hbar^2}{24\pi m_p m_e a_0^3}.$$

Por tanto, la separación entre ambos niveles es de

$$\Delta E = E_{hf,t}^{(1)} - E_{hf,s}^{(1)} = \frac{\mu_0 g_p g_e e^2 \hbar^2}{6\pi m_p m_e a_0^3} = 5,882 \cdot 10^{-6} \text{ eV}. \quad (5)$$

El diagrama energético de estos dos estados se presenta en la figura 4. La frecuencia de un fotón emitido en la desexcitación del triplete al singlete será, según nuestros cálculos, de $\Delta E/h = 1,422$ GHz. Esto es un error aproximadamente del 0,1 % frente a la frecuencia medida experimentalmente, y tan solo hemos considerado la corrección del error a primer orden.

Resulta significativamente más complicado calcular la probabilidad de la desexcitación espontánea del triplete al singlete. Estudiando el efecto del campo electromagnético cuantizado con teoría de perturbaciones dependiente del tiempo, se puede obtener que la constante de decaimiento para este proceso es de $2,9 \cdot 10^{-15} \text{ s}^{-1}$, lo que da una vida media de 10^7 años (se pueden encontrar los cálculos en el libro de Peebles [9]).

Hasta ahora, hemos estado considerando el caso de un átomo de hidrógeno. Si nosotros observáramos el espectro producido por un simple átomo de hidrógeno en reposo, obtendríamos una línea, con cierto ensanchamiento natural, centrada en la frecuencia de $1,4204 \dots$ GHz que hemos descrito antes. Sin embargo, dada su vida media, es evidente que esta radiación sería difícilmente observable si no dispusiéramos de enormes cantidades de hidrógeno para realizar nuestras observaciones. El HI resulta de gran utilidad en el estudio de la Vía Láctea, precisamente porque el disco galáctico contiene suficiente, a pesar de que la densidad sea muy baja, como para recibir una señal detectable incluso con una antena casera. Además, debido a la baja densidad, las emisiones de distintos átomos son incoherentes entre sí, por lo que recibimos la suma de los espectros de todo el HI que se encuentre en nuestra dirección de observación.

Ya hemos comentado que incluso la línea espectral de un solo átomo no presenta anchura espectral nula debido al ensanchamiento natural. Cuando tenemos varios átomos,

entran más fenómenos en juego que ensanchan aún más el espectro. Además de la emisión por desexcitación espontánea que da lugar a la anchura natural de la línea, un átomo puede desexcitarse por colisión con otro, lo que da lugar a otro ensanchamiento con un perfil Lorentziano [10]. También es importante cómo se mueve el átomo emisor respecto a nosotros ya que, por efecto Doppler, la frecuencia que recibimos depende de la velocidad de la fuente respecto al detector. Este movimiento puede deberse a un movimiento general de la masa de hidrógeno que estamos estudiando o al movimiento aleatorio de los átomos asociado a la temperatura del gas. En el primer caso, veríamos un desplazamiento de todo el espectro, mientras que en el segundo caso tendríamos un ensanchamiento de perfil Gaussiano.

El espectro final que llega a nuestro detector será la suma de todos estos efectos. Sin embargo, en nuestro caso lo que predomina es el desplazamiento Doppler por la velocidad del gas en su conjunto, que en el caso de la Vía Láctea llega a alcanzar los cientos de kilómetros por segundo [11]. La baja densidad de partículas presentes en el medio interestelar, así como la baja temperatura, nos permite despreocupar otros efectos y considerar el espectro recibido como una suma de deltas de los distintos átomos con sus velocidades relativas a nosotros.

Ya hemos visto que la energía de los fotones de radio es baja, de acuerdo con la ecuación 5. Por este motivo, incluso para potencias muy bajas, el número de fotones por segundo que se emiten es alto. Por ejemplo, en nuestro caso, como se calculará más adelante, la potencia total que recibiremos en el ancho de banda de estudio es del orden de femtovatios, y, sin embargo, esto se corresponde a un número de fotones por segundo de 10^9 . Esto justifica que abordemos la recepción de señales con un tratamiento clásico [1] y que podamos estudiar el espectro como una emisión continua con una anchura espectral de unos cientos de kHz.

2.3. Estudios actuales de HI

Además de la importancia que ya ha tenido el HI para la comprensión de nuestra galaxia, a día de hoy sigue siendo fundamental el estudio de esta línea para seguir entendiendo mejor no solo nuestra galaxia sino otras galaxias lejanas. Prueba de ello es que el ITU, aparte de proteger una banda centrada en la frecuencia del HI en reposo, también dedica una tabla exclusivamente al hidrógeno en la que informa qué rangos de frecuencia presentaría para distintos valores de *redshift* [4] y cuáles de ellos resultan interesantes desde un punto de vista científico. Por ejemplo, la reionización es un proceso que ocurrió tras la época en que se inició la formación de galaxias, que se corresponde con un *redshift* de entre 6 y 20. Para este rango, el hidrógeno presentaría una frecuencia de entre 65 y 200 MHz, y podría resultar de interés para estudios cosmológicos. A menor *redshift*, de entre 1 y 2, tenemos que el rango de 608 a 614 MHz resulta de interés para el estudio de la formación estelar. Rangos aún menores de *redshift*, próximos a 0, resultan de importancia para observar galaxias lejanas, por lo que suelen protegerse también las frecuencias algo inferiores a la frecuencia en reposo del HI. En la figura 5 aparece la frecuencia del HI para distintos *redshifts* y qué procesos físicos son de interés para esas frecuencias. Las frecuencias representadas en esa imagen se están estudiando actualmente, y se espera que sean analizadas en profundidad cuando se termine la construcción del *Square Kilometre Array* (SKA).

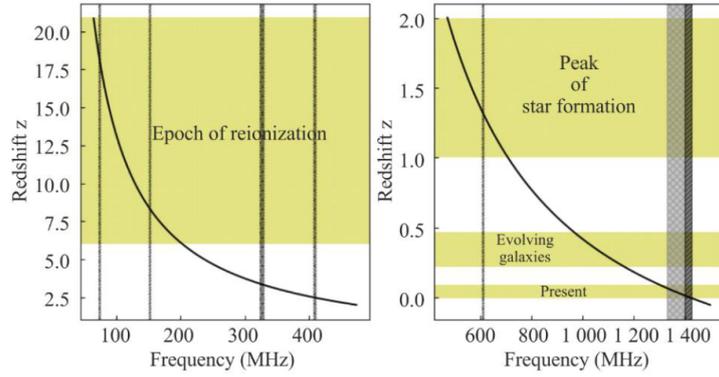


Figura 5: Frecuencia del HI junto con los rangos de *redshift* que resultan especialmente relevantes para la investigación astronómica. Fuente: [4].

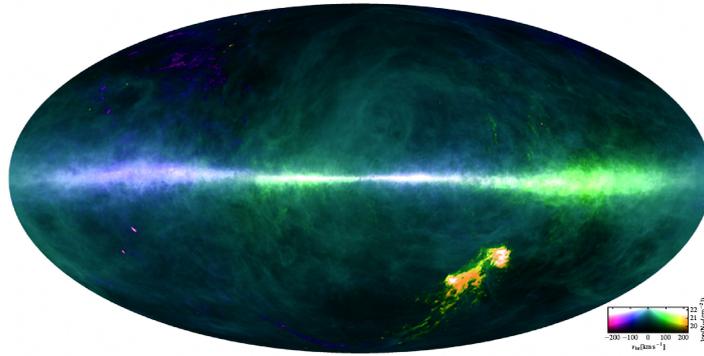


Figura 6: Densidad de HI integrando en todo el rango de velocidades, coloreada según la velocidad radial del gas. Coordenadas galácticas y proyección Mollweide. Fuente: [11].

El hidrógeno del medio interestelar, que es el que pretendemos detectar en este trabajo, presenta un rango de frecuencias mucho más reducido. Dado que las velocidades que presenta en la Vía Láctea son de hasta 600 km/s, el rango de frecuencias que presenta el HI del medio interestelar es de 1417 a 1423 MHz aproximadamente. Hay varios estudios en este rango, pero nosotros trabajaremos con el HI4PI [11] por ser reciente, y sobre todo por cubrir todo el cielo (de ahí el 4π del nombre). Este estudio aglutina dos estudios anteriores, el EBHIS y el GASS y pretende ser el sucesor del LAB, el que durante muchos años fue uno de los estudios de HI más empleados.

En la figura 6 se representa la densidad de HI en coordenadas galácticas, de modo que la zona amarilla que indica una mayor presencia de HI se corresponde con el plano galáctico. Puesto que nuestro objetivo en este trabajo es detectar hidrógeno, esto nos muestra dónde tenemos que apuntar la antena para nuestras mediciones. Una mancha en la región inferior derecha de la figura llama particularmente la atención dado el brillo que presenta. Se trata de las nubes de Magallanes, pero, lamentablemente, solo son observables desde el hemisferio sur.

3. Construcción de la antena

Las antenas de bocina son de las más sencillas y más empleadas en el rango de las microondas. Su construcción es simple y tienen una gran ganancia. Se trata esencialmente de una guía metálica hueca ensanchada que converge a una guía rectangular equipada de un adaptador guía-coaxial (una varilla conductora de longitud $\lambda/4$ que actúa como receptor). La guía encamina la onda electromagnética entrante hasta la varilla, o dipolo. En ella se induce una corriente que podemos llevar mediante una línea de transmisión coaxial hasta la electrónica del receptor, donde podremos amplificar, digitalizar y procesar la señal.

Para la detección del hidrógeno hemos diseñado y construido una antena de bocina piramidal similar a la que se empleó en la primera detección del hidrógeno neutro [6]. Nuestra antena es, sin embargo, de menor tamaño, ya que si bien Ewen estaba limitado por el tamaño del parapeto del edificio [12], a nosotros nos limitaba el tamaño de las puertas de la facultad y la escalera de acceso a la azotea del aulario, así como las dimensiones de la lámina de aluminio de donde hemos recortado las piezas para su ensamblaje. Esta reducción de tamaño tiene un impacto en las características del radiotelescopio, ya que la ganancia de una antena de bocina piramidal como la nuestra es proporcional al área de la bocina en unidades de longitud de onda [13]. Sin embargo, la hace medianamente transportable y, como veremos, sigue teniendo un buen rendimiento.

Para la construcción de la antena se ha empleado una lámina de aluminio de 1×2 metros con una anchura de 2 mm y una montura de telescopio reutilizada. Esto, junto con el coste de la electrónica que requiere el radiotelescopio, hace que el proyecto haya costado un total de unos 250 €.

3.1. Diseño

La primera pieza que diseñamos de la antena fue la guía de ondas de sección rectangular. La teoría que necesitamos para entender la propagación de una onda electromagnética confinada en una guía de estas características, la podemos encontrar, por ejemplo, en Pozar [14]. La onda electromagnética, dentro de la guía, se puede propagar en distintos modos, categorizados en TE si $E_z = 0$ o TM si $H_z = 0$ (estas condiciones son excluyentes, ya que los modos TEM , $E_z = H_z = 0$, no se pueden dar en una guía rectangular como la que hemos empleado), siendo z la dirección que define el eje de la guía y que será, por tanto, la dirección de propagación de la onda.

Los modos TE y TM se clasifican con dos índices m, n , que determinan la forma del campo en un corte transversal de la guía. Para una guía rectangular, en el caso de los modos TE , estos índices toman valores a partir 0, no pudiendo ser 0 ambos (que se correspondería a un campo nulo en la guía). En el caso de los modos TM los índices toman valores a partir de 1. Los modos TE_{mn} y TM_{mn} son excitados a partir de una frecuencia de corte,

$$f_{cg} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}, \quad (6)$$

donde a y b denotan las dimensiones de la guía rectangular. Para frecuencias por debajo de f_{cg} el modo no se activa. Las líneas de campo para los modos de menor orden se representan en la figura 7.

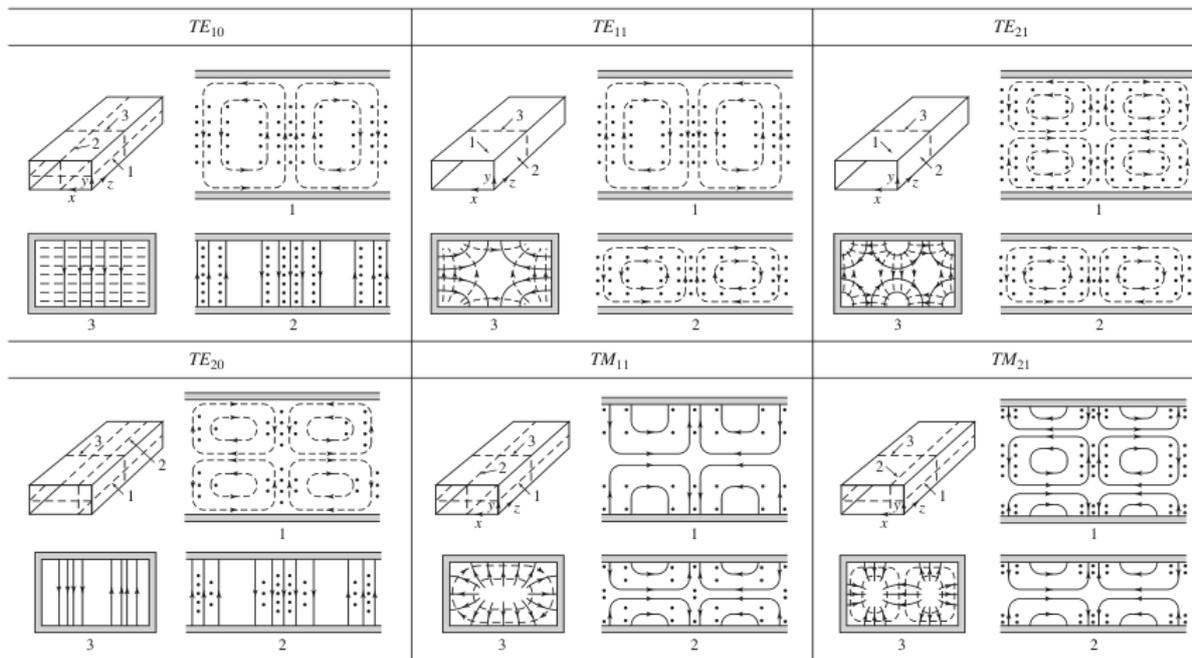


Figura 7: Líneas de campo para distintos modos de propagación por una onda rectangular. Fuente: [14].

En general, la energía del campo electromagnético se distribuirá entre los distintos modos que se puedan propagar por la guía hasta que llegue al dipolo. El problema es que no todos los modos van a ser percibidos por el dipolo, que requiere un campo eléctrico variable en la dirección del alambre. Como vemos en la figura 7, el modo TE_{10} excitaría el dipolo si lo situamos en el punto medio del lado largo, y nos permitiría recibir la señal. Además, es el que tiene la menor frecuencia de corte, por lo que por debajo de esa frecuencia ningún modo se excita y la guía no propaga la onda. Entonces, para nuestra antena necesitamos unas dimensiones de modo que la frecuencia del hidrógeno sea mayor que la frecuencia de corte del modo TE_{10} .

Sin embargo, como hemos dicho, la energía de la onda entrante se distribuirá entre todos los modos excitados, y no todos los modos nos permiten recoger esa energía con el dipolo. Por ejemplo, el modo TE_{20} tiene un campo eléctrico nulo en el punto medio del lado largo, por lo que no excitaría el dipolo aunque parte de la energía del campo se emplee en excitar el modo. Por tanto, la forma más eficiente de elegir a y b será aquella que, para la frecuencia del hidrógeno, se excite únicamente un modo. Usando la ecuación 6 se puede calcular cuántos modos se excitan para unas ciertas dimensiones a y b para la frecuencia del hidrógeno. Esto lo he implementado en MATLAB y he producido la gráfica de la figura 8. Las regiones coloreadas indican el número de modos excitados para la frecuencia del HI. Por supuesto, esta gráfica es simétrica, ya que intercambiar el tamaño de los lados del rectángulo es tan solo rotarlo. Por tanto, de aquí en adelante se entenderá que a es el lado largo del rectángulo.

También se han recuadrado las regiones en las que la antena actúa en monomodo, es decir, con un solo modo excitado, para la frecuencia de 1,24 GHz y 2,4 GHz. La frecuencia de 1,24 GHz, la banda de 23 cm, se usa para iniciación de radioaficionados a las técnicas de microondas y podría ser interesante para reutilizar la antena en futuros proyectos, ya que

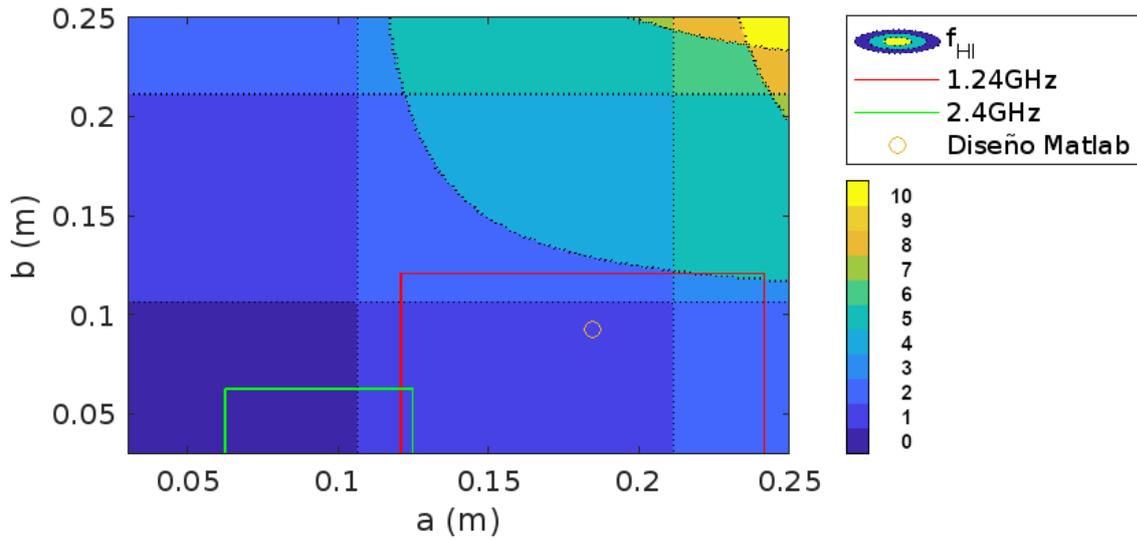


Figura 8: Número de modos TE y TM excitados para la frecuencia del HI. Se representa con un punto las dimensiones con las que se construyó la antena. También se han señalado las regiones en las que actuaría en monomodo para otras frecuencias típicas de telecomunicaciones.

la región en la que actúa en monomodo se solapa bastante bien con la del HI. Por otro lado, la frecuencia de 2,4 GHz es la que se emplea en WiFi y también sería útil que la antena pudiera operar en esta frecuencia. Sin embargo, esta frecuencia no es compatible con una buena antena para HI porque las regiones monomodo de ambas se solapan únicamente en una región muy cercana al límite inferior de a para el cual la frecuencia del HI queda justo por encima de f_{cg} . El problema con esto es que no conviene que las dimensiones de la antena la hagan operar cerca de la frecuencia de corte porque se produce dispersión [14], es decir, la velocidad de fase depende seriamente de la frecuencia. Es por esto que nos conviene tomar las dimensiones a y b más próximas al extremo superior derecho de la región monomodo.

Para el valor concreto de a y b , así como para tener un punto de inicio para el diseño de la antena hemos empleado la función de la librería *Antenna Toolbox* de MATLAB

```
| design(horn, 1420405751.767)
```

que proporciona un primer diseño de antena de bocina piramidal para la frecuencia del HI. Este diseño tiene $a = 18,47$ cm y $b = 9,23$ cm, valores que se han representado en la figura 8. Para estas dimensiones de la guía rectangular, la antena actúa en monomodo, excitando únicamente el modo TE_{10} para la frecuencia del HI, así como para la frecuencia de 1,24 GHz, por si alguna vez se quisiera reutilizar para ello. Sin embargo, excita 7 modos para la frecuencia de 2,4 GHz. En todo lo que sigue vamos a centrarnos únicamente en la frecuencia del HI.

MATLAB también nos proporciona la longitud y posición de la varilla que constituye la transición guía-coaxial. Antes hemos afirmado que el dipolo tiene que ser de un cuarto de la longitud de onda en propagación libre, es decir, debería ser algo mayor de 5 cm. Pero, en nuestro caso, la onda está confinada en la guía. Puesto que la altura de la guía es

tan solo de 9,23 cm, hay efectos capacitivos entre el extremo del dipolo y la superficie de la guía que hay que tener en cuenta. Por ello, MATLAB sugiere una longitud de 4,92 cm. No obstante, parece más prudente dejar la longitud del dipolo más larga de lo necesario, de forma que posteriormente podamos corregir la longitud fácilmente, cortando hasta ajustar la antena tal y como queremos. Entraremos en más detalle sobre esto al final de esta sección.

En cuanto a la posición del dipolo, hasta ahora hemos estado hablando de la guía rectangular de la antena como una línea de transmisión infinita, pero de hecho, al estar tapada por un extremo, lo que tenemos en el interior de la guía es una onda estacionaria. La tapa de la guía de transmisión actúa como un cortocircuito, reflejando la onda en el fondo de la guía y produciendo un cambio de fase de π en el campo eléctrico [15]. Esto produce máximos y nodos en la guía, separados por un cuarto de la longitud de onda en la guía (que no coincide con los 21 cm de longitud de onda libre). La longitud de onda en la guía depende del modo, pero en nuestro caso trabajamos únicamente con el modo TE_{10} . Podemos calcular esta longitud de onda como [14],

$$\lambda_g = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{2f}{c}\right)^2 - \left(\frac{m}{a}\right)^2 - \left(\frac{n}{b}\right)^2}} = 25,71 \text{ cm.}$$

En el cortocircuito, al reflejar la señal invertida, tenemos un mínimo, luego el máximo se encontrará a un cuarto de esta longitud, es decir, a 6,43 cm de la base de la antena. Sin embargo, este sencillo cálculo teórico se basa en una guía de longitud infinita, que no es el caso. Ambos extremos de la guía influyen en la distribución del campo eléctrico en el interior de la guía. Además, el buen funcionamiento de la antena requiere tener en cuenta la adaptación de las impedancias, condición que no tiene por qué darse en el máximo. El diseño de MATLAB pone el dipolo a 4,77 cm de la base. En este caso la diferencia no es tan pequeña como para la longitud del dipolo, pero las simulaciones que hicimos con MATLAB para su diseño devolvieron buenos resultados, como veremos más adelante. Por tanto, decidimos colocar el dipolo según el diseño de MATLAB.

Lo único que falta por determinar de la guía rectangular es su longitud. Un valor típico para esta es de tres cuartos de la longitud de onda de la guía. Aunque no es un parámetro tan crítico como los otros mencionados, a mayor longitud, mejor filtrará la frecuencia de la señal en la guía, eliminando modos evanescentes. MATLAB sugería un valor de 23,09 cm, con lo que nos ceñimos a ese.

Con todo esto ya tenemos justificado el diseño de la guía rectangular, nos falta diseñar la bocina. MATLAB sugiere una bocina con una apertura de 46,27 cm por 40,78 cm. Pero, como hemos dicho antes, es el tamaño de esta el que va a limitar la ganancia y resolución de la antena, por lo que nos interesa hacer la bocina tan grande como podamos. El diseño de MATLAB ocuparía $0,5798 \text{ m}^2$, y, dado que la lámina de aluminio de la que disponemos para recortar las piezas es de 1×2 metros, aún podemos aprovechar mucho mejor el material disponible. En el Balanis [13] se proporciona un algoritmo para dados a y b y una ganancia objetivo G_0 , diseñar una bocina que optimice la directividad de esta. He implementado el siguiente algoritmo en MATLAB.

```
function [a1,b1,p] = antennadimensions(lambda,G,a,b)
%ANTENNADIMENSIONS Obtener dimensiones de la antena de acuerdo a Balanis
p.754
```

```

G = 10^(G/10);
X = G / (2*pi*sqrt(2*pi));
for t = 0:10 % mejorar X usando unas pocas iteraciones de Newton
    fX = (G / (2*pi) * sqrt(3/(2*pi)))/sqrt(X) - a/lambda)^2 * (G^2/(6*pi^3 *
        X) - 1) - (sqrt(2*X)-b/lambda)^2 * (2*X-1);
    fpX = 1/(24*pi^6*lambda^2*X^3)*(pi^3 * G^2 * X * (9 * lambda^2 - 4 * a^2)
        + 3*sqrt(6)*pi^(3/2)*a*G^3*lambda*sqrt(X) - 6 * sqrt(6) * pi^(9/2) * a
        * G * lambda * X^(3/2) - 24*pi^6*X^(5/2) * (2*b^2*sqrt(X) + sqrt(2) *
        b * lambda * (1-6*X) + 2*lambda^2*sqrt(X)*(4*X-1)) - 3*G^4*lambda^2);
    X = X - fX / fpX;
end
a1 = G/(2*pi) * sqrt(3 / (2*pi * X)) * lambda; % anchura de la boca de la
    bocina
b1 = sqrt(2*X) * lambda; % altura de la boca de la bocina
p = (b1-b) * sqrt((lambda * X / b1)^2 - 0.25); % profundidad de la bocina
end

```

Usando este algoritmo, se trata de ir aumentando la ganancia objetivo lo máximo posible, de forma que las piezas necesarias para montar la antena sigan cabiendo en la lámina de 1 por 2 metros de aluminio. Conseguimos llegar hasta una ganancia de 18,5 dB de forma que las piezas siguieran cabiendo en la lámina. Para esa ganancia objetivo, y las dimensiones de la guía de onda que ya hemos dicho, el algoritmo sugiere una anchura de la boca de la bocina de 79,89 cm, una altura de 61,36 cm y una profundidad de 71,17 cm. Estas dimensiones hacen que las piezas necesarias para el montaje de la lámina tengan un área total de 1,4377 m², lo que nos permite aprovechar la lámina mucho mejor que el diseño por defecto de MATLAB, además de mejorar la ganancia de la antena.

Con esto ya tenemos nuestro diseño final de la antena. Se representa en la figura 9 tanto la colocación de las piezas en la lámina de aluminio para cortarlas como el aspecto una vez ensamblada.

Una vez tenemos el diseño deseado podemos cargarlo en MATLAB y ejecutar algunas simulaciones para ver qué características podemos esperar de la antena y qué tenemos que cuidar durante el montaje. Una propiedad importante en un telescopio es la resolución que tiene, es decir, la menor separación angular entre objetos que puede diferenciar. Esto, en el caso de un radiotelescopio, está dado por el patrón de radiación. Una antena no radía en todas las direcciones por igual, sino que en ciertas direcciones la transmisión de energía es máxima, mientras que en otras es menor. Por ejemplo, un dipolo no radía en el eje del cable. Se puede demostrar que el mismo patrón que tiene al irradiar nos da la sensibilidad de la antena a la radiación proveniente de distintas direcciones. Se trata del teorema de reciprocidad, que se puede encontrar en [13].

Si queremos usar la antena como radiotelescopio necesitamos que este patrón esté muy concentrado en una única dirección. Una medida de esto es el ancho de haz de media potencia (HPBW), es decir, la separación angular en la que el patrón de radiación disminuye a la mitad. Por ejemplo, la antena de Ewen tenía un HPBW de 12°. Al ser la nuestra más pequeña tendremos que esperar un HPBW algo mayor. Se puede simular el patrón de radiación con MATLAB mediante los comandos `pattern`, `patternAzimuth` y `patternElevation`. Los resultados de dichas simulaciones se muestran en la figura 10, que muestran que el HPBW de nuestra antena es de 20° para elevación 0° y de 19° para acimut 0°. En nuestro caso, ya que la gráfica está en decibelios, se corresponde con los ángulos que se encuentran a 3 dB menos que el pico, de 18,7 dB, muy similar a la ganancia

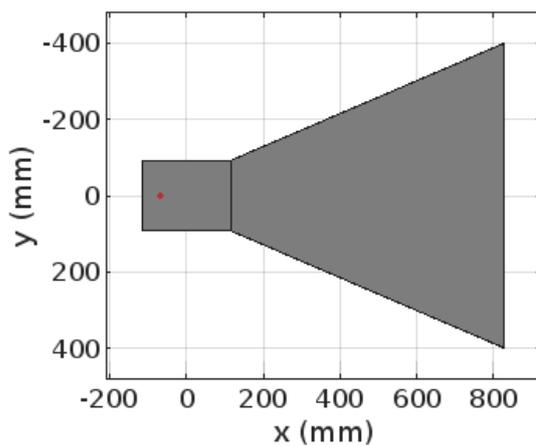
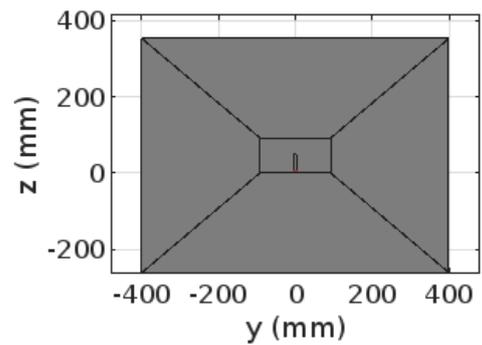
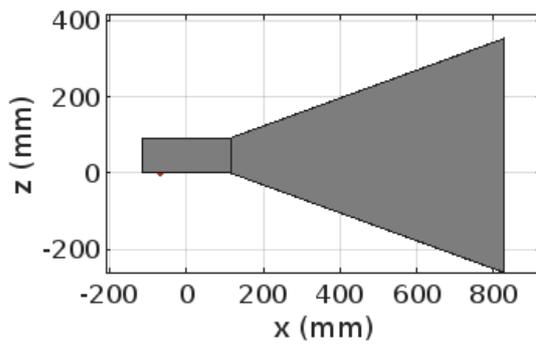
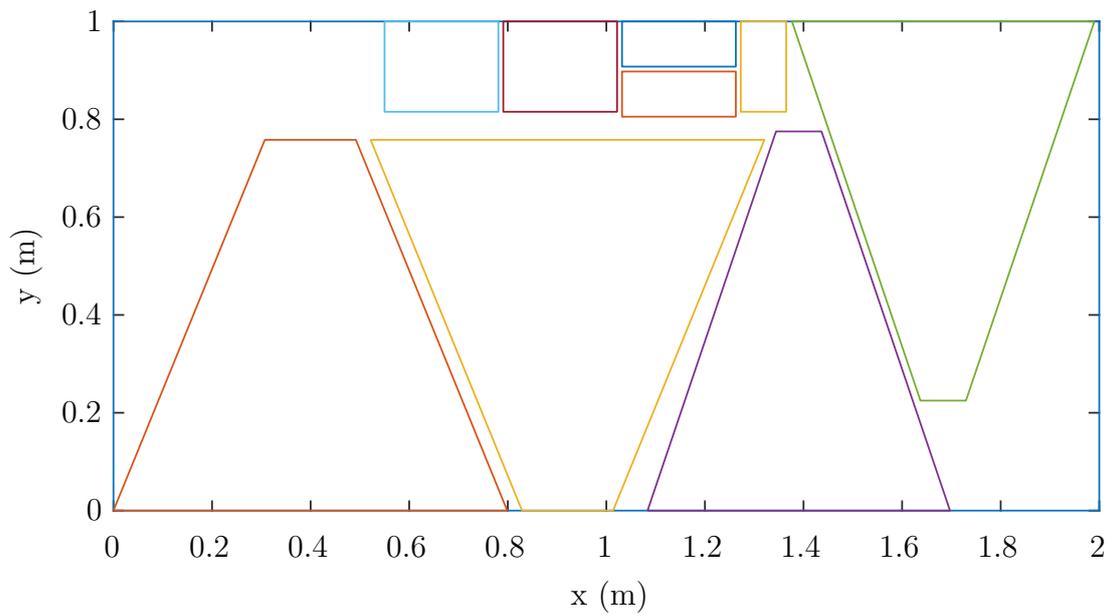


Figura 9: Diseño de nuestra antena. En la figura de arriba, piezas necesarias para su montaje en la lámina de aluminio de que disponemos. En la figura de abajo, se representan el alzado, planta y perfil de la antena montada.

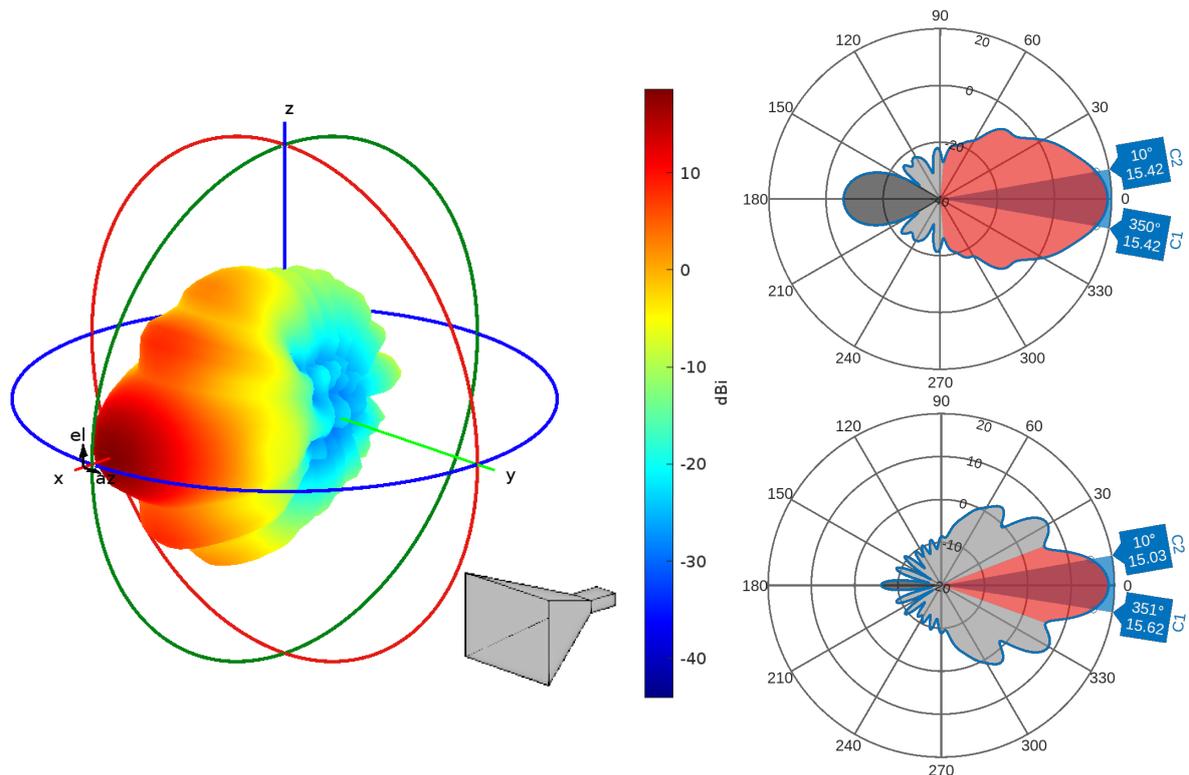


Figura 10: Patrón de radiación simulado por MATLAB para nuestro diseño junto con las secciones para elevación 0° y acimut 0° con marcadores para el HPBW.

objetivo que pusimos para el algoritmo de Balanis [13].

Estos cálculos son importantes porque nos dicen de qué región del cielo va a recolectar señal nuestro radiotelescopio cuando lo apuntemos, pero de cara al montaje no nos importan. Una cuestión que nos interesa mucho más de cara al montaje es la distribución de corrientes en la antena. MATLAB también puede simular esto con el comando `current`. El resultado de la simulación se muestra en la figura 11. Viendo la dirección de las corrientes podemos ver qué aristas necesitan una buena conexión eléctrica, ya que en algunas las líneas de corriente atraviesan la arista, mientras que en otras son paralelas. Un corte o mala conexión en perpendicular a las líneas de corriente podría afectar al correcto funcionamiento de la antena.

3.2. Montaje

El primer paso en el montaje, así como en el diseño, es la guía rectangular. Cortamos las piezas de la guía de la lámina de acuerdo al diseño de la figura 9 con una sierra de calar, así como unos perfiles para unir los bordes. Se lijaron para conseguir dejar los bordes lo más lisos posible y con las dimensiones lo más próximas posible a lo pretendido. Después, hicimos agujeros con un taladro vertical para fijarlo todo bien con tornillos.

En la práctica, por supuesto, no tenemos tanta precisión como hemos indicado en el diseño, pero aun así hay que tener en cuenta el grosor de la lámina, de 2 mm, que hasta ahora hemos estado considerando completamente plana. La solución a esto es sumar 4 mm a la anchura y 2 mm a la altura de las placas más grandes. De este modo, podemos

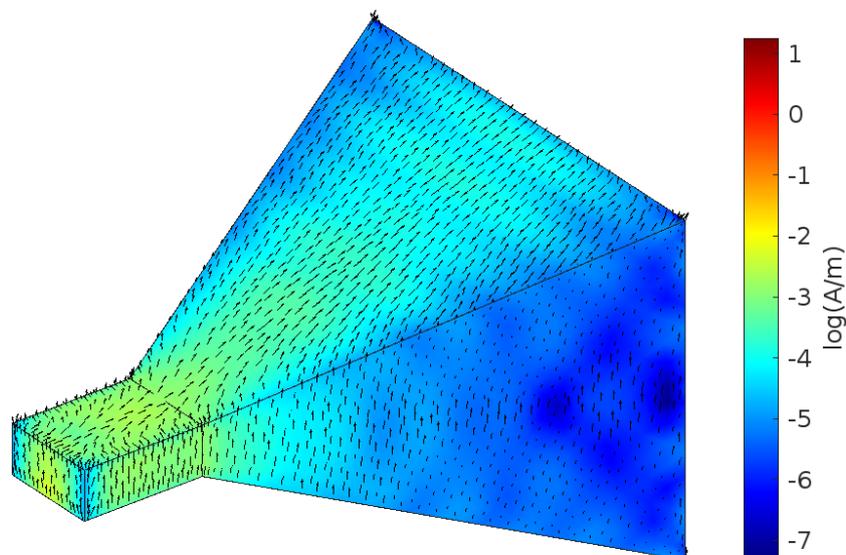


Figura 11: Distribución de corrientes en la antena en escala logarítmica.

solapar las piezas y el diseño se corresponderá con las dimensiones interiores de la guía.

Hay otra consideración a tener en cuenta en el montaje, y es que aunque muchas piezas tienen el mismo tamaño y se podrían considerar equivalentes, no lo son. Ni siquiera podemos girar una pieza y pretender que siga encajando. Al ser un trabajo artesanal y no tener una precisión milimétrica, girar una pieza o intercambiarla por otra haría que los tornillos no encajaran bien e introduciría tensiones mecánicas innecesarias a la construcción. La solución es numerar todas las piezas de manera que se sepa cómo encajarlas. El resultado de todo este proceso está fotografiado y se recoge en la figura 12. Como se ve en la imagen, cada lado de las piezas tiene un número que se corresponde con una arista de la guía rectangular. De este modo se puede desmontar y volver a montar sin temor a descolocar las piezas.

Para unir las piezas optamos por unos tornillos M4 avellanados de 10 mm de longitud, incluidos también en la figura 12. Por tanto, lo siguiente fue avellanar los agujeros para los tornillos también con el taladro vertical. De esta forma reducimos los objetos metálicos que sobresalen en el interior de la antena, que podrían afectar a su rendimiento.

Lo siguiente es poner el dipolo en la antena. Para ello usamos un conector de cable coaxial tipo N hembra como el de la figura 12. Aunque la electrónica usa un conector de tipo SMA y necesitaremos un adaptador, el conector tipo N es más robusto y confiábamos más en que quedara bien fijado a la guía. Ajustamos un alambre de cobre en el torno para que encajara bien en el conector tipo N y lo soldamos. En la guía hubo que hacer un agujero para el conector y otros cuatro para los tornillos que lo sujetan. La conexión eléctrica entre la guía y la parte metálica exterior del conector debe ser buena, con lo que de nuevo conviene marcar la pieza para saber cómo ajusta bien. Nosotros lo hicimos marcando una esquina con un punto, y marcando también el punto en la guía de ondas.

Con esto ya estaría montada la guía de ondas, el resultado aparece en la figura 13. Lo siguiente es montar la bocina. El proceso es muy similar, hay que cortar las piezas de la



Figura 12: A la izquierda, piezas de la guía de ondas recortadas de la lámina junto con los perfiles para unirlos. A la derecha, conector N hembra y tornillos M4 avellanados.

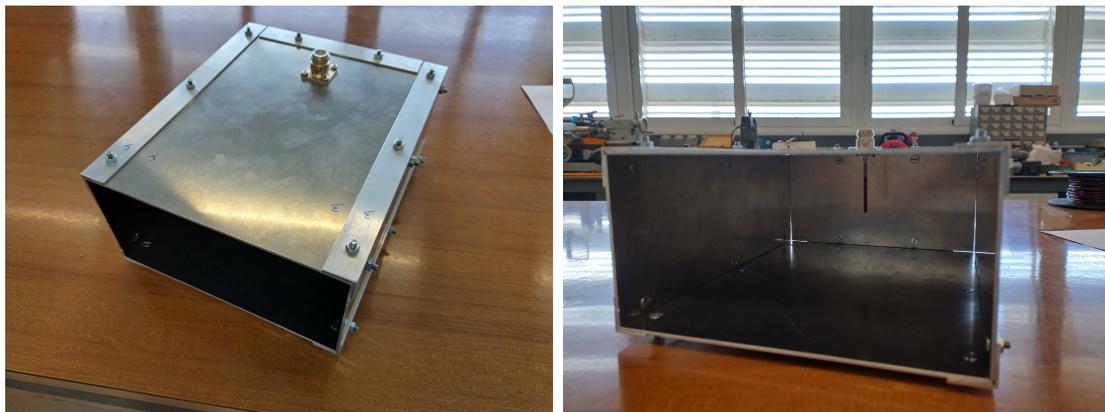


Figura 13: Guía de ondas una vez montada.

lámina, lijarlas, atornillarlas y juntarlas con los perfiles. En esto último hay un pequeño problema, las piezas de la bocina no forman ángulos rectos entre sí, sino de $97,83^\circ$ según nuestro diseño. Sin embargo, nosotros no teníamos los medios para doblar los perfiles de aluminio, con lo que probamos a usar los perfiles tal cual. Como se ve en la figura 14, el usar los perfiles con ángulos rectos mete un poco de tensión en la antena y hace que se combe en la boca de la bocina ligeramente, pero no es crítico y corregir esto hubiera requerido mejores herramientas para tratar el aluminio de las que disponíamos.

Para la conexión entre la bocina y la guía el ángulo es demasiado grande como para usar los perfiles, por lo tanto, tuvimos que doblar unas piezas de la plancha de aluminio ayudándonos con el tornillo de banco. El resultado aparece en la figura 14. Solo hicimos esto en los lados largos de la guía, que son, como se ve en la figura 11, los lados por los que circula corriente perpendicular a la arista y que, por tanto, requieren una buena conexión eléctrica. La sujeción con estas piezas es lo suficientemente buena y al ser más largas se podían agarrar mejor para doblarlas. Estas mismas piezas para los lados cortos hubieran sido más complicadas de fabricar.

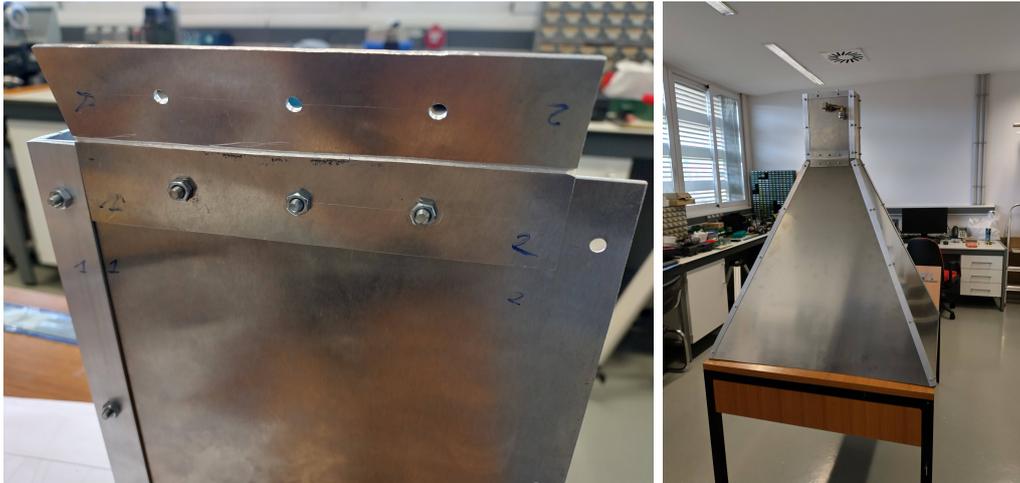


Figura 14: A la izquierda, conexión de la bocina a la guía. A la derecha, la bocina una vez montada.



Figura 15: Escuadras fijadas a la montura, a la bocina y resultado final una vez ensamblado todo.

Finalmente, lo último que tuvimos que fabricar fue una montura para el radiotelescopio. Para montarla hemos usado una vieja montura de mercadillo junto con 4 escuadras de acero. Dos escuadras se fijan a la montura, mientras que otras dos se fijan a la bocina. Como la antena es demasiado pesada para que se mantenga la posición solo con tornillos y tuercas entre las escuadras, nuestra solución fue cortar un círculo de la lámina de aluminio que nos permitiera regular el ángulo de elevación de la antena. Fijamos el círculo a la escuadra de la bocina con dos tornillos e hicimos agujeros cada 10° aproximadamente a la altura de unos orificios que ya tenía la escuadra. Con un pasador que hicimos en el torno se puede regular la elevación de la antena. Se puede ver cómo quedó en la figura 15.

3.3. Ajuste

Una vez montada la antena, queda hacer unos pequeños ajustes para que funcione mejor. Lo primero es arreglar en la medida de lo posible las grietas que presenta en las uniones entre las piezas. Como se ve en la figura 13, las uniones no son perfectas, y ya hemos dicho que cortes en perpendicular a las corrientes que aparecen en la figura 11 podrían reducir el rendimiento de la antena. Por tanto, una primera medida que conviene

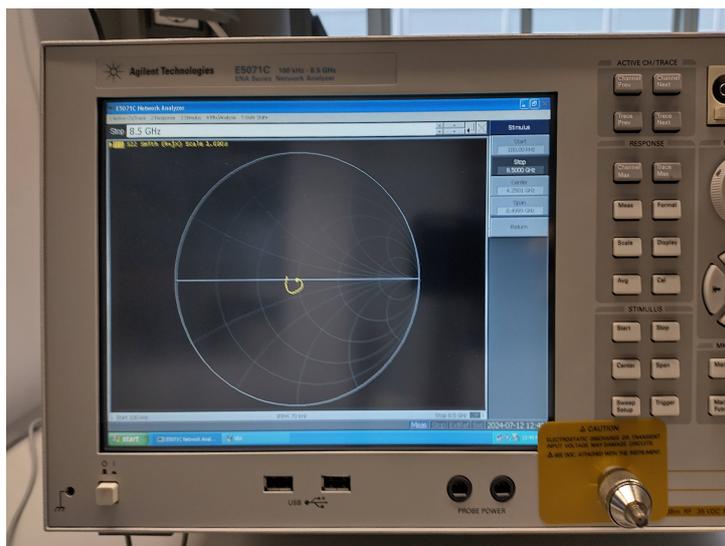


Figura 16: Analizador Agilent E5071C ENA

tomar es recubrir el interior de las uniones con cinta adhesiva de aluminio. Esto garantiza un buen contacto eléctrico, necesario para el buen funcionamiento de la antena.

Otra cuestión que conviene revisar es la longitud del dipolo, que como dijimos al principio de la sección, decidimos dejarlo algo más largo de la cuenta para luego ajustarlo. En aquel momento no entramos en detalles sobre lo que significaba esto, vamos a explicarlo ahora. La antena actúa como una línea de transmisión para la onda que la conduce hasta el cable coaxial que conectemos al conector tipo N. Este conector tiene una impedancia de 50Ω , con lo que si la impedancia de la antena no coincide con esta, la onda será parcial o totalmente reflejada (es el mismo principio por el que el cortocircuito al final de la guía rectangular la refleja) [15]. Sin embargo, la impedancia de la antena va a depender de la frecuencia, por lo que no podemos esperar que la antena absorba en su totalidad toda onda que le llegue. Lo que sí podemos hacer es ajustarla para que la reflexión sea mínima a la frecuencia que nos interesa y, por tanto, absorba lo máximo posible. Esto se denomina adaptar la antena.

En nuestro caso queremos adaptar la antena para la frecuencia del hidrógeno. Para medir la reflexión de la antena a distintas frecuencias empleamos un analizador de redes Agilent E5071C ENA, recogido en la figura 16, que manda una señal de una determinada frecuencia y después mide cuánto se ha reflejado y con cuánto desfase para determinar la impedancia de la antena. Normalmente, esto se representa en carta de Smith, una transformación de la mitad del plano complejo en un círculo. En la figura 17, generada usando la librería [16] junto con los datos experimentales del analizador, se representa con una curva verde la impedancia de la antena en el rango de 1,2 a 1,6 GHz en carta de Smith y el factor de reflexión, S_{11} , de la antena para ese mismo rango de frecuencias, tal y como la teníamos al inicio del ajuste. Ahí se ve que la reflexión alcanza el mínimo para la frecuencia 1,37 GHz, menor que la frecuencia del HI, como era de esperar ya que habíamos dejado la varilla intencionalmente más larga. Por tanto, cortamos unos pocos milímetros del dipolo, dando como resultado la curva roja, que alcanza el mínimo de reflexión para una frecuencia de 1,47 GHz, ahora demasiado alta. Finalmente, alargamos un poco el dipolo usando una gota de estaño de soldar. El resultado final es la curva azul

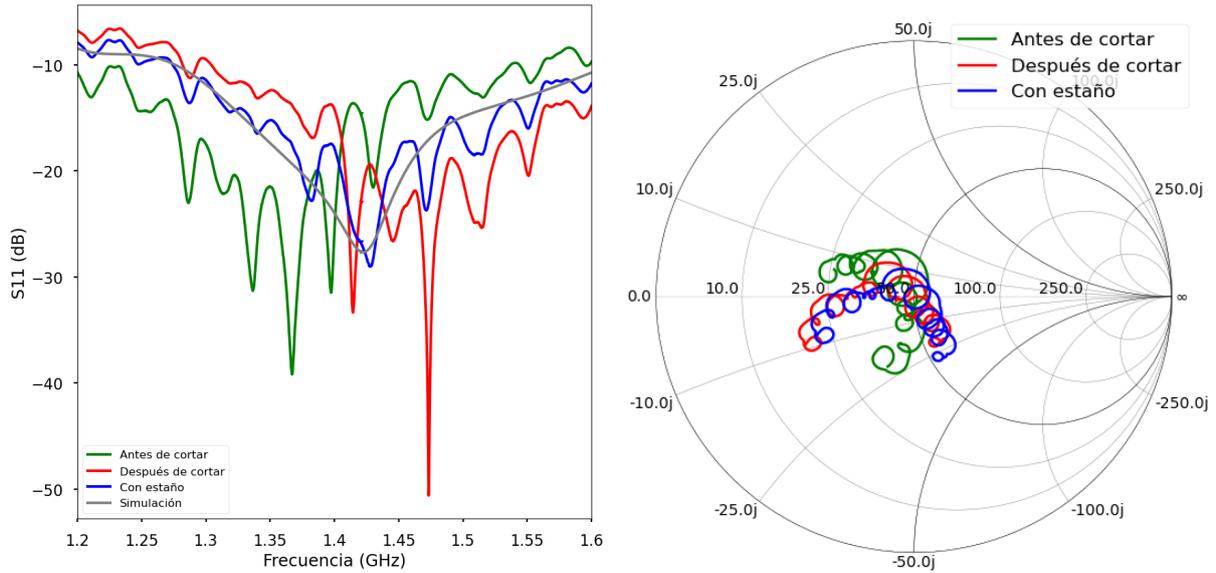


Figura 17: A la izquierda, impedancia de la antena en carta de Smith para frecuencias de 1,2 GHz a 1,6 GHz. A la derecha, parámetro S_{11} de la antena para el mismo rango de frecuencias. En ambos casos la línea verde se corresponde a antes de cortar el dipolo, la roja a después de cortar el dipolo y la azul al resultado final. Además, en la gráfica izquierda, la línea gris se corresponde a la simulación de MATLAB.

que presenta un mínimo en 1,43 GHz, muy próximo a la frecuencia deseada y además más ancho que los anteriores, lo que es positivo pues indica que la antena reflejará poco en un rango centrado en la frecuencia de estudio.

Para la frecuencia del HI, el analizador de redes nos indica un coeficiente de reflexión S_{11} de $-26,77$ dB. Es decir, que refleja el 0,2% de la potencia recibida a esa frecuencia. En la figura 17, la curva gris es la curva S_{11} que calcula MATLAB para nuestro diseño de la antena, que, como vemos, es muy similar a la curva experimental de nuestro resultado final.

4. Procesado de los datos

Una vez construida y adaptada la antena, centramos nuestra atención en la electrónica que nos va a permitir recoger la señal que recibamos y en el posterior procesado de los datos. Para la recepción de la señal hemos empleado una radio definida por software (SDR) RTL-SDR V3 y un amplificador de bajo ruido (LNA) NooElec SAWbird+ H1, representados en la figura 18. Para el procesado de la señal he programado en Python distintas herramientas que me permiten capturar datos, obtener los espectros a partir de los datos y vincular los espectros a una ubicación del cielo. Todos estos programas se pueden invocar desde la terminal, lo que hace más cómodo y rápido aplicarlos a varios conjuntos de datos de forma simultánea.

4.1. Teoría de señales

Para entender qué hace una SDR con la señal que le llega por la antena vamos a necesitar en primer lugar hablar un poco de teoría de señales. Estamos interesados en estudiar el espectro en frecuencias de la onda que nos llegue, pero los datos que recojamos estarán en el dominio del tiempo. Además, no vamos a tener una función continua $x(t)$ sino unos datos muestreados $x(n)$ según una cierta frecuencia de muestreo, f_s . La forma de pasar estos datos al dominio de las frecuencias es entonces aplicar la transformada de Fourier discreta.

Si nuestra señal muestreada es $x(0), x(1), \dots, x(N-1)$, la transformada de Fourier discreta se define como [17]

$$X(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j2\pi nm/N}, \text{ con } m = 0, 1, \dots, N-1.$$

De esta ecuación tenemos que notar ciertas cuestiones inmediatas. Para el correcto tratamiento de señales en el dominio de la frecuencia, debemos trabajar con números complejos, incluso si la entrada es real. Otra cosa a tener en cuenta es que el resultado de la transformada de Fourier discreta también está muestreada.

Es importante notar que señales diferentes pueden dar muestreos iguales, fenómeno denominado *aliasing*. Por ejemplo, si nuestra frecuencia de muestreo es de 1 kHz, una señal de 1 kHz es indistinguible de una corriente continua por periodicidad. En general, cualquier frecuencia tendrá una equivalente entre 0 y f_s . Por tanto, el ancho de banda de la señal que queremos recibir tendrá que ser menor que f_s . Veamos qué ocurre cuando introducimos como entrada una función $x(n) = Ae^{j2\pi fn/f_s}$, es decir, una señal de frecuencia f muestreada a f_s .

$$X(m) = \sum_{n=0}^{N-1} Ae^{j2\pi n(f/f_s - m/N)}$$

Por tanto, si $f = \frac{mf_s}{N}$, entonces $X(m) = NA$ y si $m' \neq m$, $X(m') = 0$. Como la transformada de Fourier discreta es lineal, $X(m)$, es la amplitud de la componente de la señal de frecuencia $\frac{mf_s}{N}$ multiplicada por el número de puntos que tomamos para hacer la transformada. Esto nos muestra otra importante propiedad, si la frecuencia de muestreo f_s nos da el ancho de banda del espectro, el número de puntos N nos da la resolución de este.

Ahora bien, la frecuencia que queremos estudiar es de 1,42 GHz, pero una frecuencia de muestreo de 1,42 GHz no es viable. Las SDR y en general cualquier aparato de radio funciona trasladando en primer lugar la banda que está escuchando a frecuencias bajas con las que poder trabajar. En nuestro caso, la frecuencia central que queremos estudiar es la del HI, si nuestra señal la multiplicamos por $e^{-j2\pi f_{HI}t}$ antes de muestrearla estamos trasladando nuestro espectro para centrarlo en la frecuencia f_{HI} .

Observemos que ahora parte del rango que nos interesa estudiar tiene frecuencias negativas, ya que hemos trasladado f_{HI} al 0. Esto al principio puede resultar chocante, pero hay que pensar en ello simplemente como funciones de la forma $e^{-j2\pi ft}$. Entonces, lo que nos indica el menos es el sentido de giro de estas funciones periódicas en el plano complejo a lo largo de la circunferencia unidad.

Además, como hemos dicho antes, todas las frecuencias se corresponden con alguna en el rango 0 a f_s , eso incluye las frecuencias negativas. Usando la periodicidad de la función exponencial compleja podemos escribir

$$Ae^{-j2\pi fn/f_s} = Ae^{j2\pi n - j2\pi fn/f_s} = Ae^{j2\pi n(f_s - f)/f_s}.$$

Por tanto, por *aliasing*, una frecuencia $-f$ es idéntica tras muestrear a una frecuencia $f_s - f$. Es decir, la componente de frecuencia $-f_s/N$, es indistinguible de la de frecuencia $f_s - f_s/N = (N - 1)f_s/N$, y contribuirá al $X(n - 1)$.

Entonces, podemos extraer información de las frecuencias en el rango $-f_s/2$ a $f_s/2$, donde $m = 0, 1, \dots, (N - 1)/2$ se corresponde al rango de frecuencias positivas y $(N + 1)/2, \dots, N - 1$ al de las frecuencias negativas si N es impar (si N es par, para el $m = N/2$ hay *aliasing* entre las frecuencias de los extremos).

Con esto ya tenemos las ideas básicas para entender la electrónica de una SDR.

4.2. Electrónica

En la figura 19 se describe el esquema general de funcionamiento de una SDR según el libro de Zieliński [18]. La señal que recibimos por la antena, al ser real y no compleja, en el dominio de frecuencias presentará una distribución simétrica respecto al origen de frecuencias. Esto es una consecuencia de la representación de seno y coseno como suma de exponenciales complejas.

Cuando la señal entra por la antena, lo primero que hacemos es pasarla por un amplificador de bajo ruido (LNA). Este dispositivo aumenta el nivel de la señal sin aumentar excesivamente el ruido de esta. Este aumento de nivel es la ganancia, que será en general una función de la frecuencia. En nuestro caso empleamos también uno externo diseñado específicamente para la frecuencia del HI, el NooElec SAWbird+ H1. El LNA necesita una alimentación de 5 V que puede proveer el propio RTL-SDR activando la opción de *bias tee*. Con esta opción activada, el RTL-SDR introduce una señal continua por el cable coaxial que alimenta el LNA. El LNA tiene una luz que se ilumina cuando recibe alimentación, como se ve en la figura 18. Ahí también se ve en qué sentido conectar el LNA.

Lo siguiente es pasarla por un filtro pasa banda de la anchura de la banda de frecuencias que queremos estudiar, Δf , con una frecuencia central f_c . Con esto conseguimos una señal con frecuencias de entre $f_c - \Delta f/2$ y $f_c + \Delta f/2$ y sus correspondientes análogas negativas. Con esto conseguimos reducir las señales innecesarias fuera de nuestro rango de interés, que recordemos que entrarían en nuestro rango al muestrear por el fenómeno de *aliasing*.

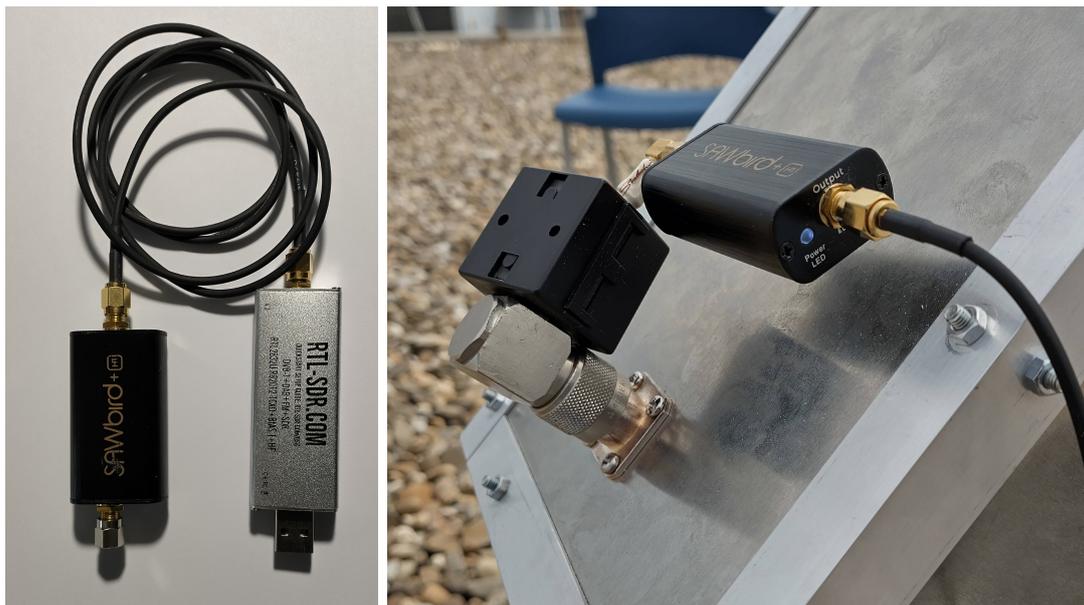


Figura 18: A la izquierda, NooElec SAWbird+ H1 conectado a RTL-SDR. A la derecha, el LNA conectado a la antena mostrando la orientación con la que hay que conectarlo y la luz que indica que el *bias tee* está encendido.

Ahora, como dijimos anteriormente, tenemos que centrar nuestra banda en torno al 0. Usando un circuito analógico mezclador, multiplicamos la señal que sale del filtro con una generada por un oscilador analógico que configuramos a la frecuencia central del filtro, f_c . El resultado es trasladar todo el espectro de modo que las frecuencias $f_c - \Delta f/2$ a $f_c + \Delta f/2$ se trasladan al intervalo $[-\Delta f/2, \Delta f/2]$. Aún tenemos las frecuencias negativas, ahora centradas en $-2f_c$, con lo que lo volvemos a pasar por otro filtro para eliminarlas. En este caso pasamos la señal por un filtro pasa baja, que solo deje pasar las frecuencias por debajo de $f_s/2$. Con esto tenemos todo nuestro rango de frecuencias en el intervalo adecuado, con lo que no hay fenómenos de *aliasing* que nos metan ruido y ya podemos muestrear los datos. Para ello pasamos la señal por un conversor analógico-digital con frecuencia de muestreo f_s .

Hay que tener en cuenta que todos estos procesos se han realizado en el dominio del tiempo. Lo que obtenemos del conversor A/D es la señal $x(n)$. También hay que tener en cuenta que en estas operaciones hemos estado operando con números complejos, y que en el dominio de las frecuencias el resultado final no tiene por qué ser simétrico. Por tanto, el resultado de todo esto es una secuencia de números complejos, $x(n) = I(n) + jQ(n)$. Estos números complejos, el RTL-SDR los devuelve como una secuencia $I(0), Q(0), I(1), Q(1), \dots$ de tipo `uint8`, es decir, enteros positivos entre 0 y 255.

Cabe mencionar que la electrónica es algo más compleja de lo que se ha contado aquí. Se ha simplificado la explicación puesto que el objetivo de este trabajo es entender la salida que produce el RTL-SDR, no su funcionamiento detallado. De hecho, la forma de separar el número complejo en I y Q requiere desplazar el espectro a una frecuencia intermedia que es la que se muestrea en el conversor A/D. Es una vez digitalizada que se traslada al cero y se sacan las partes reales e imaginarias de la secuencia $x(n)$. Aquí no se tratará con tanto detalle, y se remite al lector interesado al libro de Zieliński [18].

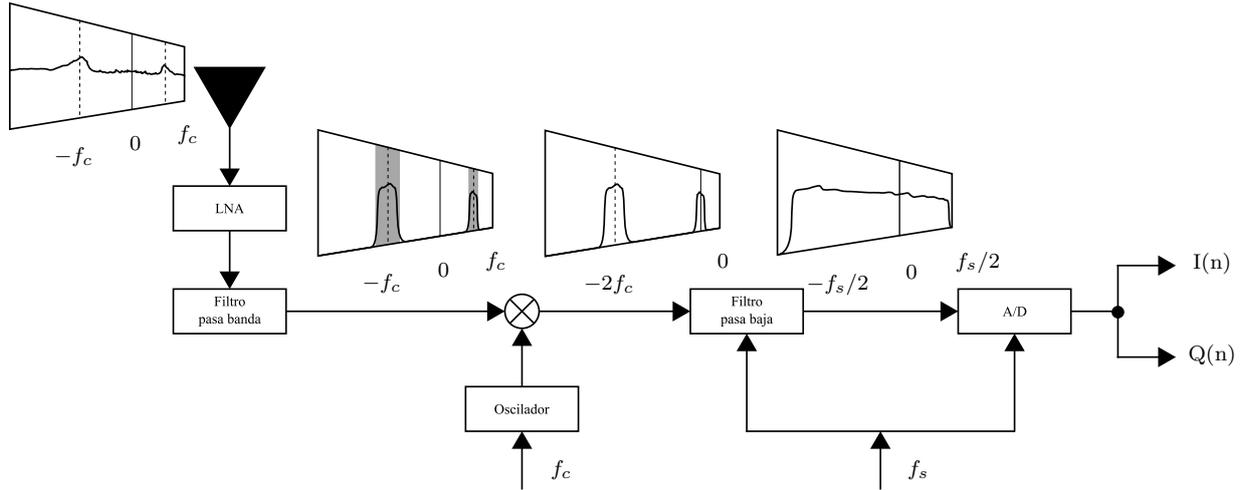


Figura 19: Funcionamiento de la electrónica de una SDR junto con la representación de la señal en el dominio de la frecuencia.

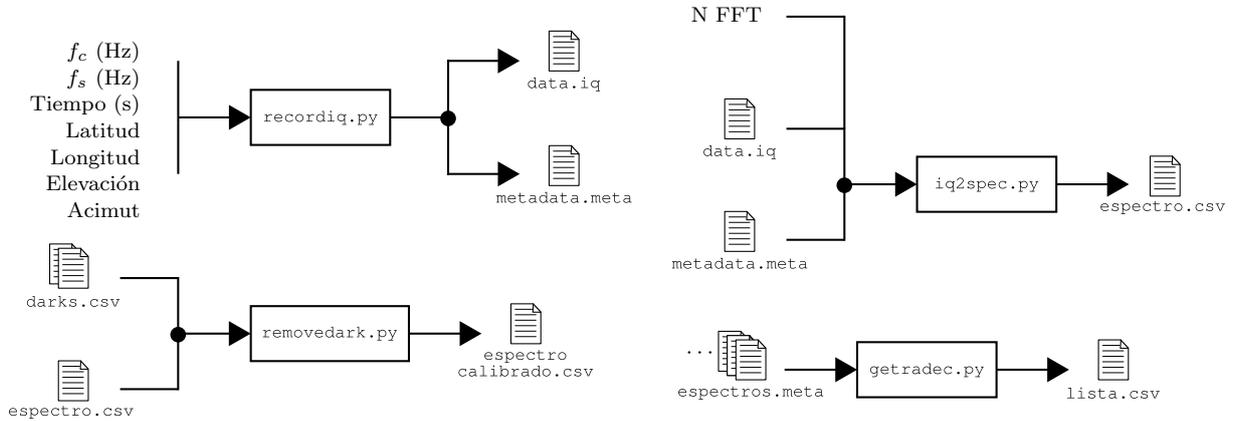


Figura 20: Programas en Python para el flujo de trabajo.

4.3. Software

El flujo de trabajo con el radiotelescopio se podría resumir en tomar datos, realizar su espectro, ajustar el espectro a la ganancia en función de la frecuencia y vincular el espectro a un punto del cielo. Cada uno de estos trabajos ha sido programado en Python para automatizar la toma de datos y el posterior análisis de los espectros. Las entradas y salidas de cada programa se han representado en la figura 20.

El código fuente de los programas de Python se puede encontrar en el siguiente enlace: https://uvaes-my.sharepoint.com/:f:/g/personal/jorge_rodriguez_uva_es/EhMIVocAiiZKrBk5munw5toB3zQHDcFCgEe-AMqZGD1Nkw?e=xXeJYp

Lo primero es recoger los datos en el dominio del tiempo con modulación IQ. El programa `recordiq.py` toma como argumentos la frecuencia central f_c de la que se va a tomar el espectro, la frecuencia de muestreo f_s , y el tiempo de recogida de datos en segundos. El número de puntos totales que muestreará de la señal se calcula como el producto entre el tiempo y f_s .

Los drivers de Osmocom [19] para SDR incluyen comandos que permiten controlar el RTL-SDR desde la terminal y que se pueden invocar desde Python. Para la toma de

medidas, primero ejecutamos el comando `rtl_biast -b 1` para encender el *bias tee* que alimenta el amplificador. Después, usamos `rtl_sdr`, introduciendo como parámetros f_c , f_s , el número de puntos a muestrear y fijamos la ganancia del RTL-SDR al máximo. Este comando saca los datos IQ en crudo del RTL-SDR y los guarda en un fichero que Python nombrará en función de la fecha y hora a la que se tomaron los datos. Después se apaga el *bias tee* con `rtl_biast -b 0`.

Como hemos visto en esta sección, el fichero con los datos IQ por sí solo carece de utilidad, ya que para obtener el espectro necesitamos conocer los parámetros f_c y f_s para calcular a qué frecuencias se corresponde cada punto de la transformada de Fourier. Es por esto que el programa `recordiq.py` no solo genera el fichero de datos, sino que lo acompaña con un fichero de metadatos con estructura de JSON, guardando la información necesaria para reconstruir el espectro. Además, acepta como argumentos la posición del radiotelescopio en latitud y longitud y dónde está apuntando en elevación y acimut. Añadiendo esta información en los metadatos junto con el tiempo en que se tomaron los datos permite luego asociarlos a una posición en el cielo.

Lo siguiente es traducir los datos IQ a un espectro. El programa `iq2spec.py` transforma los datos IQ al dominio de las frecuencias. Para calcular las frecuencias toma f_c y f_s del archivo de metadatos de los datos. El programa usa NumPy [20] para cargar el fichero IQ como una lista de `uint8` que luego tenemos que trasladar al intervalo $[-1, 1]$ y convertir en una lista de números complejos. Esto es lo que realiza el siguiente código:

```
import numpy as np
data = np.fromfile(file_data+'.iq', np.uint8)
data = (data - 127.5)/127.5
data = data[0::2] + data[1::2]*1j
```

Con los valores complejos ya podemos aplicar la transformada rápida de Fourier (FFT), el algoritmo que se utiliza usualmente para calcular la transformada de Fourier discreta, y que también proporciona NumPy. Como dijimos antes, las frecuencias a las que está asociado cada punto $X(m)$ no están ordenadas, por lo tanto, NumPy proporciona la función `np.fft.fftshift` para ordenar la salida de la transformada en orden creciente de frecuencias. Por tanto, las siguientes funciones de Python nos proporcionan el espectro y sus frecuencias asociadas:

```
def spectrum(data):
    fdata = np.abs(np.fft.fft(data))**2
    return np.fft.fftshift(fdata)
def freq(N, sr, fcenter):
    return [fcenter + sr/N*(i-N//2) for i in range(N)]
```

Nótese que hemos tomado el módulo al cuadrado de las amplitudes para obtener las intensidades asociadas a cada frecuencia. Como hemos visto antes también tenemos un factor N^2 , pero en cualquier caso los espectros están en unidades de intensidad arbitrarias.

El programa también admite opcionalmente que se le introduzca un argumento adicional `nfft` que establece el número de puntos que tomar para la FFT. Puesto que esperamos obtener un espectro amplio y liso por efecto Doppler, no necesitamos una gran resolución, es decir, no necesitamos muchos puntos en la FFT. Sin embargo, sí nos conviene promediar muchos espectros para eliminar ruido. Por tanto, lo que hace es tomar bloques

de `nfft` datos, realizar el espectro de estos bloques, y luego promediarlos, como hace el siguiente fragmento de código:

```
spec = []
for n in range(N//nfft):
    spec.append(spectrum(data[(n*nfft):((n+1)*nfft)]))
mean_spec = np.mean(spec, axis=0)
```

Nosotros hemos tomado siempre 10000 puntos para el tamaño de la FFT. Con la frecuencia de muestreo de 2,4 Ms/s que hemos tomado para todas las medidas, eso nos da una resolución espectral de 240 Hz, suficiente para nuestros propósitos.

Después, se junta el espectro promediado con la lista de frecuencias y se exporta como CSV de la siguiente manera:

```
f = freq(nfft,sr,fcenter)
np.savetxt(file_data + '_spec.csv', np.stack([f, mean_spec], axis=1),
           delimiter=",")
```

Ahora bien, como hemos mencionado antes, la ganancia de la electrónica es diferente para distintas frecuencias. Por tanto, el siguiente paso es ecualizar los espectros, es decir, normalizar la curva de ganancia en función de la frecuencia. Para ello, necesitamos una medida de un espectro plano. Esto nos proporcionará un espectro proporcional a la curva de ganancia de la electrónica. Una forma sencilla de obtener un espectro aproximadamente plano es desconectar la antena y conectar en su lugar una carga adaptada de 50Ω . Al estar adaptada, no refleja señal de la electrónica y se comporta como un cuerpo negro a temperatura ambiente, emitiendo una señal que, en primera aproximación, podemos considerar plana en el rango que estamos estudiando. Este ruido térmico es amplificado y medido por la electrónica y nos proporciona una medida de la ganancia de esta. Las medidas tomadas de esta forma las llamaremos de aquí en adelante *darks* por analogía con el término empleado en astrofotografía.

Puesto que el *dark* es una medida de la ganancia de la electrónica para distintas frecuencias, la forma de ecualizar el espectro es dividir por el valor del *dark*. Sin embargo, no basta con tomar un *dark* para todas las medidas, ya que este depende de la temperatura y condiciones ambientales de la electrónica. Lo más correcto sería que, para cada observación, se tomara uno, pero esto duplicaría el tiempo de toma de datos. Por tanto, se ha optado por tomar un *dark* al principio de la observación y otro al final. Para cada observación se puede interpolar un nivel base basándonos en el tiempo en que se llevó a cabo. Esto se lleva a cabo con el programa `removedark.py` mediante el siguiente código:

```
coef_dark1 = float((time_dark2 - time_data) / (time_dark2 - time_dark1))
coef_dark2 = 1-coef_dark1

spec = pd.DataFrame({
    'Freq (Hz)': data.iloc[:,0],
    'Intensity': data.iloc[:,1] / (coef_dark1 * dark1.iloc[:,1] + coef_dark2
    * dark2.iloc[:,1])
})

spec.to_csv(file_path+'_spec_darkremove.csv', index=False)
```

En el código, se ha usado Pandas [21] para leer y operar con los espectros. Recordemos que los espectros obtenidos hasta ahora están expresados en unas unidades de densidad espectral de potencia normalizadas a 1 para un espectro de 300 K, que es el que introduce la carga adaptada por estar a temperatura ambiente. Las unidades de los espectros en esta fase son unidades arbitrarias de densidad espectral de potencia. Esto es suficiente para comparar espectros entre sí, pero no nos da una idea de la intensidad real de la fuente que estamos estudiando.

Entonces, ahora vamos a calibrar el receptor para poder calcular cómo pasar de las unidades arbitrarias a unidades del SI. La calibración que se va a realizar no va a usar un patrón de calibración preciso, pero será suficiente para conseguir una estimación de los órdenes de magnitud de los espectros que hemos obtenido. Para ello hemos usado un generador de funciones ESG E4420B para introducir una señal modulada en frecuencia de potencia total conocida. Se conecta el LNA con el RTL-SDR al generador mediante dos atenuadores de 20 dB, pero sin cable coaxial para no introducir atenuación adicional desconocida, y se toma un espectro siguiendo el mismo proceso hasta ahora descrito, incluyendo la toma de un *dark* para ecualizar.

Se configura en el generador una señal de -70 dBm con una frecuencia central de 1,4197 GHz y una modulación en frecuencias que ensancha el pico, de modo que tiene un perfil aproximadamente Gaussiano. Luego se toma un espectro de 10 segundos con el procedimiento descrito anteriormente. Ahora necesitamos calcular la potencia total del espectro, con lo que se integra numéricamente a lo largo de todo el rango de frecuencias. Usando la regla de los trapecios esto no es más que hacer:

```

| h = data.iloc[1,0] - data.iloc[0,0]
| P = h/2*(data.iloc[0,1] + data.iloc[-1,1]) + h*sum(data.iloc[1:-1,1])

```

Esto nos da una potencia de $4190535,14 = 66,22$ dB en unidades arbitrarias. Puesto que el RTL-SDR ha debido percibir -110 dBm, la calibración consiste en restar 176,22 a nuestros espectros representándolos en decibelios. Esta calibración es bastante burda, ya que no tiene en cuenta que la potencia calculada incluye la potencia del ruido electrónico, por ejemplo. Sin embargo, para nuestros propósitos es suficiente. Si en el generador se duplica la anchura del espectro emitido, con esa calibración, para otro espectro de 10 segundos se calcula una potencia de $-109,97$ dBm, muy próxima al valor que esperamos. Si en vez de la anchura se modifica la potencia, configurando el generador a -80 dBm (que junto a los dos atenuadores nos daría una potencia de -120 dBm), el programa calcula una potencia de $-112,21$ dBm, algo alta para el valor que tendría que salir, pero sigue siendo una estimación aceptable. En este último caso, al ser una señal más tenue, la relación señal ruido es menor, produciendo mayor error en el cálculo.

Una vez que los espectros están procesados y en unidades con significado físico, procedemos a analizar los metadatos para asociar los espectros a una región de la Vía Láctea y comprobar que estamos obteniendo resultados con sentido. Para calcular la posición en el cielo de cada observación, se ha usado AstroPy [22]. Mediante la elevación y acimut del radiotelescopio, las coordenadas geográficas de la observación y el tiempo en que se tomó la medida, AstroPy puede calcular la ubicación del cielo de la observación en ascensión recta y declinación. Estas coordenadas son absolutas, no como elevación y acimut y nos permiten ubicar de qué región de la Vía Láctea es cada espectro. El programa `getradec.py` toma como entrada todos los ficheros de metadatos y genera una única tabla CSV donde

cada fila se corresponde a una observación, incluyendo cada fila los metadatos y la ascensión recta y declinación, así como la potencia total recibida según el método de calibración que hemos descrito.

Agrupar todas las observaciones en un único fichero tiene la ventaja de permitir procesar todos los metadatos simultáneamente usando herramientas profesionales de astronomía como Aladin [23].

5. Resultados

Tomar los espectros requiere una línea de visión clara con la Vía Láctea. Si bien las nubes no son un problema en nuestro caso, como lo es en el caso de la astronomía en visible, y se pueden tomar espectros durante el día, los edificios sí bloquean la señal, además de meter ruido de otras fuentes de radio que pueda haber en su interior. Planear una observación requiere saber en qué dirección apuntar el telescopio y dónde conseguir una visión clara en esa dirección.

La primera detección de la línea del hidrógeno se consiguió el 11 de marzo a las 12:59 en la posición 0 marcada en la figura 21. Para entonces no teníamos todavía la montura o los programas de Python para procesar los datos y se trató simplemente de una prueba para ver que era viable la obtención de espectros con nuestro equipo. Desde entonces hemos tomado 58 espectros desde las posiciones 1, 2 y 3 marcadas en la figura 21, llegando a recopilar un total de 26 GB de datos.

5.1. Observaciones

Una particularidad del trabajo del astrónomo frente a la mayoría de físicos es que el objeto de estudio suele estar lejos de nuestro alcance, por lo que la experimentación se basa en una serie de observaciones, casi siempre limitadas por la ubicación geográfica, la época del año o las condiciones meteorológicas durante la observación. Por poner un ejemplo de estas limitaciones, en la figura 22 se representa la región del cielo que no es observable en ningún momento del año desde nuestra latitud.

Se realizaron mediciones el 25 de abril y el 27 de junio. Y cada una de estas sesiones de observación requirió cierta planificación previa. Se escogieron las fechas de las observaciones entre los meses en los que la Vía Láctea estaba alta en el cielo en horario de apertura de la Facultad. Esto es importante, puesto que al ser el HPBW de 20° , necesitamos una elevación mínima de unos 10° para no recibir ruido del suelo, que al estar a unos 300 K radía, con lo que conviene que la Vía Láctea no esté próxima al horizonte. Para calcular dónde estaba posicionada la Vía Láctea se empleó el programa Stellarium [24], que, además de la elevación, nos proporciona el acimut. Por tanto, podíamos planear el momento y lugar de las observaciones.

En el mapa de la figura 21, se representan las ubicaciones donde se llevaron cada una de las observaciones. En la ubicación 0 se tomó la primera detección apuntando al cenit. En la 1 se tomaron medidas el día 25 de abril por la mañana, apuntando al suroeste. En la 2 se tomaron medidas el mismo día por la tarde, apuntando al sureste para uno de los laterales de la Vía Láctea y al noroeste para el otro. Finalmente, el 27 de junio se tomó la última tanda de medidas en el tejado del Aulario de la Facultad de Ciencias, marcado en la figura 21 como ubicación número 3. Se puede ver la antena posicionada en cada una de las ubicaciones en la figura 23.

El procedimiento a seguir para la toma de medidas es el siguiente. Primero se conecta la carga adaptada y se toma un *dark* del mismo tiempo de exposición del que se pretende tomar las medidas. A continuación, hay que anotar el lugar de posicionamiento del telescopio usando las coordenadas GPS del móvil. Lo siguiente es usar el inclinómetro y la brújula del móvil para orientar el radiotelescopio. Para cada medida hemos tomado dos espectros para asegurarnos de que los datos son replicables. Finalmente, una vez tomados

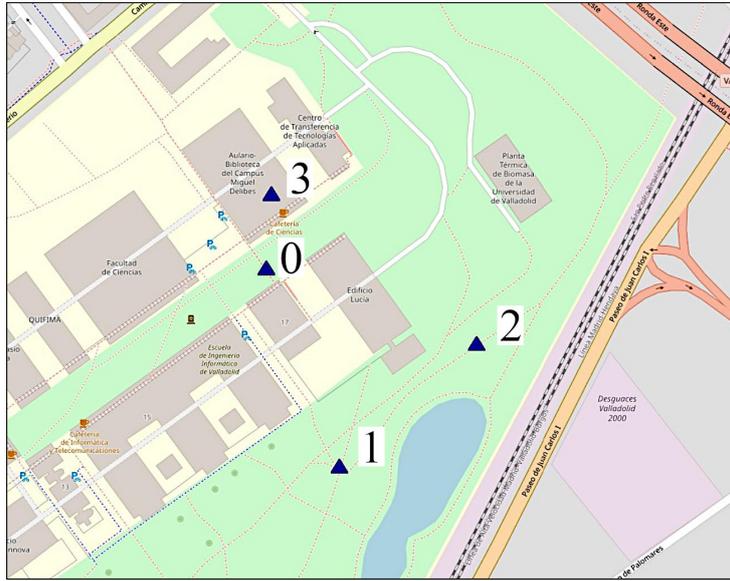


Figura 21: Ubicaciones de los lugares donde se situó la antena para la toma de medidas.

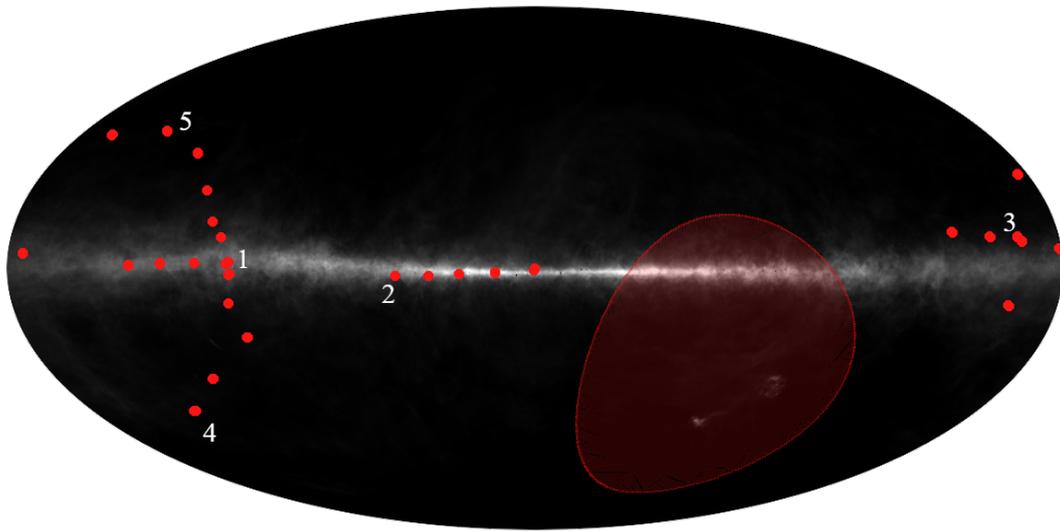


Figura 22: Posición de las observaciones representada sobre el estudio HI4PI en coordenadas galácticas y proyección Mollweide. Se ha representado en rojo la región del cielo inobservable desde nuestra latitud. Los espectros 1, 2, 3, 4 y 5 se corresponden con las fechas y horas: 27/06 11:38, 25/04 08:51, 27/06 12:30, 27/06 12:37 y 27/06 12:20.



Figura 23: Antena posicionada en los lugares de observación 1, 2 y 3 respectivamente.

todos los espectros de la sesión de observación, se vuelve a conectar la carga adaptada y se toma otro *dark*.

Las primeras medidas, las de la mañana del 25 de abril, se tomaron con 10 segundos de exposición. Sin embargo, hemos podido comprobar que un tiempo de medición de 60 segundos se consiguen unos espectros más nítidos. Otra de las mejoras que implementamos fue la toma de *darks* con más frecuencia. Los datos del día 25 se han procesado con el mismo *dark*, tomado al comenzar la observación de la tarde. Sin embargo, comprobamos más tarde que las diferencias en el *dark* con una diferencia de unos pocos grados de temperatura exterior eran significativas, por lo que el día 27 tomamos *darks* al inicio y final de la observación, consiguiendo mejorar la ecualización de los espectros.

Además, el 25 de abril por la mañana se tenía puesto el SDR con ganancia automática, por lo que los espectros que se obtengan de esas medidas no son directamente comparables a los espectros que se obtuvieron con ganancia máxima y las conclusiones que se puedan sacar de esta comparación deberán ser tomadas con cautela.

5.2. Espectros

En primer lugar, vamos a comentar los resultados que se han obtenido al medir los *darks*. En la figura 24, se recogen los 4 *darks* que se han tomado, tal y como salen del programa `iq2spec.py`, es decir, en unidades de densidad espectral de potencia arbitrarias. El espectro del día 25 de abril se tomó por la tarde, a las 16:31, y se empleó para corregir todos los espectros de ese día. Los espectros del 27 de junio se tomaron a las 11:12 y 12:44. En estos *darks* se aprecia muy bien cómo la ganancia de la electrónica cambia no solo de un día para otro, sino también en el propio día. Sin embargo, el que más destaca es el que se usó para las calibraciones por tener un perfil bastante distinto y ser el que presenta mayor ruido. Esto se debe, seguramente, a la cercanía con el ordenador y el generador de señales, que produce ruido que capta la electrónica.

Como se ve en la figura 24, los *darks* pueden variar mucho en función de las condiciones. Por tanto, es posible que las medidas del día 25 de abril no sean tan fiables como las del 27 de junio. Al fin y al cabo, se trata de un proceso de aprendizaje, y nuestros métodos se han ido refinando con cada toma de datos. Es por esto que en la medida de lo posible se usarán los espectros obtenidos el último día.

Otra cosa que se aprecia en la figura 24, es la presencia de unos picos muy localizados en la frecuencia central del filtro, lo que en este trabajo hemos venido denotando f_c . Este pico se genera en la electrónica por un *offset* en el conversor analógico digital del SDR. Esta es la razón de que los espectros se hayan tomado siempre centrados en 1,4205 GHz,

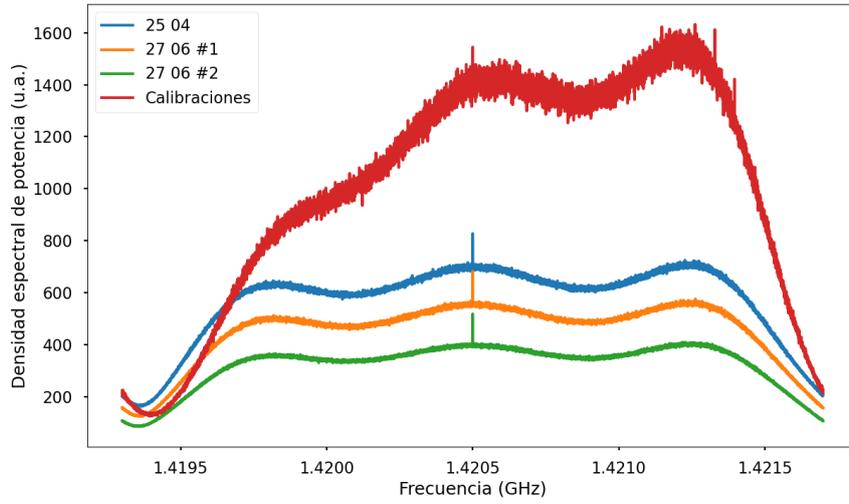


Figura 24: Todos los *darks* tomados puestos en común. Los espectros están en unidades arbitrarias (u.a.) de densidad espectral de potencia. Se han etiquetado por el momento en que se tomaron, numerando los del día 27 en función de si fue el del principio de la observación o el del final.

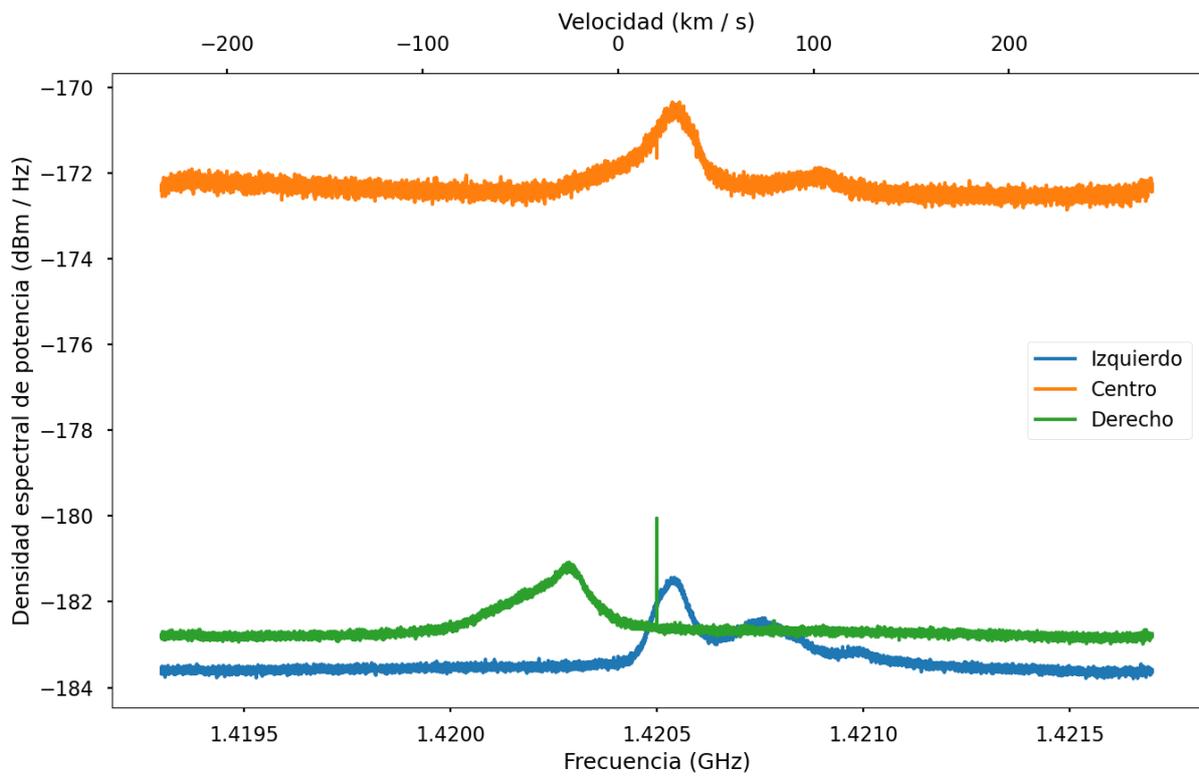


Figura 25: Espectros en el brazo izquierdo, derecho y en el centro del plano galáctico. Se corresponden a los espectros 1, 3 y 2, respectivamente, de la figura 22.

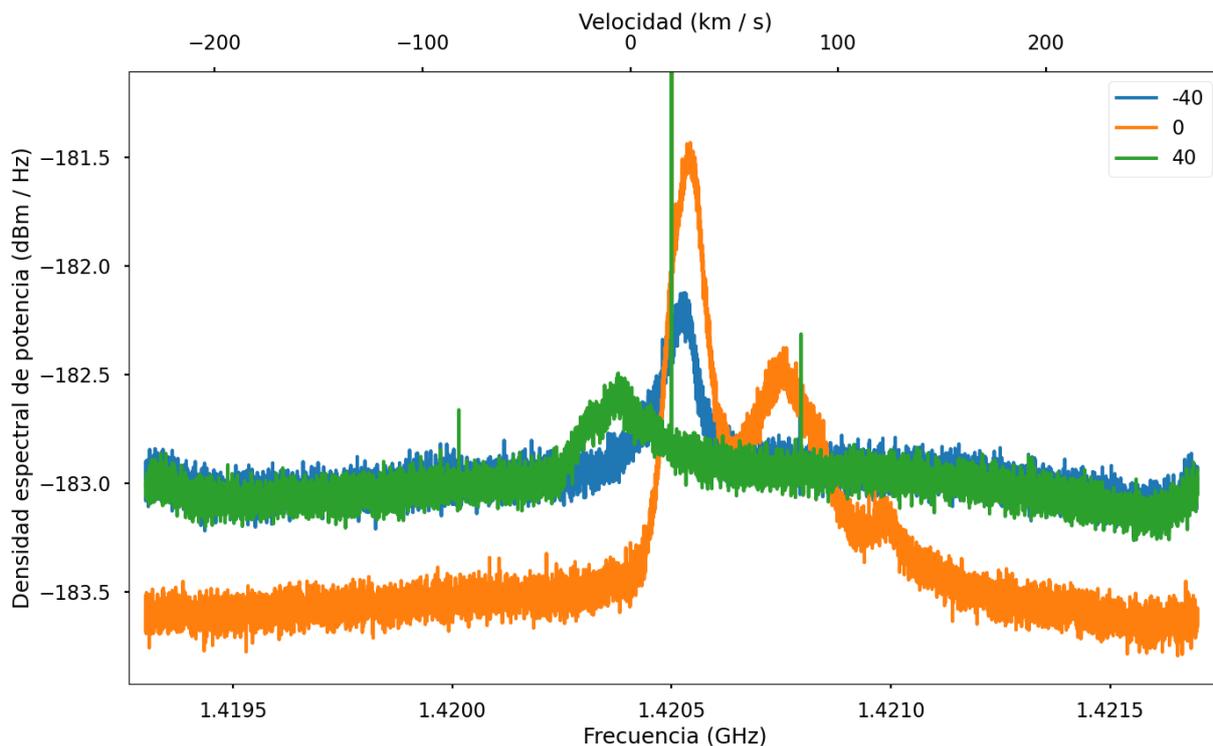


Figura 26: Espectros para una latitud galáctica de -40, 0 y 40 grados aproximadamente. Se corresponden a los espectros 4, 1 y 5, respectivamente, de la figura 22.

y no en la frecuencia del HI. Se pretendía evitar que el pico correspondiente a f_c no apareciera precisamente en la línea del hidrógeno, cuya detección es el propósito de este trabajo.

Para comprobar que, efectivamente, en nuestros espectros está la señal del HI, vamos a contrastar lo que hemos obtenido con lo que esperaríamos obtener. Ya se ha comentado extensamente en el primer apartado que debería presentar un espectro ancho debido al efecto Doppler. Dadas las velocidades del HI en el medio interestelar, podemos emplear la fórmula no relativista, obteniendo la relación

$$\frac{f - f_{HI}}{f_{HI}} = \frac{v}{c}$$

que da un desplazamiento de unos 4,74 kHz por cada km s^{-1} . Una forma cómoda de trabajar con esta transformación es añadiéndola como eje adicional a los diagramas de los espectros.

En la figura 22 se representa la posición de los espectros frente a los resultados del HI4PI [11]. Centremos primero nuestra atención en lo que ocurre cuando nos movemos a lo largo del plano galáctico. Según los resultados del estudio de la figura 6, deberíamos esperar velocidades positivas en el brazo derecho de la Vía Láctea y negativas en el izquierdo. Ambas deberían ser del orden de unos 100 km s^{-1} . Para comprobarlo se dibujan en la figura 25 los espectros indicados por 1, 2 y 3 en la figura 22, que se corresponden a mediciones de cada uno de los brazos y del centro de la Vía Láctea. Como se aprecia en la gráfica, presentan un pico claramente distinguible que cuadra con lo que esperaríamos que el HI emitiera. Además, el pico es claramente más intenso para el centro de la Vía

Láctea, como también pone de manifiesto la potencia de estos espectros, recogida en el cuadro 2, junto con la posición en el cielo. Sin embargo, también es mucho mayor el nivel base y el ruido, que aunque no necesariamente significa que el espectro esté mal, volvemos al problema de no haber establecido la ganancia ni haber tomado un *dark* adecuado para ese espectro. El ruido se solucionaría con mayores tiempos de medición, recordemos que el 25 de abril por la mañana solo se tomaron espectros de 10 segundos.

Para comprobar la intensidad de los picos de HI, se representan en la figura 26 los espectros indicados por 1, 4 y 5. Estos espectros demuestran lo que ocurre cuando se aparta la antena del plano estelar. La intensidad de los picos disminuye tanto si nos desplazamos hacia arriba del plano galáctico (latitudes galácticas positivas) como si nos desplazamos en sentido contrario (latitudes galácticas negativas).

En la figura 26 también se aprecia otro detalle relevante. Se puede ver claramente que el espectro 1 de la figura, el representado en naranja, presenta varios picos. Es decir, pone de manifiesto que hay una cierta estructura en el HI del medio interestelar. De hecho, estos picos son coherentes con el hecho de que la Vía Láctea es una galaxia en espiral, ya que los picos se corresponderían a los brazos, mientras que los valles entre los picos se corresponderían a las regiones de menor densidad entre los brazos.

Dado el gran HPBW de nuestra antena, los espectros que se han mostrado en la memoria representan una buena muestra de las medidas tomadas, ya que abarcan más o menos toda la región que hemos estudiado. Tanto estos como el resto de espectros procesados se listan en el cuadro 2, junto con la posición en el cielo y la potencia total estimada con la calibración que se explicó anteriormente. Además, todas las medidas y los programas necesarios para su procesamiento se pueden encontrar en el siguiente enlace para aquel que esté interesado: https://uvaes-my.sharepoint.com/:f:/g/personal/jorge_rodriguez_uva_es/EhMIVocAiiZKrBk5munw5toB3zQHDcFCgEe-AMqZGD1Nkw?e=xXeJYp

6. Conclusiones

En este trabajo hemos visto que es viable la construcción de un radiotelescopio desde cero. Siendo además una buena manera de poner en práctica las competencias y conocimientos adquiridos en la carrera de física. Los espectros obtenidos, si bien no tienen una resolución profesional, son, sin duda, de HI y proporcionan información de la dinámica y estructura de la Vía Láctea. Por tanto, hemos alcanzado nuestro objetivo de captar la línea de los 21 cm.

La detección de la línea de los 21 cm del hidrógeno neutro en el medio interestelar, a pesar de las limitaciones de resolución, resulta un logro en sí mismo, ya que las potencias de estos espectros son extremadamente pequeñas. Esto se pone de manifiesto cuando convertimos la potencia de dBm a W. Los espectros más intensos que tenemos recogidos tienen una potencia total, en el intervalo medido, de unos 15 fW, mientras que los más débiles son de 1 fW. A pesar de la burda calibración, el orden de magnitud es correcto y muestra lo mucho que ha avanzado la tecnología en los últimos años. Desde los años 50, en los que se realizó la primera detección de hidrógeno neutro, nuestra capacidad técnica ha mejorado significativamente, poniendo al alcance del radioaficionado promedio los medios para captar señales tremendamente tenues. La detección del HI es, de hecho, uno de los proyectos más extendidos para iniciarse en las técnicas con microondas.

En resumen, la construcción y operación de un radiotelescopio casero no solo supone una buena forma de combinar conocimientos de distintas áreas de la física de manera interdisciplinar, sino también se trata de un estupendo proyecto para iniciarse en cosas que no se cubren en la carrera.

Anexos

A. Cuadro de espectros

Fecha y hora	t	Lat	Lon	Ele	Ac	AR	Dec	P
2024 04 25 08:40	10	41,66234	-4,70408	18	218	270,11	-20,76	-107,26
2024 04 25 08:43	10	41,66234	-4,70408	18	218	270,88	-20,76	-107,72
2024 04 25 08:45	10	41,66234	-4,70408	31	218	277,85	-9,35	-107,58
2024 04 25 08:46	10	41,66234	-4,70408	31	218	278,07	-9,35	-107,45
2024 04 25 08:47	10	41,66234	-4,70408	43	218	283,92	1,28	-107,96
2024 04 25 08:48	10	41,66234	-4,70408	43	218	284,05	1,28	-108,00
2024 04 25 08:49	10	41,66234	-4,70408	53	218	289,17	10,13	-108,14
2024 04 25 08:50	10	41,66234	-4,70408	53	218	289,24	10,13	-108,24
2024 04 25 08:51	10	41,66234	-4,70408	64	218	294,92	19,79	-108,34
2024 04 25 08:51	10	41,66234	-4,70408	64	218	294,99	19,79	-108,44
2024 04 25 16:33	60	41,66306	-4,70301	23	125	117,15	-7,68	-118,85
2024 04 25 16:35	60	41,66306	-4,70301	23	125	117,45	-7,68	-119,08
2024 04 25 16:37	60	41,66306	-4,70301	36	125	110,09	2,57	-119,81
2024 04 25 16:38	60	41,66306	-4,70301	36	125	110,35	2,57	-119,92
2024 04 25 16:41	60	41,66306	-4,70301	47	125	104,07	11,21	-120,07
2024 04 25 16:42	60	41,66306	-4,70301	47	125	104,35	11,21	-120,30
2024 04 25 16:45	60	41,66306	-4,70301	60	125	96,46	21,20	-119,91
2024 04 25 16:46	60	41,66306	-4,70301	60	125	96,73	21,20	-120,01
2024 04 25 16:51	60	41,66306	-4,70301	70	125	90,40	28,56	-119,91
2024 04 25 16:52	60	41,66306	-4,70301	70	125	90,66	28,56	-120,16
2024 04 25 17:01	60	41,66306	-4,70301	72	324	55,87	54,91	-119,61
2024 04 25 17:02	60	41,66306	-4,70301	72	324	56,13	54,91	-119,94
2024 04 25 17:05	60	41,66306	-4,70301	61	324	39,33	60,87	-119,90
2024 04 25 17:06	60	41,66306	-4,70301	61	324	39,67	60,87	-120,06
2024 04 25 17:08	60	41,66306	-4,70301	49	324	14,89	63,80	-119,92
2024 04 25 17:09	60	41,66306	-4,70301	49	324	15,22	63,80	-120,13
2024 04 25 17:12	60	41,66306	-4,70301	38	324	351,86	62,19	-119,81
2024 04 25 17:13	60	41,66306	-4,70301	38	324	352,12	62,19	-119,94
2024 06 27 11:25	60	41,66394	-4,70461	48	290	354,98	41,55	-119,41
2024 06 27 11:26	60	41,66394	-4,70461	48	290	355,36	41,55	-119,68
2024 06 27 11:29	60	41,66394	-4,70461	51	305	356,90	51,71	-119,54
2024 06 27 11:30	60	41,66394	-4,70461	51	305	357,16	51,71	-119,79
2024 06 27 11:34	60	41,66394	-4,70461	48	317	351,25	59,14	-119,43

Cuadro 2: Espectros con su posición en el cielo en ascensión recta (AR / grados) y declinación (Dec / grados). También se incluye la hora en que fueron tomados, el tiempo de medida (t / s), la ubicación en latitud (Lat / grados) y longitud (Lon / grados) y la orientación de la antena en elevación (Ele / grados) y acimut (Ac / grados), y la potencia total del espectro (P / dBm).

2024 06 27 11:35	60	41,66394	-4,70461	48	317	351,65	59,14	-119,58
2024 06 27 11:38	60	41,66394	-4,70461	47	322	349,85	62,45	-119,52
2024 06 27 11:40	60	41,66394	-4,70461	47	322	350,40	62,45	-119,48
2024 06 27 11:43	60	41,66394	-4,70461	47	333	351,60	69,95	-119,51
2024 06 27 11:44	60	41,66394	-4,70461	47	333	351,96	69,94	-119,61
2024 06 27 11:50	60	41,66394	-4,70461	48	341	0,24	75,03	-119,27
2024 06 27 11:51	60	41,66394	-4,70461	48	341	0,53	75,03	-119,59
2024 06 27 11:53	60	41,66394	-4,70461	47	356	31,96	83,84	-119,55
2024 06 27 11:55	60	41,66394	-4,70461	47	356	32,29	83,84	-119,66
2024 06 27 12:17	60	41,66394	-4,70461	46	16	128,89	77,78	-118,89
2024 06 27 12:18	60	41,66394	-4,70461	46	16	129,17	77,78	-119,15
2024 06 27 12:20	60	41,66394	-4,70461	46	40	133,66	61,22	-119,18
2024 06 27 12:21	60	41,66394	-4,70461	46	40	133,96	61,22	-119,42
2024 06 27 12:24	60	41,66394	-4,70461	46	63	129,12	45,63	-119,31
2024 06 27 12:25	60	41,66394	-4,70461	46	63	129,41	45,63	-119,51
2024 06 27 12:27	60	41,66394	-4,70461	46	93	118,90	26,87	-118,18
2024 06 27 12:28	60	41,66394	-4,70461	46	93	119,19	26,87	-118,49
2024 06 27 12:30	60	41,66394	-4,70461	45	123	105,78	10,54	-118,79
2024 06 27 12:31	60	41,66394	-4,70461	45	123	106,05	10,54	-118,81
2024 06 27 12:34	60	41,66394	-4,70461	44	151	89,99	-0,47	-118,98
2024 06 27 12:35	60	41,66394	-4,70461	44	151	90,28	-0,47	-119,10
2024 06 27 12:37	60	41,66394	-4,70461	48	249	29,32	18,24	-119,15
2024 06 27 12:39	60	41,66394	-4,70461	48	249	29,60	18,24	-119,46
2024 06 27 12:41	60	41,66394	-4,70461	46	274	17,43	30,83	-119,49
2024 06 27 12:42	60	41,66394	-4,70461	46	274	17,72	30,83	-119,73

Cuadro 2: Continuación.

Referencias

- [1] B. F. Burke, F. Graham-Smith y P. N. Wilkinson. *An Introduction to Radio Astronomy*. Cambridge University Press, jul. de 2019. ISBN: 9781107189416. DOI: 10.1017/97811316987506.
- [2] G. Verschuur. *The Invisible Universe: The Story of Radio Astronomy*. Springer International Publishing, 2015. ISBN: 9783319134222. DOI: 10.1007/978-3-319-13422-2.
- [3] ITU-R. *Recommendation ITU-R V.431-8: Nomenclature of the frequency and wavelength bands used in telecommunications*. Inf. téc. International Telecommunication Union, ago. de 2015.
- [4] ITU-R. *Recommendation ITU-R RA.314-11: Preferred frequency bands for radio astronomical measurements below 1 THz*. Inf. téc. International Telecommunication Union, dic. de 2023.
- [5] C. Cohen-Tannoudji, B. Diu y F. Laloë. *Quantum Mechanics. Claude*. Second. Vol. 2. Angular momentum, spin, and approximation methods. Weinheim: Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, 2020. 9241589 págs. ISBN: 9783527345540.
- [6] H. I. Ewen y E. M. Purcell. «Observation of a Line in the Galactic Radio Spectrum: Radiation from Galactic Hydrogen at 1,420 Mc./sec.» En: *Nature* 168.4270 (sep. de 1951), págs. 356-356. ISSN: 1476-4687. DOI: 10.1038/168356a0.
- [7] J. H. Oort, F. J. Kerr y G. Westerhout. «The galactic system as a spiral nebula (Council Note)». En: *Monthly Notices of the Royal Astronomical Society* 118 (ene. de 1958), pág. 379. DOI: 10.1093/mnras/118.4.379.
- [8] D. J. Griffiths y D. F. Schroeter. *Introduction to Quantum Mechanics*. Cambridge University Press, ago. de 2018. ISBN: 9781107189638. DOI: 10.1017/97811316995433.
- [9] P. J. E. Peebles. *Quantum mechanics*. Princeton, New Jersey: Princeton University Press, 2020. 1419 págs. ISBN: 9780691206738.
- [10] M. A. Linne. *Spectroscopic Measurement. An Introduction to the Fundamentals*. 1st ed. San Diego: Elsevier Science & Technology, 2002. 1439 págs. ISBN: 9780080517537.
- [11] H. Collaboration et al. «HI4PI: A full-sky H I survey based on EBHIS and GASS». En: *Astronomy & Astrophysics* 594, A116 (oct. de 2016), A116. ISSN: 1432-0746. DOI: 10.1051/0004-6361/201629178.
- [12] H. I. Ewen. *Slide Presentation: Detecting the Interstellar Hydrogen Line, 1951*. Mayo de 2001.
- [13] C. A. Balanis. *Antenna Theory. Analysis and Design*. 4.^a ed. New York Academy of Sciences Series. Newark: John Wiley & Sons, Incorporated, 2016. 11095 págs. ISBN: 9781119178989.
- [14] D. M. Pozar. *Microwave engineering*. Fourth edition. Enthält Übungsaufgaben. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc., 2012. 1732 págs. ISBN: 9781118213636.
- [15] Z. B. Popović y B. D. Popović. *Introductory electromagnetics*. Includes index. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2000. 556 págs. ISBN: 0201326787.

- [16] A. Arsenovic et al. «scikit-rf: An Open Source Python Package for Microwave Network Creation, Analysis, and Calibration [Speaker's Corner]». En: *IEEE Microwave Magazine* 23.1 (2022), págs. 98-105. DOI: 10.1109/MMM.2021.3117139.
- [17] R. G. Lyons. *Understanding digital signal processing*. 3rd. Includes bibliographical references and index. - Description based on print version record. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2011. 1954 págs. ISBN: 9780137028450.
- [18] T. P. Zieliński. *Starting Digital Signal Processing in Telecommunication Engineering. A Laboratory-based Course*. 1st. Textbooks in Telecommunication Engineering. Cham: Springer, 2021. 1861498381 págs. ISBN: 9783030492564.
- [19] Osmocom. *Library for turning a RTL2832 based DVB dongle into a Software Defined Receiver*. Release 2.0.2. Abr. de 2023.
- [20] C. R. Harris et al. «Array programming with NumPy». En: *Nature* 585.7825 (sep. de 2020), págs. 357-362. DOI: 10.1038/s41586-020-2649-2.
- [21] The pandas development team. *pandas-dev/pandas: Pandas*. Ver. latest. Feb. de 2020. DOI: 10.5281/zenodo.3509134.
- [22] Astropy Collaboration et al. «The Astropy Project: Sustaining and Growing a Community-oriented Open-source Project and the Latest Major Release (v5.0) of the Core Package». En: *The Astrophysical Journal* 935.2, 167 (ago. de 2022), pág. 167. DOI: 10.3847/1538-4357/ac7c74.
- [23] F. Bonnarel et al. «The ALADIN interactive sky atlas: A reference tool for identification of astronomical sources». En: *Astronomy and Astrophysics Supplement Series* 143.1 (abr. de 2000), págs. 33-40. ISSN: 1286-4846. DOI: 10.1051/aas:2000331.
- [24] G. Zotti y A. Wolf. «Stellarium: Finally at Version 1.0! And Beyond». En: *Journal of Skyscape Archaeology* 8.2 (feb. de 2023), págs. 332-334. DOI: 10.1558/jsa.25608.