

# TESIS DOCTORAL

Doctorado en Ingeniería  
Mención procesamiento de Señales e Imágenes

**Título:**

**“Multiprocesamiento de señales de radio,  
una implementación para la DSA 3”**

Autor: Bioing. Angel Alberto Cancio Montbrun

Director de Tesis: Dra. Beatriz García

Co-director de Tesis: Dr. Manuel Platino

Buenos Aires - 2019



Documento que se presenta para optar al título de:

**Doctor en Ingeniería**

**Mención procesamiento de Señales e Imágenes**

Autor:

**Bioing. Angel Alberto Cancio Montbrun**

Dirigida por:

**Dra. Beatriz García**

Co-dirigida por:

**Dr. Manuel Platino**

BUENOS AIRES

ARGENTINA

2019



# Resumen

**Palabras claves:** *DSA3, Deep Space Antenna, Multiprocesamiento, GPU, Radioastronomía.*

Esta tesis contiene los resultados obtenidos en investigaciones llevadas a cabo en el Instituto de Tecnologías en Detección y Astropartículas (*ITeDA*) utilizando la tercer Antena de Espacio Profundo (Deep Space Antenna 3 o DSA 3) de la Agencia Espacial Europea (European Space Agency o ESA), durante el período comprendido entre 2012 y 2017, bajo la dirección de la Dra. Beatriz García y la co-dirección del Dr. Manuel Platino.

Esta tesis requirió de datos observacionales que debieron ser solicitados de manera formal a ESA. A principios de 2016 y durante 2017 se realizaron las observaciones para adquirir los datos necesarios para el desarrollo de la propuesta de trabajo.

En el marco del desarrollo de la tesis doctoral, los logros corresponden al análisis de datos observacionales provenientes de la estación terrestre DSA 3 instalada en Mendoza, correspondientes a la emisión en banda X de 8.4 GHz de 3 fuentes astronómicas previamente seleccionadas por tratarse de “calibradoras”. Este análisis de datos está relacionado con el software desarrollado, herramienta que es el núcleo de esta tesis, y que debe aplicarse a las distintas configuraciones disponibles de la antena, para transformar los datos crudos a datos de interés científico. Cabe mencionar que tanto la DSA 3 como sus antenas semejantes (existen otras dos antenas, una en España y otra en Australia) no han sido utilizadas como radiotelescopios de reflector único.

Las dificultades que se presentaron durante el desarrollo del trabajo corresponden con la elevada curva de aprendizaje de uso de la DSA 3, la descripción de sus características, así como también qué parámetros deben activarse o desactivarse, qué modo de adquisición y qué estructura de datos se debe utilizar. Así mismo una dificultad crítica presentada fue la necesidad del desarrollo de un intérprete de los datos crudos de la antena, un trabajo intensivo que se pensaba ya resuelto al momento de redactar y presentar el plan de trabajo original. Para poder llevar a cabo el objetivo final planteado primeramente (el estudio de RRATs), fue necesario comenzar el trabajo de tesis en un desarrollo de mucho más bajo nivel, y dejar el estudio de objetos específicos para trabajos futuros.

Algunas modificaciones al plan de trabajo planteado debieron ser realizadas, debido a que la antena no posee equipamiento de recepción en Banda L como se esperaba; solo se puede trabajar en banda X y Ka; , siendo necesario el desarrollo de Software de procesamiento (intérprete o traductor de formato) para poder realizar estudios astronómicos como la dedispersión de señales, propuesta original del plan de trabajo.

A pesar de haber tenido que modificar levemente el abordaje del problema, lo que no implica un cambio en el uso de tecnologías propuesto, debemos reconocer que la tarea desarrollada durante el

periodo de investigación ha representado un aprendizaje mutuo, tanto de quien suscribe, como de los responsables y operadores de la DSA 3.

Resumiendo, esta tesis explora el uso de la DSA 3 como instrumento para realizar observaciones de fuentes astronómicas en radiofrecuencia.

En el trabajo se detallan las características de la estación terrestre DSA 3, también se evalúa el uso del equipamiento existente en la estación terrestre para realizar la adquisición de la señal de radio proveniente de una fuente astronómica y se evalúa la necesidad de equipamiento adicional y cuáles serían sus características.

La tesis describe el método observacional necesario para utilizar la DSA 3 como radiotelescopio de plato único y se detalla el desarrollo del software necesario para adaptar, procesar y convertir los datos obtenidos por la DSA 3 a un producto que sea de utilidad para la comunidad científica. El uso de piezas y plataformas de soluciones comerciales ayudó a reducir el costo y la necesidad de un diseño de hardware personalizado.

Los logros alcanzados respecto de la comprensión de los datos, su reducción y manejo con fines científicos, nos permiten pensar que habiendo obtenidos datos de flujo de las fuentes observadas que se corresponden con los datos publicados en la bibliografía, se está en condiciones de ofrecer esta antena para su uso radioastronómico. Es importante destacar que Argentina también puede realizar trabajo científico con la antena de monitoreo para naves espaciales, producida por China e instalada en Neuquén, que presenta las mismas características técnicas y de adquisición que DSA 3, por lo tanto este desarrollo podrá ser adaptado y aplicado más allá del objetivo inicial planteado. Este trabajo es el primer paso para el uso de las antenas de telecomunicaciones instaladas en Argentina con fines radioastronómicos.

Bioing. Angel Alberto Cancio Montbrun

angel.cancio@iteda.cnea.gov.ar

UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL

Buenos Aires, 17 de marzo de 2019.

# Dedicatoria

A mi querida esposa, que con su amor y apoyo incondicional me dió luz de esperanza en todo momento para terminar esta ardua tarea,

A mi hija, a quien amo profundamente, ella representa las generaciones futuras, a ella dedico este granito de conocimiento,

A mis padres, quienes nunca dejan de entregarse de innumerables maneras para confortarme y me enseñaron el valor del trabajo duro,

A mi abuela, por su ejemplo de esfuerzo y tenacidad,

A mi abuelo, cuyo recuerdo sigue siendo una guía,

A toda mi familia, símbolo de amor y generosidad,

A mis amigos que me alientan y me apoyan,

A todos aquellos en mi vida que tocan mi corazón,

A ellos dedico esta investigación.



# Agradecimientos

El éxito de este estudio requirió la ayuda de varias personas. Sin ellos, no podría cumplir mis objetivos al hacer este trabajo. Deseo agradecer a las siguientes personas por su inestimable ayuda:

- Agradezco a mi directora y mi co-director por acompañarme en el desarrollo de esta investigación, su orientación me ayudó en todo el tiempo de investigación y redacción de esta tesis, gracias por sus comentarios perspicaces y preguntas difíciles.
- Agradezco al jurado, por su paciencia y comprensión y por prestar su tiempo a la lectura y revisión de este trabajo de investigación.
- Agradezco a mis compañeros de trabajo, por su ayuda constante en lo cotidiano, por dedicar su tiempo, por la ayuda y la contribución de grandes ideas y consejos, sin ellos este estudio, no sería posible.



*“El éxito no es definitivo, el fracaso no es fatal. Es el coraje para continuar lo que cuenta.”*

Winston Churchill  
Ex Primer Ministro del Reino Unido



# Índice

<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Justificación y motivación	2
1.2. Objetivos y contribuciones	3
1.2.1. Objetivo general	3
1.2.2. Objetivos específicos	3
1.3. Organización	4
<b>2. Marco teórico</b>	<b>5</b>
2.1. Estado del arte	5
2.2. Radiometría	7
2.2.1. Medida de potencia	10
2.3. Antena de espacio profundo	12
2.3.1. Óptica reflector antena	13
2.3.2. Eficiencia de apertura	15
2.3.3. Figura de mérito para un radiotelescopio	17
2.3.4. ESA y la red ESTRACK	18
2.3.5. Estación terrestre DSA 3 o MGUE1	21
2.3.6. Especificaciones técnicas de la DSA 3	22
2.3.7. Sistema de módems de frecuencias intermedias o IFMS	30
2.4. Formato de los datos digitales	33
2.4.1. Formato de datos FITs	33
2.4.2. Formato de datos crudos grabados por DSA 3	35
<b>3. Metodología</b>	<b>37</b>
3.1. Metodología de observación astronómica	37
3.1.1. Conmutación de posición	38
3.2. Metodología de procesamiento de datos	40
3.2.1. Cálculo de potencia	42
3.2.2. Procedimiento de adquisición de datos	43
3.2.3. Pipeline de procesamiento	43
<b>4. Implementación</b>	<b>51</b>
4.1. Pipeline software	51
4.1.1. Copia y reducción	53

4.1.2.	Procesamiento: cálculo de potencia . . . . .	55
4.2.	Revisión de funcionamiento . . . . .	64
4.2.1.	Manejo de bits . . . . .	64
4.2.2.	Datos simulados . . . . .	69
<b>5.</b>	<b>Análisis y resultados de observaciones astronómicas</b>	<b>71</b>
5.1.	Fuentes calibradoras utilizadas . . . . .	71
5.2.	Datos reales . . . . .	76
5.2.1.	Observación con control de ganancia activado . . . . .	76
5.2.2.	Observación con ganancia fija . . . . .	80
<b>6.</b>	<b>Conclusiones</b>	<b>91</b>
6.1.	Trabajo futuro . . . . .	93
<b>A.</b>	<b>Código fuente del pipeline</b>	<b>103</b>
<b>B.</b>	<b>Reportes de la ESA</b>	<b>119</b>
<b>C.</b>	<b>Publicaciones</b>	<b>139</b>

# Lista de Tablas

2.1. Plan de frecuencias de la ESA. . . . .	20
2.3. Principales parámetros técnicos de la DSA3. . . . .	26
3.1. Salida del pipeline . . . . .	48
5.1. Datos de las fuentes calibradoras . . . . .	74
5.2. Información de las fuentes observadas. . . . .	77
5.3. Intervalos de observación de la fuente PKS 1934-638. . . . .	77
5.4. Tabla resumen de resultados, comparación DOY 038 y DOY 285. . . . .	89

# Lista de Figuras

2.1. Curva de Plank normalizada y aproximaciones de Rayleigh-Jeans y Wien. La aproximación de R-J resulta adecuada para frecuencias normalizadas $< 0,5$ (baja frecuencia), mientras que para frecuencias normalizadas $> 4$ (alta frecuencia) la aproximación de Wien ajusta razonablemente [1]. . . . .	8
2.2. Diagrama de bloques de un radiómetro de potencia total. . . . .	10
2.3. Configuración más común de reflector de antena en radioastronomía. . . . .	14
2.4. Configuraciones más comunes de reflector primario y secundario de antenas en radioastronomía. . . . .	14
2.5. Ubicación de las estaciones de seguimiento de la ESA (ESTRACK). . . . .	19
2.6. Antenas de estación terrestre de la ESA y collage de instalaciones ESOC. . . . .	20
2.7. Vista de satélite estación terrestre MGUE1, antena DS3 e instalaciones auxiliares. . .	21
2.8. Fotografía real y esquema de la DSA 3. . . . .	22
2.9. Arquitectura del sistema de una antena DS. . . . .	23
2.10. Esquema simplificado del sistema de una antena DS. . . . .	25
2.11. Equipamiento principal de telemetría del enlace descendente. . . . .	32
2.12. Sistema de módems de frecuencias intermedias o IFMS. . . . .	32
2.13. Diagrama simplificado de la cadena de recepción . . . . .	33
2.14. Formato de paquetes UDP y arreglo de bits multiplexados . . . . .	35
3.1. Transformada de Hilbert en la modulación de señales de radiofrecuencia . . . . .	41
3.2. Extracto del schedule de actividades de la estación, con los slots de tiempo libre para uso por Argentina. . . . .	44
3.3. Diagrama de bloques del pipeline de procesamiento de los datos grabados por la antena.	45
3.4. Diagrama simplificado del pipeline de procesamiento de datos de una señal compleja para el cálculo de potencia. . . . .	46
4.1. Arquitectura Simple Instrucción, Múltiples Datos (SIMD). . . . .	52
4.2. Diagrama de flujo sintetizado del pipeline. . . . .	53
4.3. Diagrama de flujo de la copia y reducción de volumen de datos. . . . .	54
4.4. Diagrama de flujo del multiprocesamiento de la lista de archivos reducidos grabados por la antena . . . . .	57
4.5. Diagrama de flujo del procesamiento de un archivo grabado por la antena. . . . .	58

4.6.	Primer hardware utilizado en este trabajo, Notebook IBM Lenovo ThinkPad SL400 con procesador Core2Duo T5870 a 2.00GHz, 4Gb de memoria RAM, disco de estado sólido de 128Gb y una placa de video NVIDIA GTX 1050Ti con 4Gb RAM, que se conectó a la notebook a través de un adaptador PCI-E X16 a Expresscard34, modelo EXP GDC BEAST V8.0 Expresscard . . . . .	63
4.7.	Adaptador EXP GDC BEAST V8.0 Expresscard, es un equipo adaptador de gráficos externo para computadoras portátiles, dispositivo de expansión PCI-E. . . . .	64
4.8.	Salida temporal de la señal de tono puro de 70.2 MHz para testeo de software, cuatro canales, con cuantización de 8 bits y frecuencia de muestreo de 500 KHz. . . . .	65
4.9.	Esquemático del programa hecho con GNURadio Companion para procesar los datos demultiplexados, decodificados y mapeados. . . . .	66
4.10.	Salida en frecuencia de la señal de tono puro de 70.2 MHz para testeo de software, 8 bits y 500 KHz . . . . .	67
4.11.	Captura de pantalla del analizador de espectros de MATLAB. Se observan los 4 canales con superposición del 50% y una ventana de Hann, gráfico realizando un promedio de 50 FFT para resaltar la frecuencia principal. . . . .	67
4.12.	Salida temporal de la señal del carrier en fase y cuadratura (I/Q) para testeo de software, 16 bits y 100 KHz. . . . .	68
4.13.	Espectro de potencia, con superposición del 50% y una ventana de Hann, gráfico realizando un promedio de 50 FFT para resaltar la frecuencia principal. . . . .	68
4.14.	Comparación entre CPU, GPU con memoria asignada (pinned) y GPU sin memoria asignada (non-pinned), cálculo de RMS mediante producto punto. . . . .	70
5.1.	Imagen VLBI de PKS 1934-638 a 8.4 GHz. . . . .	72
5.2.	PKS 0521-365 observado por MAD en la banda Ks . . . . .	72
5.3.	Modelos de ajuste para PKS 1934-638 . . . . .	75
5.4.	Modelos de ajuste para PKS 0521-365 . . . . .	76
5.5.	Seguimiento de la fuente PKS 1934-638 desde la ubicación de la antena. . . . .	77
5.6.	Espectro de la fuente PKS 1934-638 en ON (LHCP). . . . .	78
5.7.	Señal temporal con AGC habilitado y sin corrección del efecto de ganancia, para la fuente PKS 1934-638, secuencia ON-OFF-ON-OFF-ON-OFF. . . . .	79
5.8.	Señal temporal de la fuente PKS 1934-638 con corrección del efecto de ganancia, secuencia ON-OFF-ON-OFF-ON-OFF para los primeros 4 canales. . . . .	79
5.9.	Fuente PKS 1934-638, datos de modelos y datos observados. . . . .	81
5.10.	Fuente PKS 0521-365, datos de modelos y datos observados. . . . .	81
5.11.	Fuente PKS 1934-638, modelos publicados para diferentes rangos de frecuencia y datos observados. . . . .	82
5.12.	Resultados de observación de la fuente calibradora PKS 1934-638. . . . .	82
5.13.	Fuente PKS 0521-365, modelo propuesto y datos publicados. . . . .	83
5.14.	Resultados de observación de la fuente calibradora PKS 0521-365. . . . .	83
5.15.	Secuencia de escaneos, observación 5, salida IFMS1 . . . . .	84
5.16.	Secuencia de escaneos, observación 5, salida IFMS2 . . . . .	84

5.17. Muestra el modelo propuesto PKS 1934-638 y los datos publicados con cruces. Los valores marcados con puntos representan los datos adquiridos por DSA 3. . . . .	85
5.18. Fuente calibradora PKS 1934-638, aquí se muestra un acercamiento sobre el ancho de banda observado por DSA 3, DOY 285. . . . .	85
5.19. Muestra el modelo propuesto PKS 0521-365 y los datos publicados con cruces. Los valores marcados con puntos representan los datos adquiridos por DSA 3. . . . .	86
5.20. Fuente calibradora PKS 0521-365, aquí se muestra un acercamiento sobre el ancho de banda observado por DSA 3, DOY 285. . . . .	86
5.21. Muestra el modelo propuesto PKS 0823-500 y los datos publicados con cruces. Los valores marcados con puntos representan los datos adquiridos por DSA 3. . . . .	87
5.22. Fuente calibradora PKS 0823-500, aquí se muestra un acercamiento sobre el ancho de banda observado por DSA 3, DOY 285, y se puede apreciar una mayor concordancia con los datos de ATCA. . . . .	87
5.23. Fuente calibradora PKS 0823-500, aquí se muestra un acercamiento sobre el ancho de banda observado por DSA 3, DOY 285. . . . .	88
6.1. Propuesta de diseño de nuevo hardware, basada en el DSN VLBI Processor (DVP) .	94
6.2. Diagrama básico del diseño de software para procesar paquetes UDP usando topología de red . . . . .	95

# Lista de Abreviaciones

ESA	European Space Agency
DSA	Deep Space Antenna
MGUE	Malargüe
NASA/JPL	National Aeronautics and Space Administration / Jet Propulsion Laboratory
LLAMA	Large Latin American Millimeter Array
QUBIC	Q&U Bolometric Interferometer for Cosmology
VLBI	Very Long Baseline Interferometry
ESTRACK	European Space Tracking
DSN	Deep Space Network
BWG	Beam Wave Guide
IFMS	Intermediate Frequency and Modem System
ESU	External Storage Unit
FITS	Flexible Image Transport System
ESOC	European Space Operations Centre
LHCP	left-hand circularly polarized
RHCP	right-hand circularly polarized
CPU	Central Processing Unit
GPU	Graphics Processing Unit
ATCA	Australia Telescope Compact Array
UDP	User Datagram Protocol
AGC	Automatic gain control
CART	Chinese-Argentine Radio Telescope
VLBA	Very Long Baseline Array
SKA SA	Square Kilometre Array South Africa
CONAE	Comisión Nacional de Actividades Espaciales
LNA	Low-noise amplifier
SNR	Signal-to-noise ratio
RF	Radio frecuencia



# Capítulo 1

## Introducción

Esta tesis explora el uso de una Antena de Espacio Profundo (del inglés *Deep Space Antenna - DSA o Antenna DS*) de la Agencia Espacial Europea (del inglés *European Space Agency - ESA*) como instrumento para realizar observaciones de fuentes astronómicas en radiofrecuencia. A diferencia de un detector tradicional, en una antena que fue diseñada para telecomunicaciones como su objetivo principal, que es el presente caso, existen limitaciones y detalles que deberán ser tenidos en cuenta. Adicionalmente, se requiere demostrar que el uso de la tecnología de la antena como instrumento de observación puede alcanzar rendimiento similar a un radiotelescopio convencional, en términos de sensibilidad y estabilidad. Evaluar el uso del equipamiento existente en la estación terrestre, la necesidad de equipamiento adicional y cuales serían sus características son parte fundamental del presente estudio.

Además, el crecimiento en la cantidad de Antenas DS por parte de las distintas agencias espaciales y el potencial de nuevas tecnologías de telescopios para reducir los costos de construcción y operación, sugieren una unión natural entre la radioastronomía y las telecomunicaciones de espacio profundo en el desarrollo de conceptos avanzados de radiotelescopios.

De igual manera que otros países se han desarrollado en la ventana visible del espectro y tienen una gran cantidad de observatorios ópticos (por ejemplo Chile, según la BBC News para 2011 albergaba el 42% de la infraestructura astronómica mundial compuesta principalmente de telescopios ópticos y para 2020 contendría alrededor del 70% de la infraestructura global), Argentina se encuentra frente a la oportunidad de desarrollarse ampliamente en la radioastronomía, evidencia de esta posibilidad es el rápido crecimiento en la cantidad de proyectos de radio que están instalados o planean instalarse en nuestro país, como por ejemplo el proyecto LLAMA[2] (acrónimo de Large Latin American Millimeter Array) que es un emprendimiento científico y tecnológico conjunto de Argentina y Brasil, con un radiotelescopio Cassegrain con un reflector principal de 12 metros de diámetro y cubrirá el rango de frecuencias entre 35 GHz y 1 THz, que será instalado en la Puna de Atacama, en la provincia de Salta, en la parte noroeste de Argentina. Otro ejemplo es el proyecto CART [3] (acrónimo de Chinese-Argentine Radio Telescope) que es una iniciativa conjunta entre Argentina y China, con un radiotelescopio de 40 metros de diámetro que se instalará en San Juan, buscará realizar trabajos de geodesia y georreferenciación, proyectos astrofísicos y permitirá contribuir al establecimiento y mantenimiento del Marcos de Referencia Internacionales Celeste y Terrestre. Finalmente el último ejemplo es el proyecto QUBIC[4] (acrónimo de Q&U Bolometric Interferometer for Cosmology) un experimento de cosmología que tiene como objetivo medir la polarización del modo B de la

radiación cósmica de microondas (del inglés *Cosmic Microwave Background - CMB*) un instrumento que trabaja en las bandas de radio de 150 y 220 GHz; el instrumento se encuentra en desarrollo y será instalado en Alto Chorillo (Salta, Argentina) cerca del sitio de LLAMA. Así también la instalación e inauguración de antenas de espacio profundo en territorio nacional son evidencia de esta afirmación. La DSA 3 o Antena DS3[5] de la Agencia Espacial Europea ubicada en Malargüe (Mendoza, Argentina), es una antena de tipo Cassegrain de 35 m de diámetro y opera en recepción en banda X (8,4 a 8,5 GHz) y banda Ka (31,8 a 32,3 GHz) y la antena de la Agencia Espacial China[6] en convenio con la CONAE e instalada en Neuquén, que cuenta con un reflector de 35 m de diámetro y opera en rango de 2 GHz y 40 GHz.

## 1.1. Justificación y motivación

Desde mediados del siglo pasado, nuestro conocimiento del Universo ha sido revolucionado por la apertura de ventanas observables fuera de la estrecha región visible del espectro electromagnético. Las ondas de radio, el infrarrojo, el ultravioleta, los rayos X y, más recientemente, los rayos gamma han revelado información nueva, excitante e inesperada sobre la naturaleza y la historia del Universo, así como revelar una enorme comunidad cósmica de objetos extraños y exóticos.

Desde el descubrimiento de las señales de radio extraterrestres por Karl Jansky en 1933 [7], hace más de 80 años, la radioastronomía ha generado un flujo continuo de contribuciones fundamentales a la astronomía. Jansky dio el origen a una nueva ventana de oportunidad para los astrofísicos, el cielo de radio parecía al principio muy diferente al cielo visible conocido hasta ese momento, tan nuevo que contenían cientos o miles de fuentes de radio, objetos como los púlsares y los cúasares. Aunque las primeras dos décadas de la radioastronomía estuvieron dominadas por observaciones por debajo de unos pocos cientos de MHz, la predicción y posterior detección de la línea de 21 cm de hidrógeno a 1420 MHz (la predicción de Van de Hulst fue publicada en holandés en *Ned.Tijd.Natuurkunde*, vol.11, p210, 1945 y una traducción al inglés en [8]), la primer detección [9] fue realizada el 25 de marzo de 1951 con un radiómetro diseñado para tal fin y marcó el comienzo del estudio de líneas espectrales por encima del GHz. La búsqueda de mayor resolución angular, desplazó la atención a observaciones a frecuencias más altas, del orden de los GHz a THz. Este cambio hacia las frecuencias más altas también fue impulsado en parte por los desarrollos en la tecnología del receptor, el interferómetro, síntesis de apertura, técnicas de interferometría continental e intercontinental de línea de base muy larga (del inglés *Very Long Baseline Interferometry - VLBI*). Entre 1970 y 2000, los descubrimientos en radioastronomía fueron dominados por las frecuencias más altas utilizando arreglos de múltiples antenas, así como antenas de grandes platos monolíticos. A principios del siglo XXI, en todo el mundo varios institutos comenzaron a considerar tecnologías potenciales que podrían proporcionar una enorme área de recolección a un precio de costo accesible. Utilizando en conjunto antenas ubicadas en distintos lugares del continente o entre continentes, dando lugar a la creación de observatorios como por ejemplo el Very Long Baseline Array o VLBA (1,2 a 96 GHz) en New Mexico, el Atacama Large Millimeter/submillimeter Array o ALMA (31 a 1000 GHz) ubicado en el desierto de Atacama en Chile, el Square Kilometre Array South Africa o SKA SA (50 MHz to 20 GHz) y el Australia Telescope Compact Array o ATCA (1.1 a 105 GHz).

La teledetección se refiere a la grabación, observación y percepción de objetos o eventos que

están lejos, es decir, remotos [10]. Dado que el objeto de interés es remoto, no se puede interactuar físicamente con él utilizando métodos de medición locales tales como sensores o sondas en el objeto. La teledetección se puede llevar a cabo de diversas maneras, algunos enfoques básicos son: i) luz visible, ii) fotometría y fotogrametría, iii) térmica, infrarrojo lejano o radiometría térmica infrarroja iv) radiofrecuencia (RF), radiometría.

La radiometría se puede dividir en dos métodos; activo o pasivo. Un sistema activo es aquel en el que se genera y transmite una señal (o impulso) de radiofrecuencia al objeto de interés. La reflexión de esta señal RF, o en algunos casos la falta de reflexión, nos da información sobre el objeto. Un sistema pasivo es aquel en el que no se genera ninguna señal de RF (o pulso). En su lugar, este tipo de radiómetro simplemente detecta la energía de RF que es generada naturalmente por el objeto, o que puede ser reflejada de otra fuente.

La teledetección a menudo utiliza una combinación de métodos para representar una imagen completa de un objeto, como por ejemplo la teledetección en distintas frecuencias o longitudes de onda. Esta tesis se centra en el software de procesamiento de la señal de radio capturada por la estación terrestre DSA 3 (también conocida como MGUE1).

Mientras que los radiómetros tradicionales han demostrado ser una excelente herramienta para la teledetección y han sido utilizados en aplicaciones de investigación durante más de cincuenta años, las limitaciones impuestas en el diseño de los enlaces de telecomunicaciones de espacio profundo conduce a requisitos técnicos que son muy similares a los requisitos de radiómetros utilizados en radioastronomía. Existe entonces la posibilidad de utilizar las instalaciones de antenas de espacio profundo, como DSA 3, con fines radioastronómicos.

## **1.2. Objetivos y contribuciones**

### **1.2.1. Objetivo general**

El objetivo principal de este estudio es utilizar el equipamiento existente de la estación terrestre DSA 3 para realizar observaciones radioastronómicas y en el proceso de cumplir este objetivo, desarrollar el software de procesamiento de datos y determinar el procedimiento de uso de la antena.

### **1.2.2. Objetivos específicos**

1. Usar la estación terrestre como radiotelescopio y determinar el procedimiento para realizar una observación radioastronómica utilizando la estación.
2. Desarrollar una aplicación de traducción de formato de los datos obtenidos por la estación terrestre a un formato común utilizado por la comunidad científica.
3. Analizar los datos capturados por el instrumento.
4. Demostrar la posibilidad de uso de equipos disponibles comercialmente evitando desarrollar hardware de medida, a modo de mitigar riesgos.
5. Desarrollar el proceso para analizar los datos con una tasa igual a la tasa de recepción de los mismos, evitando almacenamiento de datos espurios.

## 1.3. Organización

Esta investigación se organiza de la siguiente manera:

- El capítulo 2 da el marco teórico del trabajo, la información sobre radiómetros tradicionales, sistemas de comunicación, antenas de espacio profundo, detalles sobre la estación terrestre DSA 3, formatos de datos utilizados en radioastronomía y antecedentes de uso de la DSA 3 en radio-ciencia.
- El capítulo 3 presenta la metodología de las técnicas de observación utilizadas en radioastronomía de reflector único y la metodología planteada para el procesamiento de datos grabados por la antena.
- El capítulo 4 detalla el diseño y funcionamiento del pipeline de software implementado para procesar los datos grabados por el instrumento. Finalmente se evalúa el rendimiento del pipeline de software y muestra los resultados obtenidos al examinar un conjunto de datos de chequeo que fueron proporcionados por la ESA.
- El capítulo 5, presenta las fuentes de radio elegidas para realizar pruebas observacionales y detalla el análisis y los resultados obtenidos de los datos adquiridos durante las diferentes observaciones que se realizaron.
- El capítulo 6 concluye esta tesis y describe las vías de trabajo futuras.

# Capítulo 2

## Marco teórico

Este capítulo presenta los antecedentes del uso de antenas de espacio profundo para geodesia y radio-ciencia, dando particular importancia al uso en radioastronomía observacional de las antenas DS de la ESA. Luego se presenta información básica sobre el funcionamiento de los radiómetros tradicionales. Comenzamos mirando los componentes principales de un radiómetro y cómo se mide la potencia, para luego abordar los sistemas de telecomunicaciones y los sistemas de adquisición de señales de radio, así como los formatos de datos utilizados en radioastronomía.

### 2.1. Estado del arte

La ESA con su red europea de seguimiento espacial (del inglés *European Space Tracking - ESTRACK*) [11] rastrea naves espaciales de forma continua con varias antenas de gran tamaño ubicadas en diferentes partes del mundo, de igual manera que lo hace su contraparte NASA/JPL [12] en conjunto con la red de espacio profundo (del inglés *Deep Space Network - DSN*). Ambas redes son mucho más que una colección de grandes antenas, ellas conforman un poderoso sistema para comandar, rastrear y monitorear la salud y la seguridad de las naves espaciales en lugares distantes. Estas redes también permiten investigaciones científicas que estudian la naturaleza de los asteroides y el interior de planetas y lunas.

Los radioastrónomos han utilizado las capacidades únicas de la red DS para llevar a cabo experimentos que van desde observaciones de temporización de púlsares hasta estudios de variaciones de emisión de radio fuera del planeta y desde experimentos de centelleo interestelar hasta estudios de interferometría de muy larga base (del inglés *Very Long Baseline Interferometry - VLBI*) sobre la estructura de fuentes compactas de radio. Al mismo tiempo, la radioastronomía ha tenido un valioso efecto sinérgico en el crecimiento de las mismas redes de espacio profundo. Los estudios astronómicos de fuentes de radio naturales, los efectos del medio y el entorno de propagación han contribuido directamente al desarrollo técnico y al rendimiento operacional del enlace bidireccional de comunicaciones espaciales [13].

La capacidad de la red DS para respaldar las observaciones de radioastronomía es una consecuencia de diversos factores entre los que se puede mencionar a la disponibilidad de radiotelescopios de alta sensibilidad desarrollados para la comunicación y la determinación de la órbita de naves espaciales planetarias, a las técnicas de radioastronomía para medir rápidamente el rendimiento de los radiotelescopios (es decir, rápido apuntamiento y radiometría), a la aparición de una interferometría

de referencia muy larga como tipo de datos de navegación de naves espaciales y al reconocimiento por parte de ESA y NASA de que la red de espacio profundo es un recurso único para ciertos tipos de investigación de radioastronomía.

Desde 1960 las antenas DS se han utilizado para VLBI, que es la técnica fundamental para definir el Marco de Referencia Celestial (ICRF), también contribuyen a la realización del Marco de Referencia Terrestre Internacional (ITRF), en particular de su escala, y son capaces de estimar los Parámetros de Orientación de la Tierra (EOP), y también contribuyen con diferentes estudios de investigación, junto con otras técnicas geodésicas [14] (deformaciones de la corteza, contenido de vapor de agua en la atmósfera, variación del nivel del mar, contenido total ionosférico de electrones).

En la última década el trabajo en conjunto entre la DSN y la ESATRAK dio lugar a una colaboración interinstitucional e intergubernamental entre NASA y ESA, utilizando el Deep Space Tracking para experimentos de radio-ciencia, que es una técnica utilizada desde los años 70' para la mayoría de las misiones de las agencias enviadas al sistema solar [15].

La radio-ciencia es una disciplina en la que se utilizan enlaces de radio entre la nave y la Tierra o entre naves espaciales para examinar los cambios en la fase/frecuencia, amplitud, el ancho de línea y la polarización, así como el tiempo de ida y vuelta de señales de radio para investigar las atmósferas neutras e ionósferas, anillos, superficies, formas, campos gravitacionales, movimiento orbital y dinámica de planetas, satélites, asteroides y cometas del sistema solar.

Las investigaciones actuales de radio-ciencia se pueden agrupar en dos clases: propagación y gravitación. La primera investiga los efectos de los medios sobre las señales y trata los efectos del movimiento de la nave espacial como ruido para calibrar a partir de los datos; mientras que la segunda investiga los efectos de las fuerzas en la nave espacial que causan cambios en la señal y trata los efectos del medio como ruido que debe ser calibrado aparte de los datos.

Tanto las investigaciones de VLBI como de radio-ciencia han sido las áreas de investigación principales de las redes de espacio profundo, proyectos en los cuales se han utilizado las antenas DS. Pero, el uso de las antenas ha sido principalmente de comunicaciones para transmitir datos de otros instrumentos o para trabajar en simultáneo con otras antenas para generar información. Es por eso que esta tesis desarrolla el uso de una antena DS como radio telescopio de reflector único, utilizando el equipamiento existente para realizar estudios de radioastronomía observacional y no de radio-ciencia convencional.

Entre los estudios científicos donde la utilización de la DSA 3 aportaría datos significativos se puede mencionar la búsqueda de las contra-partes en la banda de radio de fuente de rayos gamma cuyo origen es desconocido, el estudios a diferentes frecuencias de la radio galaxia Centaurus A (NGC 5128) y el estudios de variaciones de flujo de fuentes extra galáctica entre otros [16].

Para poder llevar adelante estas investigaciones de radioastronomía con una antena como la DSA 3 y por ende desarrollar investigaciones de distintos objetos astronómicos, es necesario conocer los alcances reales del instrumento, las características de la estación y contar con un método definido de uso de la antena y un sistema capaz de procesar los datos obtenidos por la antena durante una observación.

## 2.2. Radiometría

La radioastronomía es una rama de la astronomía que implica el estudio de la radiación electromagnética de radiofrecuencia emitida por fuentes celestes (objetos astronómicos) en la banda de frecuencia de 10 MHz a 1000 GHz. Los astrónomos aprenden sobre una fuente astronómica midiendo la intensidad de su radiación o emisión electromagnética.

La intensidad o brillo de una fuente depende del número de fotones de todas las frecuencias, es una característica intrínseca de la fuente. La intensidad específica  $I_\nu$  [ $\text{W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{Hz}^{-1}$ ] es la intensidad por unidad de frecuencia, se puede definir en función de la potencia medida. Para ello primero se define la energía ( $dE$ ) recibida proveniente de un ángulo sólido ( $d\Omega$ ), que fluye a través de un área diferencial proyectada ( $\cos \theta \cdot dA$ ), en un intervalo de tiempo ( $dt$ ) y para un banda de frecuencias infinitesimal, que está dada por:

$$dE = I_\nu \cdot \cos \theta \cdot d\sigma \cdot dt \cdot d\nu \cdot d\Omega \quad (2.1)$$

La potencia ( $P$ ) se define como el valor de dicha de energía por unidad de tiempo, entonces

$$dP = \frac{dE}{dt} = I_\nu \cdot (\cos \theta \cdot d\sigma \cdot d\nu \cdot d\Omega) \quad (2.2)$$

Entonces el brillo espectral se define como:

$$I_\nu = \frac{dP}{(\cos \theta \cdot d\sigma) \cdot d\nu \cdot d\Omega} \quad (2.3)$$

Si la fuente conforma un ángulo sólido bien definido para un observador a una distancia ( $r$ ), la potencia espectral recibida en un detector por unidad de área proyectada se denomina densidad de flujo de la fuente:

$$\frac{dP}{d\nu \cdot d\sigma} = I_\nu \cos \theta \cdot d\Omega \quad (2.4)$$

la densidad total de flujo de una fuente se obtiene al integrar la densidad de flujo sobre el ángulo sólido correspondiente a la fuente:

$$S_\nu \equiv \int_{\Omega_s} I_\nu(\theta, \phi) \cos \theta \, d\Omega \quad (2.5)$$

En el caso en el que la dirección normal al área receptora ( $d\sigma$ ) se aproxima a la dirección en la que se encuentra la fuente se tiene que  $\cos(\theta) \sim 1$ . Entonces la densidad de flujo se simplifica:

$$S_\nu \approx \int_{\Omega_s} I_\nu(\theta, \phi) \, d\Omega \quad (2.6)$$

por lo tanto es la energía (Watt) que llega a la Tierra por unidad de tiempo (segundo), por unidad de área perpendicular a la radiación entrante ( $\text{m}^2$ ), por intervalo de frecuencia unitaria (Hz), a la frecuencia de la observación ( $\nu$ ). Entonces las unidades de densidad de flujo son  $\text{W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{Hz}^{-1}$ . Dado que las densidades de flujo de radio son generalmente muy pequeñas, la unidad comúnmente utilizada para la densidad de flujo es el Jansky, Jy [17, 18, 19] donde

$$1 \text{ Jy} = 10^{-26} \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{Hz}^{-1} \quad (2.7)$$

La distribución espectral de brillo de un cuerpo negro en equilibrio termodinámico a una temperatura  $T [K]$  está dada por la ley de Planck. Cuando se tiene que  $h\nu \ll kT$  vale la aproximación a baja frecuencia de Rayleigh-Jeans (Figura 2.1) dada por:

$$B_{RJ}(\nu, T) = \frac{2\nu^2}{c^2} kT \quad (2.8)$$

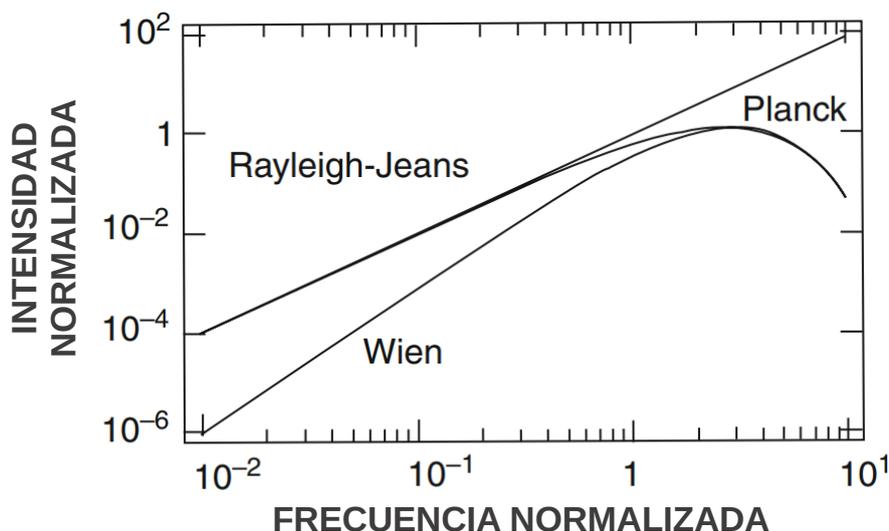


Figura 2.1: Curva de Plank normalizada y aproximaciones de Rayleigh-Jeans y Wien. La aproximación de R-J resulta adecuada para frecuencias normalizadas  $< 0,5$  (baja frecuencia), mientras que para frecuencias normalizadas  $> 4$  (alta frecuencia) la aproximación de Wien ajusta razonablemente [1].

Esto implica que el brillo correspondiente a un cuerpo negro es proporcional a su temperatura termodinámica en el rango de frecuencias de radio, donde esta aproximación es válida salvo a temperaturas muy bajas. Entonces resulta útil definir la temperatura de brillo, que es comúnmente usada en radioastronomía para medir el brillo de fuentes extendidas [1].

$$T_B = \frac{c^2}{2k} \frac{1}{\nu^2} I_\nu = \frac{\lambda^2}{2k} I_\nu \quad (2.9)$$

Para una radiofuente discreta a una temperatura  $T$  y un ángulo sólido  $\Omega_S$ , la densidad de flujo en el límite de Rayleigh-Jeans resulta

$$S_\nu = \frac{2\nu^2 k}{c^2} \int_{\Omega_S} T(\theta, \phi) d\Omega \quad (2.10)$$

Si la temperatura de brillo es uniforme en  $\Omega_S$ , el flujo se reduce a:

$$S_\nu = \frac{2\nu^2 k T_B}{c^2} \Omega_S \quad (2.11)$$

En la práctica, cuando el ángulo sólido de una fuente es mucho menor al del haz de la antena ( $\Omega_S \ll \Omega$ ), se puede encontrar una temperatura de brillo  $T_{MB}$  que se calcula

$$S_v = \frac{2v^2 k T_{MB}}{c^2} \Omega \quad (2.12)$$

Esta temperatura depende solo de la antena, ya que es una temperatura promedio sobre el haz principal de la antena. Si éste se modela con una curva gaussiana, se puede calcular el ángulo sólido del haz a partir de la mitad de potencia a máximo ancho (del inglés *full width to half power (FWHP)*)  $\theta_b$  con una precisión del 5% [1]:

$$\Omega = 1,133 \theta_b^2 \quad (2.13)$$

y a su vez, el FWHP se puede aproximar en el límite de difracción como

$$\theta_b = 58,4 \frac{\lambda}{D} \quad (2.14)$$

con  $\theta_b$  en grados y siendo  $\lambda$  la longitud de onda de trabajo y  $D$  el diámetro de la antena, ambos en las mismas unidades [1].

La densidad de flujo lineal en Jy se puede convertir a una base de decibeles, adecuada para su uso en campos de telecomunicaciones e ingeniería de radio, donde 1 Jy es igual a  $-260 \text{ dBW} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{Hz}^{-1}$ ,  $-230 \text{ dBm} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{Hz}^{-1}$ , por lo tanto la conversión será [20]:

$$P_{\text{dBW} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{Hz}^{-1}} = 10 \log_{10} (P_{\text{Jy}}) - 260, \quad (2.15)$$

$$P_{\text{dBm} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{Hz}^{-1}} = 10 \log_{10} (P_{\text{Jy}}) - 230. \quad (2.16)$$

donde es  $P_{\text{dBW} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{Hz}^{-1}}$  y  $P_{\text{dBm} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{Hz}^{-1}}$  se conoce como densidad espectral de flujo de potencia (del inglés *spectral power flux density o SPFD*).

Un radiómetro es un dispositivo diseñado para medir la potencia en la emisión electromagnética, en la región de radio del espectro, por un medio material debido a la agitación de los electrones dentro del material respecto a la teledetección [21]. Esta emisión electromagnética es igual al ruido térmico del objeto y se puede correlacionar con la temperatura física del objeto [22]. Debido a esta correlación, la cantidad de ruido recibido se denomina temperatura de ruido y se mide en Kelvin.

Hay seis etapas comunes a todos los radiómetros, las cuales son:

1. Fuente (antena o  $T_A$ )
2. Ancho de banda ( $\beta$ ),
3. Amplificación (ganancia de potencia o  $G$ ),
4. Detección de energía ( $X^2$ ),
5. Suavizado de datos,
6. Salida (Voltaje, rQ, Kelvin).

La figura 2.2 ilustra cómo una señal se propaga a través de un radiómetro. Primero, la señal de la fuente entra en la antena,  $T_A$ . A continuación, la señal se filtra a un ancho de banda establecido,

$\beta$ . Esta señal filtrada es entonces amplificada por amplificadores de bajo ruido (del inglés *Low Noise Amplifiers (LNAs)*) con una ganancia de potencia de  $G$ . La información de potencia se extrae entonces de la señal usando un detector de ley cuadrada,  $X^2$ .

La tensión de salida es proporcional al cuadrado de la tensión de entrada y es, por lo tanto, proporcional a la potencia de entrada [23]. La salida de tensión del detector de ley cuadrada es entonces suavizada usando un integrador con un tiempo de integración  $\tau$ . Finalmente, se mide y registra la señal de tensión integrada.

Un elemento que está presente en todos los radiómetros es el ruido del sistema, representado por  $T_N$ . El ruido del sistema es el ruido que se genera desde dentro del radiómetro debido a la agitación térmica de los circuitos. Un radiómetro está diseñado para reducir el ruido del sistema tanto como sea posible mediante el uso de componentes de baja pérdida y amplificadores que son de bajo ruido, como los amplificadores de bajo ruido (LNA).

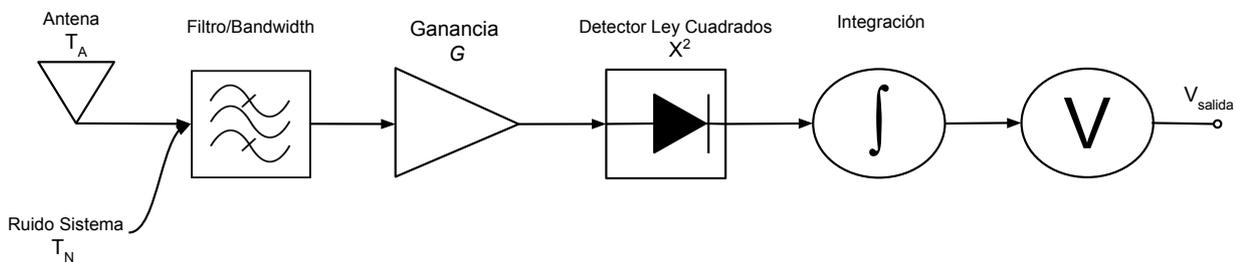


Figura 2.2: Diagrama de bloques de un radiómetro de potencia total.

### 2.2.1. Medida de potencia

El voltaje de un radiómetro puede expresarse como la suma de las tensiones de ruido cuya distribución de amplitud es casi gaussiana, como se define por el teorema de límite central. Esto da como resultado una media de voltaje de cero pero un valor cuadrático medio (RMS) del voltaje mayor que cero en una muestra de banda limitada. Debido a que nuestro voltaje medido es un valor RMS, nuestra potencia y, posteriormente, nuestra potencia de ruido es también un valor RMS.

Como se muestra en la ecuación 2.17, la potencia medida por un radiómetro ideal es igual al producto del ruido térmico de la fuente ( $T_A$ ), la ganancia de potencia ( $G$ ), el ancho de banda ( $\beta$ ) del radiómetro y la constante de Boltzmann ( $k = 1,38 \times 10^{-23} J/K$ ).

$$P = k * \beta * G * (T_A) \text{ [W]} \quad (2.17)$$

Mientras que los componentes de un radiómetro ideal no aportan potencia de ruido ( $T_N$ ) al sistema, si lo hacen en un radiómetro real. El impacto de este ruido no deseado generado internamente sobre la potencia medida por el radiómetro se considera mediante la ecuación 2.18 donde  $T_N$  es el ruido del sistema referido a la entrada del sistema.

$$P = k * \beta * G * (T_A + T_N) \text{ [W]} \quad (2.18)$$

La ganancia de potencia ( $G$ ) y el ancho de banda ( $\beta$ ) son parámetros de diseño importantes de un radiómetro. Si bien se desea una gran ganancia de potencia para amplificar la señal de la fuente ( $T_A$ ), el ruido del sistema también se amplifica. El diseño de estos amplificadores es entonces crucial para amplificar la señal mientras se minimizan las contribuciones de ruido del sistema.

El ancho de banda de la señal fuente es típicamente amplio para maximizar la sensibilidad del radiómetro. Los dos factores limitantes primarios para el ancho de banda son: (i) limitaciones de hardware (por ejemplo, límites de operación de los LNA) y (ii) señales no deseadas localizadas en un valor de frecuencias (por ejemplo, interferencia de radio por otros equipos terrestres).

*Amplificadores de Bajo Ruido.* El método utilizado por la mayoría de los radiómetros para mitigar la contribución del ruido del sistema durante la amplificación de la señal es la unión en cascada de los LNA. La amplificación total que podemos esperar de  $n$  LNAs que están conectados en cascada es la suma de la ganancia de potencia de cada LNA mostrada en la ecuación 2.19 donde  $G_n$  es el valor de ganancia de potencia para el  $n$ -ésimo amplificador.

$$G_{total} = G_1 + G_2 + G_3 + \dots + G_{n-1} \text{ [dB]} \quad (2.19)$$

Una métrica de rendimiento de un LNA es la figura de ruido (NF). La figura de ruido nos da la diferencia entre la salida de ruido de un amplificador real y un amplificador ideal con la misma ganancia de potencia y ancho de banda conectado a una carga adaptada a la temperatura de ruido estándar  $T_0 = 290$  [K]. Otra métrica utilizada es el factor de ruido ( $F$ ). El factor de ruido es el cociente de la relación de señal/ruido de salida con respecto a relación señal/ruido de entrada. El factor de ruido ( $F$ ) está relacionado con la figura de ruido (NF) como se muestra en la ecuación 2.20.

$$\text{NF} = 10 * \log_{10}(F) \text{ [dB]} \quad (2.20)$$

Para los dispositivos que están conectados en cascada, el factor de ruido total es encontrado por la fórmula de Friis [24] y resulta en la ecuación 2.21 donde  $F_n$  es el factor de ruido para el dispositivo  $n$ -ésimo. En la ecuación los términos están expresados como magnitudes y no en decibeles.

$$F_{total} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 G_3 \dots G_{n-1}} \quad (2.21)$$

De la ecuación de Friis se concluye que el primer LNA en la cascada aporta la mayor cantidad de ruido al sistema. Como consecuencia, es crítico que el primer LNA tenga el factor de ruido más pequeño, mientras que los LNA restantes proporcionen la mayoría de la ganancia de potencia de señal.

El factor de ruido del receptor en general es:

$$F_{receptor} = F_{LNA} + \frac{F_{resto} - 1}{G_{LNA}} \quad (2.22)$$

donde  $F_{resto}$  es el factor de ruido general de las siguientes etapas. De acuerdo a esta ecuación, el factor de ruido general es dominado por el factor de ruido del LNA y si la ganancia es suficientemente alta, los factores son equivalentes.

La formula de Friis tiene su equivalente directo a temperatura y se expresa como:

$$T_{eq} = T_1 + \frac{T_2 - 1}{G_1} + \frac{T_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{T_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots + \frac{T_n - 1}{G_1 G_2 G_3 \dots G_{n-1}} \quad (2.23)$$

El hardware de detección de la DSA 3 tiene el equipamiento necesario para transformar la señal de radio frecuencia (RF) en una salida en fase y cuadratura (del inglés *in-phase* y *quadrature*). Generalmente este hardware incluye una etapa amplificadora de ganancia, un conversor de RF que convierte la señal de RF a una señal analógica I (in-phase) y Q (quadrature). Estas señales analógicas I y Q son enviadas a una conversor analógico-digital (ADC) para ser digitalizadas. La señal IQ es ahora un conjunto de pares de valores complejos (donde I es la parte real y Q es la parte imaginaria), y por último esta señal digital es enviada a una PC para realizar el procesamiento de señal por software.

Un cálculo común que se realiza en los datos de IQ es determinar la potencia de RF en función del tiempo [25]. La fórmula utilizada para calcular la potencia de RF es notablemente simple. Los valores I y Q representan el valor máximo de las componentes en fase y en cuadratura del vector de señal de RF. El Teorema de Pitágoras nos dice que el voltaje pico de la señal de RF es igual a:

$$V_{pico} = \sqrt{I^2 + Q^2} \quad (2.24)$$

Por definición, los valores I y Q son los valores pico de las componentes de cuadratura sinusoidal de la señal de RF. Por lo tanto, el valor RMS de la señal de RF viene dado por:

$$V_{RMS} = \frac{V_{pico}}{\sqrt{2}} \quad (2.25)$$

Sustituyendo la ecuación por la tensión máxima:

$$V_{pico} = \sqrt{\frac{I^2 + Q^2}{2}} \quad (2.26)$$

En un sistema con una impedancia de entrada de  $50\Omega$ , la potencia de RF viene dada por:

$$P_{RMS} = \frac{V_{RMS}^2}{50} \quad (2.27)$$

y sustituyendo la ecuación por la tensión RMS en la ecuación de potencia:

$$P_{RMS} = \frac{\frac{I^2 + Q^2}{2}}{50} = \frac{I^2 + Q^2}{100} \quad (2.28)$$

### 2.3. Antena de espacio profundo

Las antenas de espacio profundo son sistemas extremadamente eficientes y costosos, diseñados para los más altos estándares cualitativos, que montan reflectores principales que presentan diámetros que van desde 26 m hasta 70 m. Aunque sus dimensiones y sus montajes pueden diferir, todas las antenas de espacio profundo montan un sistema de doble reflector Cassegrain derivado de telescopios ópticos, compuesto por un reflector principal parabólico y de un subreflector hiperbólico. Sus superficies son fabricadas y pulidas con extrema precisión y están aseguradas a una estructura de respaldo de acero rígido diseñada para minimizar la flexión debido a la gravedad, el viento, o la carga térmica, con el fin de no estropear el rendimiento de la antena. Además, ambos reflectores tienen una

forma específica, desviándose de la geometría Cassegrain estándar para mejorar el comportamiento general de la antena. A diferencia de los radiotelescopios típicos, las antenas de espacio profundo no suelen montar sus alimentaciones en el punto focal del reflector dual, sino que emplean sistemas de alimentación de haz y guía de ondas (del inglés *beam-waveguide*, *BWG*). Las guías de ondas de haz están compuestas de una serie de reflectores relativamente pequeños, planos y curvados, que tienen el objetivo de transportar haces de microondas desde el reflector doble grande a las alimentaciones y viceversa. También permiten desacoplar las alimentaciones de los movimientos de la antena y facilitar su mantenimiento y operación.

La red de antenas de espacio profundo es una colección de antenas distribuidas por todo el mundo que nos permiten mantenernos en contacto con las naves y sondas exploradoras del espacio extraterrestre.

Las estaciones de espacio profundo de la ESA brindan apoyo a las misiones de Venus Express, Mars Express, Herschel y Planck entre otras [26, 27]. El seguimiento de una nave espacial para la determinación de la órbita requiere la referencia de frecuencias estables a mediano plazo y tiempos exactos para obtener posiciones de las sondas con suficiente precisión. Algunas misiones de radio-ciencia requieren una alta estabilidad a corto plazo para que los eventos puedan ser medidos correctamente a una tasa de un evento por segundo.

### 2.3.1. Óptica reflector antena

Las antenas reflectoras vienen en una variedad de configuraciones dependiendo del tipo de espejo (reflector), el número de reflectores, la geometría óptica, etc. Los tipos de reflectores más comunes son planos, esféricos, cónicos, paraboloides, hiperboloides y elipsoides, siendo los últimos tres los tipos dominantes en aplicaciones de muy alta ganancia. Además, los reflectores pueden ser simétricos o desplazados, con forma o sin forma, pueden tener uno, dos o más reflectores que se pueden disponer en configuraciones Gregoriana, Cassegrain, foco de anillo, haz-guía de ondas, etc. En los sistemas conformados, existen al menos dos reflectores (primario y secundario) cuyas superficies se sintetizan para conseguir distribuciones de amplitud y fase particulares en la apertura del reflector. El diseño de las antenas reflectoras suele realizarse primero usando la óptica geométrica (GO), refinado a través de la óptica física (PO), la teoría física de la difracción (PTD) o la teoría geométrica de la difracción (GTD) [28, 29].

Las configuraciones más comunes de reflector de antena en radioastronomía son antenas simétricas y offset de doble reflector en Cassegrain o geometrías Gregoriana que se representan en la figura 2.3. El reflector de alimentación frontal también se utiliza a veces, especialmente para la radioastronomía de baja frecuencia y se muestra también en la misma figura. En todas estas configuraciones, el reflector primario es un paraboloide y enfoca las ondas planas desde fuentes lejanas sobre un único punto focal, *PF*.

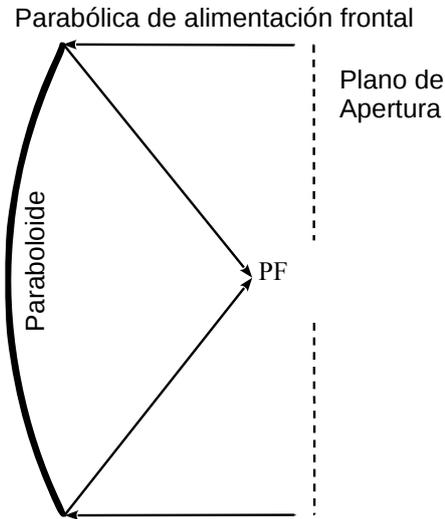


Figura 2.3: Configuración más común de reflector de antena en radioastronomía.

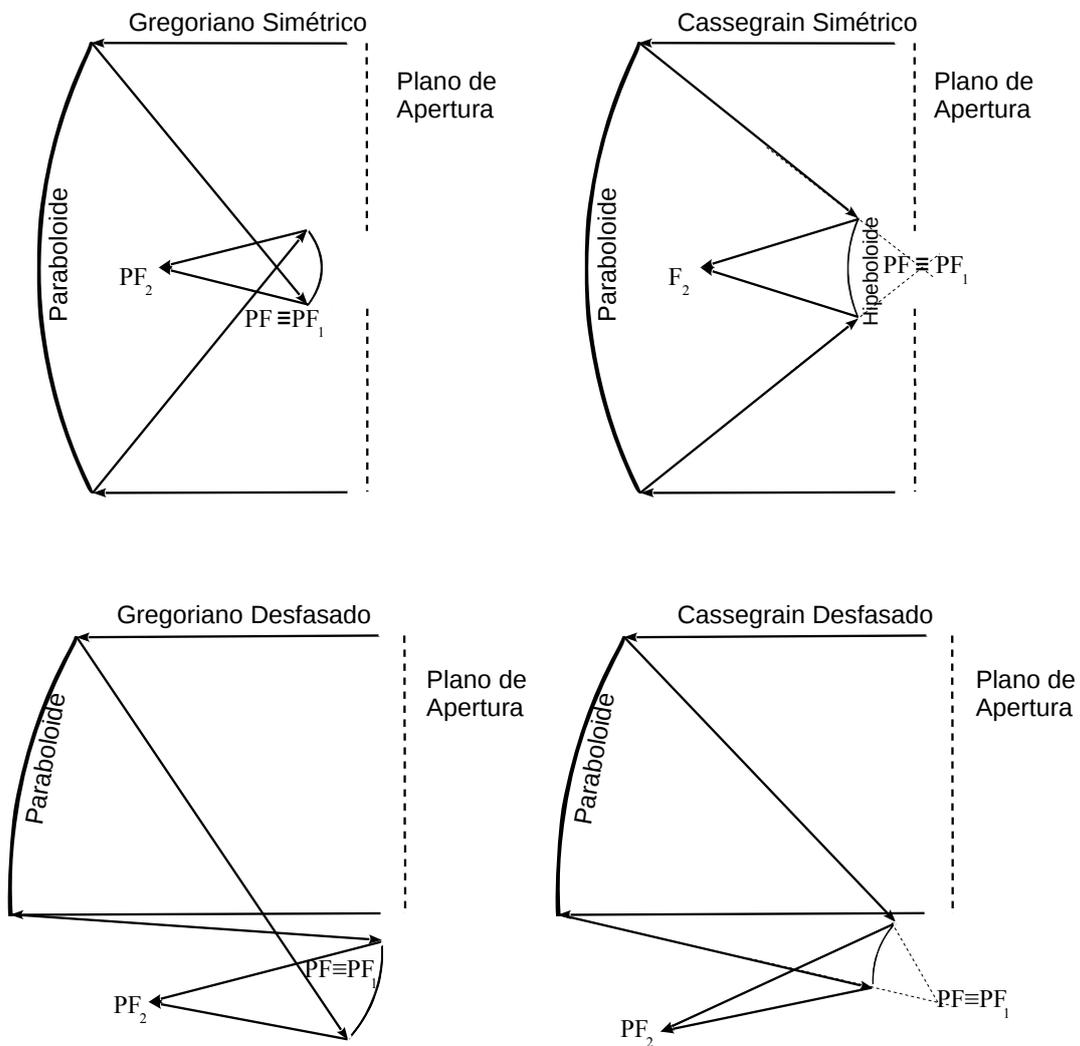


Figura 2.4: Configuraciones más comunes de reflector primario y secundario de antenas en radioastronomía.

La configuración gregoriana comprende un reflector secundario elipsoidal además del primario parabólico. El punto focal de la parábola,  $PF$ , está colocado con uno de los focos del elipsoide  $PF_1$ ;

la antena de alimentación está situada en el otro punto focal del elipsoide,  $PF2$ . La antena de reflector de tipo Cassegrain utiliza un reflector secundario hiperbólico en vez de un elipsoide. El punto focal del primario se sitúa con el punto focal del hiperboloide detrás del reflector secundario  $PF1$  y la antena de alimentación está situada en el otro punto focal  $PF2$ . Una desventaja importante de las configuraciones simétricas en comparación con sus contrapartidas desviadas de la figura 2.4 es el bloqueo de la apertura debido al reflector secundario (o la alimentación en el caso de la parábola alimentada frontalmente) lo que reduce la eficiencia de apertura como se explica en la siguiente sección.

### 2.3.2. Eficiencia de apertura

Las antenas reflectoras son antenas que se caracterizan por una apertura plana, perpendicular a la dirección de radiación máxima, a través de la cual pasa la mayoría de la radiación [28]. Las aperturas de las configuraciones típicas del reflector se representan en la figura 2.4. En todos estos casos, la apertura es circular y el análisis del reflector con GO se reduce a los rayos de trazado desde la fuente hasta el reflector y toma la transformada de Fourier de los campos de apertura para obtener patrones de radiación de campo lejano [30].

Al tratar con haces limitados por difracción, hay dos suposiciones diferentes (extremas) que se pueden hacer: (i) iluminación uniforme y (ii) iluminación gaussiana pura o  $TEM_{00}$ <sup>1</sup>.

Estos dos extremos de iluminación de apertura producen respuestas ligeramente diferentes para la divergencia del haz, el perfil del haz y el ancho del haz de media potencia, pero hacen una gran diferencia en el nivel de los lóbulos laterales. En la práctica, el primero hace un mejor uso de la apertura completa del telescopio pero arroja algo de energía en los lóbulos laterales. Esto último puede aumentar el ancho del haz y degradar la ganancia de la antena, el segundo disminuye la apertura, pero genera muy poca energía en los lóbulos laterales. Un compromiso razonable para un haz gaussiano, es hacer coincidir  $1/e^2$  el diámetro del haz colimado con la apertura de salida del telescopio.

Por lo tanto, es habitual suponer el caso simple de iluminación uniforme, es decir, intensidad de haz constante a través de la apertura, con un corte repentino del haz en los extremos de la misma. Esto equivale a la difracción en una apertura circular, y la teoría [31] establece que el ángulo de difracción de ancho máximo completo (FWHM) (donde la intensidad se reduce en 3 dB) viene dado por:

$$\Theta_0 = \frac{(1,02) \cdot \lambda}{D} \quad \text{rad} \quad (2.29)$$

$$\Theta_0 = \frac{(58,4) \cdot \lambda}{D} \quad \text{degree} \quad (2.30)$$

Donde  $\lambda$ : longitud de onda,  $D$ : diámetro de apertura y de haz.

Para un sistema de reflector totalmente iluminado de 35 metros de diámetro que opera a una frecuencia de 8400 MHz o longitud de onda de 3,569 cm, el ángulo de difracción FWHM es:

---

<sup>1</sup>Modo Transversal Electromagnético Fundamental (o  $TEM_{00}$ ). El modo  $TEM_{00}$  corresponde al mismo modo fundamental al de la geometría cilíndrica. En este modo no se exhiben lóbulos distribuidos en las direcciones vertical y horizontal. Este modo tiene la menor extensión espacial posible o menor diámetro y la divergencia del haz está centrada en un punto.

$$\Theta = 214,75 \text{ segundos de arco}$$

Uno de los ejemplos canónicos de apertura de una antena reflectora es una apertura circular de radio  $A$  en un plano de tierra infinito que puede analizarse en forma cerrada bajo iluminación uniforme y produce el conocido patrón de campo lejano de disco de Airy<sup>2</sup> [31].

El patrón de intensidad de difracción para apertura circular (en el límite de Fraunhofer) está dada por:

$$I = I_0 \cdot \left( \frac{2 \cdot J_1 \cdot (kD \cdot \sin\theta)}{kD \cdot \sin\theta} \right)^2 \quad (2.31)$$

donde  $k = 2\pi/\lambda$  y  $J_1(x)$  es la “función de Bessel de primer orden”. Esta es una función especial que aparece mucho en las soluciones de ecuaciones diferenciales parciales con algún tipo de simetría cilíndrica. Cuando es igual a cero, la intensidad es cero y es el borde del punto de difracción central. Resulta que el primer cero de esta función de Bessel está en  $\pi D/\lambda \cdot \sin\theta/2 = 1,220 \cdot \pi = 3,8317$ . Esto ocurre cuando:

$$\Theta = \frac{(2,44) \cdot \lambda}{D} \text{ rad} = \frac{(139,8) \cdot \lambda}{D} \text{ degree} \quad (2.32)$$

Para un sistema de reflector de 35 metros de diámetro que opera a una frecuencia de 8400 MHz o longitud de onda de  $3,569 \cdot 10^{-2}$  m, el ángulo de Airy es:

$$\Theta_a = 513,19 \text{ segundos de arco}$$

Esto es ligeramente más ancho que el doble del ancho de haz FWHM previamente calculado. Esta zona, dentro del primer anillo oscuro, contiene el 83,8% de la energía en el haz.  $\theta/2$  también corresponde al criterio clásico de Rayleigh para el poder de resolución de un telescopio, es decir, el criterio de Rayleigh para la resolución angular de un telescopio es la mitad del valor anterior de  $\Theta_a$ , que equivale a 256,6 segundos de arco o 4,28 minutos de arco. Este criterio se basa en la capacidad de resolver dos objetos igualmente intensos. Por lo tanto, a una aproximación (dentro de un factor de 1,2), la resolución de Rayleigh corresponde al ancho de haz de FWHM.

En el caso de considerar una iluminación de apertura gaussiana, el haz en modo electromagnético transversal  $TEM_{00}$ , tiene un perfil transversal normalizado en la dirección de propagación dado por:

$$I = \exp(-2x^2/w_0^2) \quad (2.33)$$

Donde  $x$ : es el desplazamiento del centro del haz,  $w_0$  es el radio gaussiano del haz definido en su punto cero, esto también se conoce como cintura del haz. Es una propiedad de un haz gaussiano que el patrón del haz sea igual en el campo cercano y el lejano.

Existe una pequeña pero significativa diferencia entre las ganancias de los dos casos. De hecho, se puede demostrar que una iluminación uniforme siempre produce la ganancia máxima<sup>3</sup> para cualquier forma de apertura, y en el caso de una apertura circular, la ganancia máxima es [31]:

<sup>2</sup>Hay que tener en cuenta que se supone que el área de apertura es mucho más grande que  $\lambda^2$ .

<sup>3</sup>Técnicamente, la directividad es el término correcto para usar aquí; sin embargo, los dos son iguales para una antena con pérdidas no óhmicas que es la suposición subyacente.

$$G_{max,circ} = \frac{4\pi}{\lambda^2}(\pi a^2) \quad (2.34)$$

o más generalmente, la ganancia máxima para una forma de apertura arbitraria es:

$$G_{max} = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{fis} \quad (2.35)$$

donde  $A_{fis}$  es el área física de apertura. La iluminación cónica, por otro lado, produce una ganancia ligeramente inferior y una anchura de haz más grande con el mismo tamaño de apertura. Esto conduce directamente a la definición de área efectiva de la apertura o área efectiva de una antena: es el área de una apertura uniformemente iluminada que produce la misma ganancia  $G$ , a saber [28],

$$A_{eff} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G \quad (2.36)$$

La eficiencia de la apertura, también conocida como eficiencia de la antena, se define entonces como la relación de una superficie eficaz de la antena y su área física [28]

$$\nu \equiv \frac{A_{eff}}{A_{fis}} = \frac{G}{G_{max}} \quad (2.37)$$

que es válido para  $A_{fis} \gg \lambda^2$ . Bajo iluminación cónica, por ejemplo, el rendimiento de la apertura es de aproximadamente 78 %, porque la ganancia es aproximadamente 1,1 dB menor que la de la iluminación uniforme.

La eficiencia de la apertura de una antena reflectora se determina no sólo por el estrechamiento del campo de apertura. De hecho, cualquier pérdida de potencia en la dirección del eje (es decir,  $\Theta = 0$ ) resulta en una eficiencia más baja. Dichos factores de pérdida incluyen errores de fase en campos de apertura, energía de desbordamiento, polarización cruzada, bloqueo de la apertura, dispersión de estructuras de soporte, errores de superficie, etc. A partir de ahora, el término eficiencia de apertura se utiliza para referirse a esta eficiencia aproximada sin tener en cuenta estas pérdidas.

En el caso de antenas complejas con guía de onda de haz, como la DSA 3, muchos efectos diferentes contribuyen a la eficacia general de la antena. Aunque hoy en día la mayoría de ellos se pueden considerar en las herramientas modernas de análisis de antenas, debido a sus demandas de cómputo extremas, algunas de ellas se calculan empíricamente. La eficiencia general de la antena DSA 3 (incluidos los efectos modelados y los no modelados) varía desde aproximadamente el 90 % en la banda X hasta aproximadamente el 72 % en la banda Ka, y se degrada en función de la frecuencia (considerando, por ejemplo, las pérdidas óhmicas o la precisión de la superficie). Las pruebas realizadas por M. Formaggi [32] para distintas frecuencias de trabajo muestran un valor aproximado de eficiencia de la antena DSA 3 de 83 % en banda X y 62 % en banda Ka.

### 2.3.3. Figura de mérito para un radiotelescopio

El objetivo principal en el diseño de radiotelescopios y antenas reflectoras de comunicación de espacio profundo es maximizar la ganancia y minimizar la temperatura del ruido del sistema ( $T_{sys}$ ), lo que aumenta la sensibilidad del telescopio. Por lo tanto, la figura de mérito más utilizada en el diseño de un radiotelescopio se expresa como:

$$FoM \equiv \frac{A_{eff}}{T_{sys}} = \eta \frac{A_{fis}}{T_{sys}} \quad (2.38)$$

donde  $T_{sys}$  es la temperatura de ruido del sistema y los demás parámetros se definieron en la sección anterior. La temperatura de ruido del sistema viene dada por: <sup>4</sup>

$$T_{sys} \equiv T_{Ant} + T_{LNA} = (1 - \eta_{spill}) \cdot T_n + T_{sky} + T_{LNA} \quad (2.39)$$

donde  $T_{LNA}$  es la temperatura efectiva de ruido de entrada del amplificador de bajo ruido procedente de la antena de alimentación;  $T_{sys}$  representa la temperatura de ruido desde el cielo;  $T_n$  es la temperatura efectiva vista por la energía de desbordamiento (por ejemplo, si toda la energía de desbordamiento golpea el suelo,  $T_n$  sería 300K). Se observa a partir de (2.38) que la maximización de la eficiencia de la apertura es crítica, pero minimizar el desborde es quizás aún más importante porque tanto el numerador como el denominador dependen de él. Por ejemplo, suponiendo que  $T_n = 150K$ ,  $\eta = 0,6$ ,  $\eta_{spill} = 0,9$ , y  $T_{sky} + T_{LNA} = 10K$ , un aumento del 2% en la eficiencia de desbordamiento (de 90 a 92%) produce más del 14% de aumento en la figura del mérito.

### 2.3.4. ESA y la red ESTRACK

La Agencia Espacial Europea (del inglés *European Space Agency* - *ESA*) fue fundada en 1975 para combinar los objetivos de la antigua Organización Europea de Desarrollo de Lanzadores y de la Organización Europea de Investigaciones Espaciales, ambas de principios de los años sesenta. En la actualidad, 22 estados de Europa pertenecen a la ESA y Canadá participa en algunos proyectos de la ESA en virtud de un acuerdo de cooperación. Desde su fundación, la ESA ha elevado el estatus de Europa como actor importante en el campo espacial, con un alto grado de autosuficiencia en la mayoría de los aspectos de la tecnología espacial y una capacidad para innovaciones de clase mundial. Los programas de la ESA para la ciencia, los lanzadores, las telecomunicaciones, la observación de la Tierra y el vuelo espacial humano han demostrado un alto nivel de competencia y están constantemente aportando muchos beneficios a la vida cotidiana.

La ESA tiene su sede en París, con centros especializados en Holanda, Alemania, Italia y España, oficinas de enlace en Washington DC y Moscú, oficinas en Bruselas para las relaciones en particular con la Unión Europea y una instalación en la Guayana Francesa. En particular, el Centro Europeo de Investigación y Tecnología Espacial (ESTEC) de los Países Bajos es el centro de conexiones y pruebas para las actividades espaciales europeas; el Centro Europeo de Operaciones Espaciales (ESOC) en Alemania asegura el desarrollo y el servicio de operaciones terrestres y espaciales; el Instituto Europeo de Investigaciones Espaciales (ESRIN) en Italia procesa y distribuye datos de satélite; El Centro Europeo de Astronautas (EAC) de Alemania prepara e implementa programas de formación de astronautas; y el Centro Europeo de Astronomía Espacial (ESAC) en España, acoge las operaciones científicas de todas las misiones astronómicas y planetarias de la ESA. La Agencia Espacial Europea también dispone de un puerto espacial situado en Kourou, Guayana Francesa, ideal para lanzamientos en órbita de transferencia geostacionaria, gracias a su proximidad al ecuador.

<sup>4</sup>Suponiendo que la ganancia del LNA es lo suficientemente grande como para que la contribución de ruido de entrada de los componentes que siguen al LNA sea insignificante.



Figura 2.5: ESA ESTRACK (fotografías cortesía de la ESA). Mapa que muestra las ubicaciones de las estaciones de seguimiento de la ESA (ESTRACK) a partir de enero de 2016. Tenga en cuenta que este mapa es representativo solamente y no todas las ubicaciones se muestran con total exactitud. En azul se indican las estaciones centrales de la ESA operadas por el Centro de Control ESTRACK (ECC), en el Centro Europeo de Operaciones Espaciales (ESOC) de la ESA, en Darmstadt, Alemania. En naranja se indican las estaciones de Estrack aumentadas, adquiridas comercialmente y operadas en nombre de la ESA por entidades comerciales. En verde se indican las estaciones Cooperativas ESTRACK que son propiedad y son operadas por agencias externas, pero regularmente proveen servicios a las misiones de la ESA sobre una base de intercambio. La estación de seguimiento de la ESA en Perth, Australia, fue retirada del servicio en diciembre de 2015.

El enlace entre el espacio y el Centro de Control de Operaciones (OCC) en ESOC se establece a través de una red de antenas terrestres en todo el mundo que apoyan las misiones de la ESA. La Red de Seguimiento de la ESA (ESTRACK) está compuesta por el conjunto de estaciones terrestres propiedad de, y operadas por la ESA, construidas durante los últimos 25 años y que consisten principalmente en antenas de banda S, X y Ka de diversos tamaños, que van de los 5,5 m a los 35 m de diámetro del reflector principal (Figura 2.6). La figura 2.5 muestra toda la red ESTRACK, mostrando en naranja las estaciones parcialmente propiedad o simplemente operadas por la ESA. Entre otras, las estaciones más relevantes son las tres antenas de espacio profundo: respectivamente DSA 1, ubicada en New Norcia, Australia Occidental, DSA 2, ubicada en Cebreros, España y DSA 3, ubicada en Malargüe, Mendoza, Argentina. Están en funcionamiento desde 2002, 2005 y 2012, respectivamente, y representan la Red Europea de Espacio Profundo. Las tres estaciones, que están aproximadamente a 120 grados de distancia unas de otras, proporcionan una cobertura continua por satélite, a pesar de la rotación de la Tierra, abarcando todo la esfera celeste.

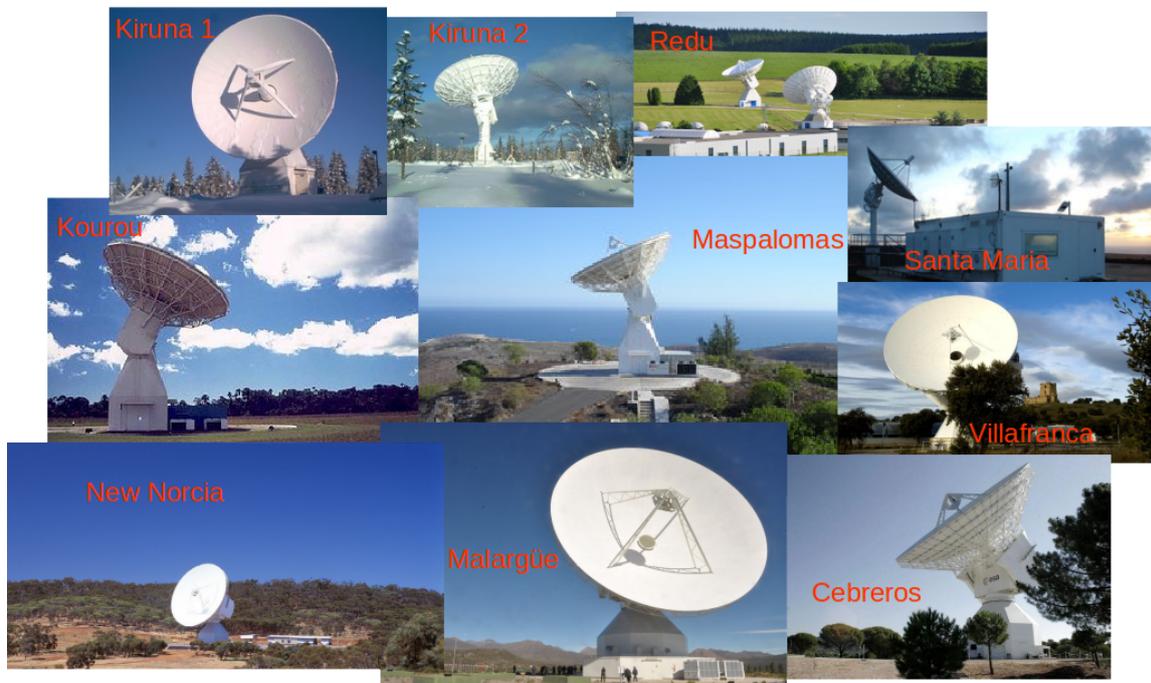


Figura 2.6: Antenas de estación terrestre de la ESA y collage de instalaciones ESOC (fotografías cortesía de la ESA).

Tabla 2.1: Plan de frecuencias de la ESA.

Banda enlace	Frecuencia
S uplink	2,025 - 2,120 GHz
S downlink	2,200 - 2,300 GHz
X uplink	7,145 - 7,235 GHz
X downlink	8,400 - 8,500 GHz
Ka uplink	34,200 - 34,700 GHz
Ka downlink	31,800 - 32,300 GHz
K uplink	Not foreseen
K downlink	25,500 - 27,000 GHz

En la Tabla 2.1 se muestra el plan de frecuencias de la ESA, destacando todas las bandas de frecuencias asignadas y utilizadas por la Agencia. La banda histórica empleada por la ESA y presente en la mayoría de sus antenas es la banda S. Aunque no se asigna ninguna banda de frecuencias a un solo servicio específico, la banda S se utiliza típicamente para las operaciones de telemetría y comando, y se prefieren las bandas de frecuencias más altas y menos congestionadas para el enlace descendente de datos. Las misiones en curso y futuras están de hecho cada vez más orientadas hacia las comunicaciones completas de enlace ascendente (en adelante *uplink*) y descendente (en adelante *downlink*) de banda X y la primera estación terrestre de la ESA con capacidad de downlink de banda Ka, fue la DSA 2 que opera desde 2005. Por otra parte, la Agencia ha implementado en sus antenas de espacio profundo la banda Ka, con el fin de permitir velocidades de bits de hasta 400 Mbps, en comparación con las señales típicas de Kbps en otras bandas.

### 2.3.5. Estación terrestre DSA 3 o MGUE1

El ambicioso plan de desplegar tres antenas de espacio profundo de 35m de diámetro en todo el mundo, para garantizar la cobertura permanente de todas las misiones interplanetarias, se completó en 2012. Estas tres antenas de espacio profundo, DSA 1 ubicada en New Norcia (Australia), DSA 2 en Cebreros (España) y DSA 3 en Malargüe (Argentina), están en operación desde 2002, 2005 y 2012, respectivamente [33].

Para las antenas de espacio profundo de la ESA, se prefirió una solución Cassegrain con sistema BWG por sobre una solución Cassegrain tradicional, siendo las principales ventajas de la configuración BWG: (i) no hay necesidad de juntas rotativas o guías de onda largas, (ii) optimización de iluminación, eficiencia y lóbulos laterales para cada banda y (iii) todos los componentes electrónicos críticos (HPA, LNA y convertidores de frecuencia) ubicados a nivel del suelo (sin movimiento).

En diciembre de 2012, la ESA inauguró su tercera estación de espacio profundo, conocida como DSA 3, la cual se encuentra a 45 km de la ciudad de Malargüe, en la provincia de Mendoza, a unos 1200 km al oeste de Buenos Aires, Argentina (Figura 2.7). La estación entró en servicio completo a principios de 2013 y hoy en día, proporciona apoyo diario a misiones como Gaia, Mars Express, Rosetta y ExoMars. Las coordenadas de la antena son  $35^{\circ} 46' 33.63'' S$  ( $35.776^{\circ} S$ ),  $69^{\circ} 23' 53.51'' W$  ( $69.398^{\circ} W$ ), y la estación se sitúa a 1550 m sobre el nivel del mar.



Figura 2.7: Vista de satélite estación terrestre MGUE1, antena DS3 e instalaciones auxiliares.

La estación de Malargüe incorpora tecnología de vanguardia. La antena posee un reflector principal de 35 metros equipado con un sistema de alimentación de guía de ondas de haz tipo Cassegrain con un sistema de radio frecuencia (RF), con espejos dielectricos y amplificadores de bajo nivel de ruido (LNA). Esta antena cuenta con la capacidad de recepción en banda X (8400 MHz - 8500 MHz) y recepción banda Ka (31800 MHz - 32300 MHz), también tiene la capacidad de transmitir en ambas bandas. La estación está diseñada para proporcionar servicios de telemetría y telecomando, así como para servir a otros propósitos tales como la investigación en radio-ciencia [34].

La figura 2.8 muestra una foto real de la antena junto con un esquema de la antena en el cual se

observan los reflectores primario y secundario, el haz de guía de ondas tipo Cassegrain (del inglés *Beam Wave Guide - BWG*) y también se detallan los movimientos de la antena, altura y azimuth. Este diseño permite que la electrónica de detección permanezca quieta y estable en la base de la antena.

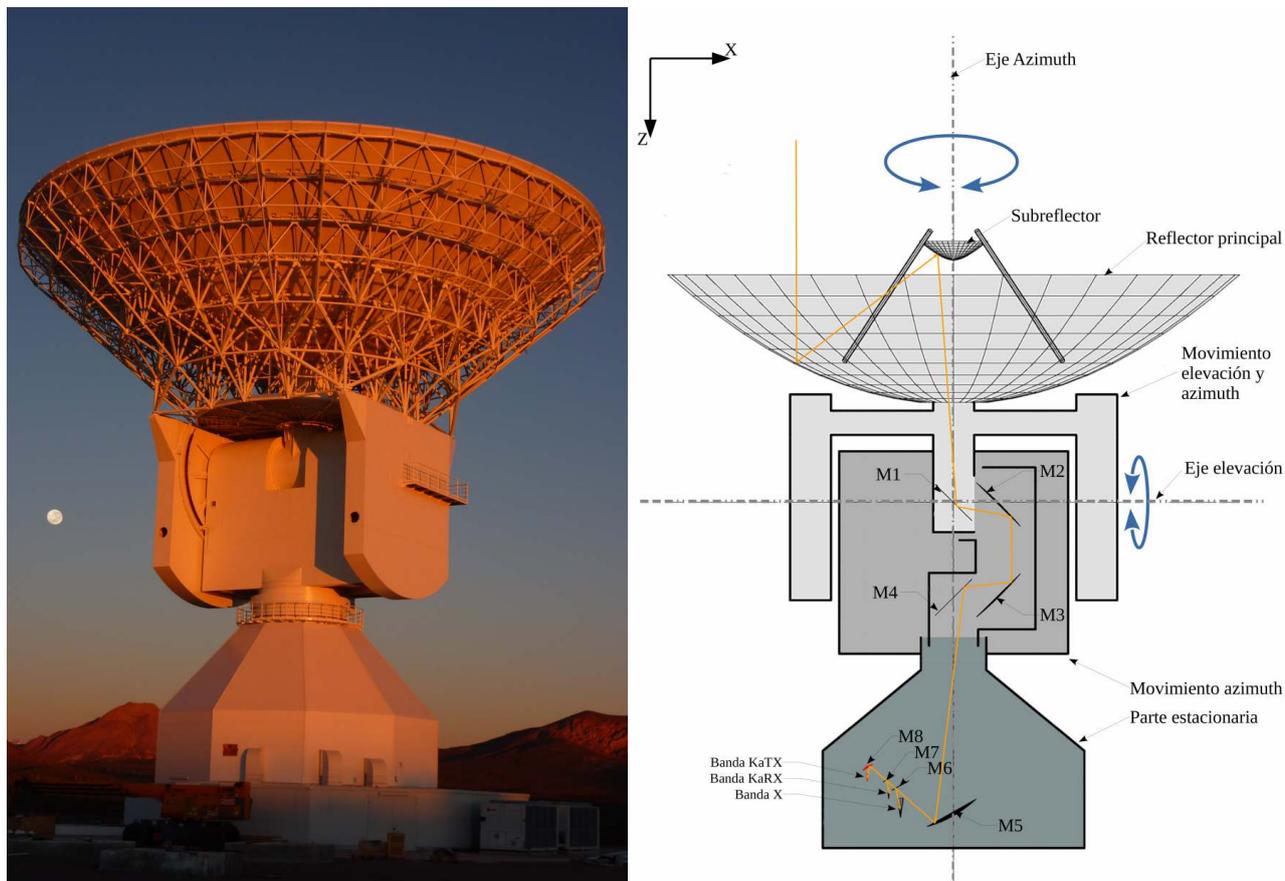


Figura 2.8: Fotografía real (a), cortesía de ESA, y esquema (b) de la DSA 3, antena de espacio profundo de 35 m.

Para cumplir con las exigencias de estabilidad de sincronización la antena se encuentra equipada con un sistema de tiempo y frecuencia que consta de un Maser Activo de Hidrógeno [35].

La Argentina tiene acceso al 10% del tiempo operativo de la antena DSA 3 para proyectos nacionales [16] por ser el país anfitrión.

### 2.3.6. Especificaciones técnicas de la DSA 3

La antena de transmisión de banda X y recepción de banda X y Ka, consta de un reflector principal de 35m con forma parabólica y un subreflector de forma hiperbólica con elevación sobre un montaje azimuthal. El seguimiento automático de las señales de banda X y Ka no es posible. La figura 2.9 muestra un diagrama de bloques del equipamiento de la antena, utilizado para la descripción funcional de la estación. Un sistema de aire acondicionado fuera de la torre de la antena proporciona enfriamiento a la misma. El apuntamiento de la antena es realizado por la Unidad de Control de Antena (ACU), que afecta a ambos ejes usando amplificadores, motores y cajas de engranajes. Los codificadores de posición ópticos entregan las posiciones de azimuth y elevación a la ACU.

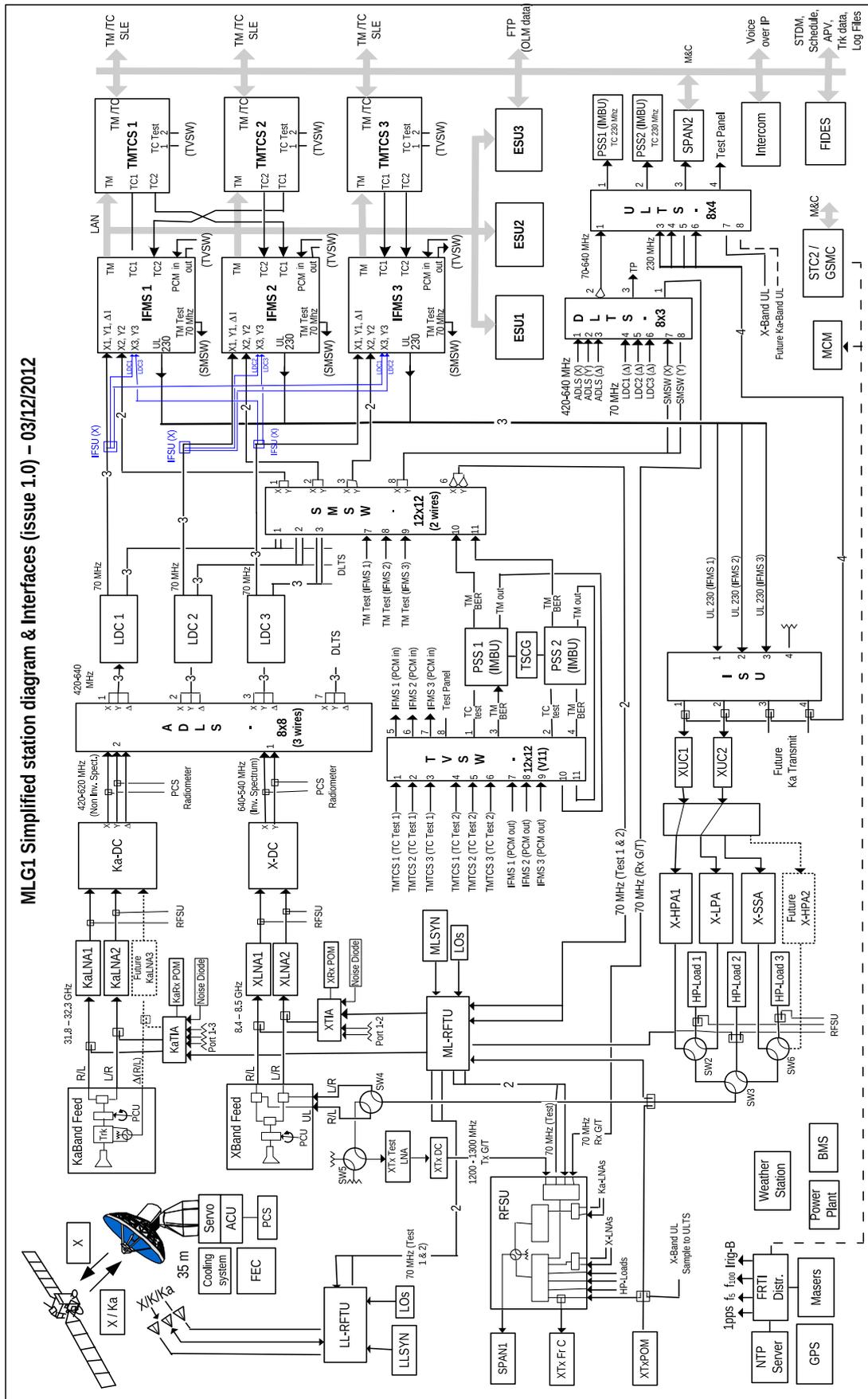


Figura 2.9: Arquitectura del sistema de una antena DS, cortesía de ESA [34].

La onda electromagnética entrante se transmite a través del reflector, subreflector y un sistema de guía de onda de haz a un espejo dielectrico sensible a la frecuencia, que divide las señales en X-Band y

Ka-Band, a las alimentaciones respectivas, que junto con su polarizador coincide con la configuración electromagnética de campo libre a los modos de guía de ondas.

Las señales de recepción y transmisión coexistentes de banda X para cada polarización están separadas por filtros Diplexer.

Las derivaciones de la guía de ondas de recepción (recepción de banda X y banda Ka) alimentan amplificadores de bajo ruido refrigerados criogénicamente (LNA), que amplifican las señales de polarización circular (RHC y LHC), que posteriormente pueden ser ajustados en fase por los cambiadores de fase (del inglés *Phase Shifters*). Las señales de banda X [8400-8500 MHz] se convierten a la banda L [620-420 MHz]. Las señales de banda Ka [31,800-32,300 MHz] se convierten a la banda L [640-540 MHz]. Las señales de enlace descendente se transfieren luego para el procesamiento de telemetría.

La señal de enlace ascendente procedente del procesamiento de telemandos a 230 MHz se envía a la transmisión de banda X, se enruta al convertidor ascendente de banda X (XUC) para la conversión a [7145 - 7235 MHz] y mediante un conmutador al amplificador de potencia alta de banda X (XHPA) o al amplificador de potencia baja de banda X (XLPA).

Un conjunto de guía de onda de transmisión enruta la señal de RF a la alimentación de banda X. La polarización transmitida se selecciona con el interruptor de polarización, que enruta la señal de RF al brazo de enlace ascendente de uno de los dos diplexores, uno para cada polarización. Para evitar la radiación de la potencia de RF a la antena, la señal de RF también puede enrutarse a través de un conjunto de interruptores a una de las dos cargas ficticias de alta potencia.

La alimentación de banda X (incluido el polarizador) coincide con el modo electromagnético de la guía de ondas entrante con la configuración de campo de espacio libre. Se polariza circularmente la señal de enlace ascendente procedente de uno de los dos diplexores. El sistema BWG transmite el flujo de RF de alta potencia desde la alimentación de banda X al subreflector de antena y al reflector principal, desde donde se envía al espacio libre.

En la figura 2.10 se muestra el diagrama de bloques para realizar la descripción funcional para la cascada de recepción. Como se observa y se explicó anteriormente, la onda electromagnética entrante se transmite mediante la guía de ondas a un polarizador, donde se separan las polarizaciones circulares, luego la señal es amplificada y corregida mediante un diodo de ruido <sup>5</sup>. Luego se realiza un corrimiento de frecuencia de la señal polarizada. Este corrimiento se hace en dos pasos, el primero para llevar la señal de banda X o Ka a Banda L y el segundo corrimiento de frecuencia es de 70 MHz. Esta señal es inyectada en el sistema de módems de frecuencias intermedias (del inglés *Intermediate Frequency and Modem System - IFMS*), donde es digitalizada y muestreada, los datos que salen de los IFMS se almacenan en unidades de almacenamiento externo (del inglés *External Storage Unit - ESU*).

---

<sup>5</sup>Hasta el momento de la redacción de este trabajo no se tuvo acceso al radiómetro ni a la señal que este entrega.

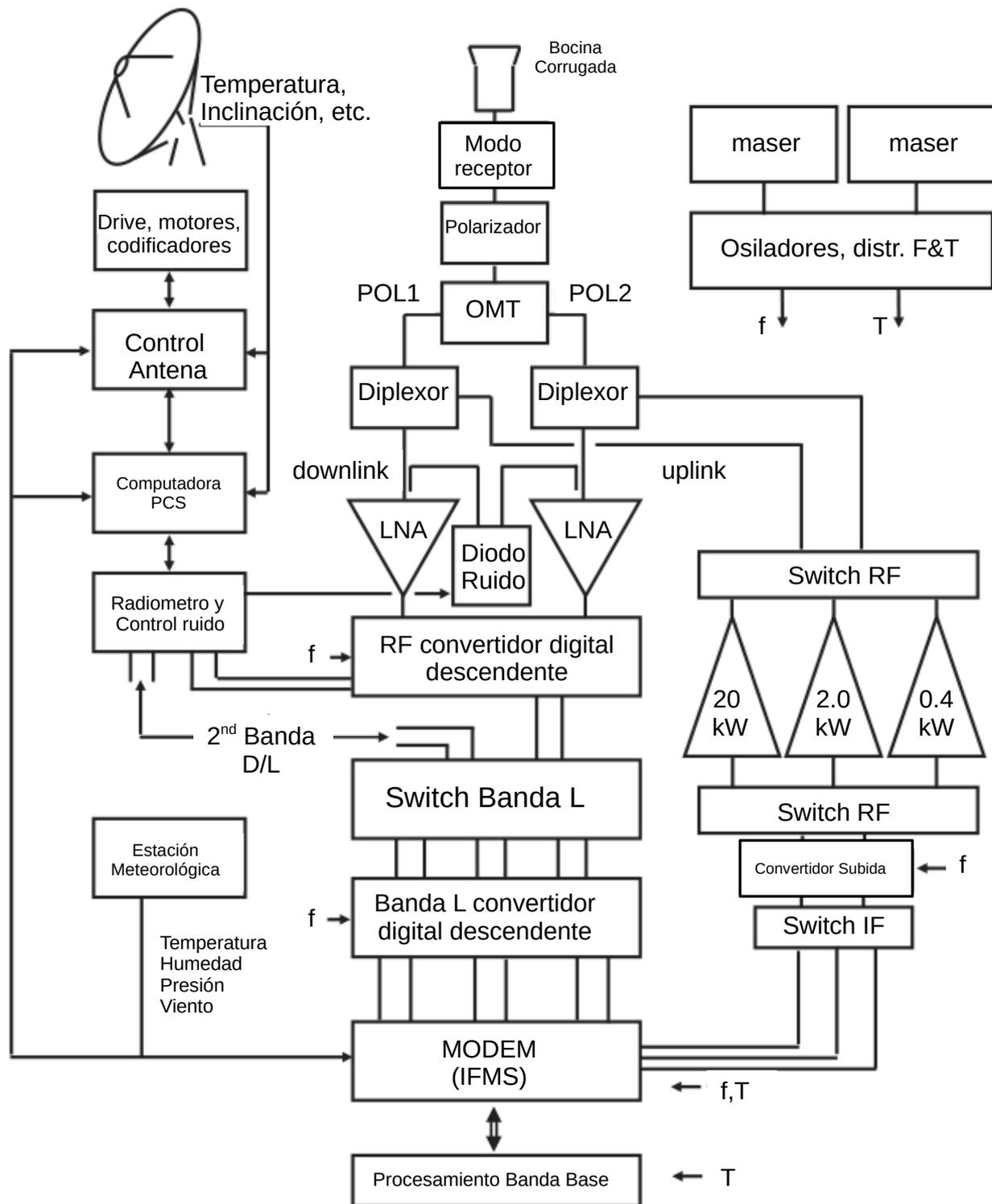


Figura 2.10: Esquema simplificado del sistema de una antena DS, cortesía de ESA.

La tabla 2.3 lista las especificaciones técnicas de la Antena DSA 3 con su referencia de cálculo y bibliografía correspondiente.

Tabla 2.3: Principales parámetros técnicos de la DSA3.

Parámetro	Valor	Observaciones
Diametro reflector principal	35 m	[36]
Iluminación ( $F(r)$ )	Uniforme para $r < 60$ m Cónico Gaussiana (-10dB) en los bordes	[36]
Eficiencia de apertura	90 %	$e_{ap} = \frac{2}{r_0} \cdot \frac{(\int_0^{r_0} F(r) dr)^2}{\int_0^{r_0} F(r)^2 dr}$ [29, 37]
Directividad Teórica ( $D$ )	69.3 dB (X-Band @ 8.45GHz) 80.2 dB (Ka-Band @ 32 GHz)	$D = e_{ap} \left(\frac{\pi d}{\lambda}\right)^2$ [30]
Eficiencia de Antena ( $e_r$ )	83 % (X-Band) 62 % (Ka-Band)	Eficiencia general de la antena [32]
Area efectiva ( $A_{em}$ )	716,06 m <sup>2</sup> 453,44 m <sup>2</sup>	$A_{em} = e_r \left(\frac{\lambda^2}{4\pi}\right) D$ [30]
Area apertura geométrica	962 m <sup>2</sup>	$A_g = \frac{\pi \cdot d^2}{4}$
Ancho de haz ( $\Theta_{3dB}$ )	4.4' (X-Band @ 8.0GHz) 1.1' (Ka-Band @ 31.0GHz)	$\Theta_{3dB} = \sqrt{\frac{4\pi}{G}}$ [30]
Efectividad F/D	0.273	[36]
Precisión superficial ( $\sigma$ )	< 3mm RMS	[36]
Posición	Lat: -35°C46'33,63" Long: -69°C23'53,51"	[34, 38]

Continúa en la siguiente página.

### Principales parámetros técnicos de la DSA3.

Parámetro	Valor	Observaciones
	Altura: 1550 m	
Bandas de frecuencia RX	8400 – 8500 MHz (X-Band)  31800 – 32300 MHz (Ka-Band)	[34, 38]
Longitud de onda	3,55 cm (X-Band)  9,66 mm (Ka-Band)	$\lambda = \frac{c}{\nu}$
Ancho de banda disponible	100 MHz (X-Band)  200 MHz (Ka-Band)	Es un ancho de banda estrecho para radioastronomía.  [34]
Figura de merito  ( $G/T_{sys}$ )	50,8 dB/K (a 10°C El.) X-Band  55,7 dB/K (a 10°C El.) Ka-Band	[34]
Ganancia LNA	56 dB (X-Band)  60 dB (Ka-Band)	[34]
Temperatura sistema ruido $T_{sys}$	18 K (X-Band)  30 K (Ka-Band)	[34]
Polarización	RHC, LHC, LINEAR (X-Band)  RHC, LHC (Ka-Band)	[34]
Densidad de ruido de fase  (cualquier banda)	$-51 + 10\log(\nu)$ dBc/Hz ( $1 \text{ Hz} \leq 1 \text{ MHz}$ )  $-111$ dBc/Hz ( $\nu \geq 1 \text{ MHz}$ )	[36]

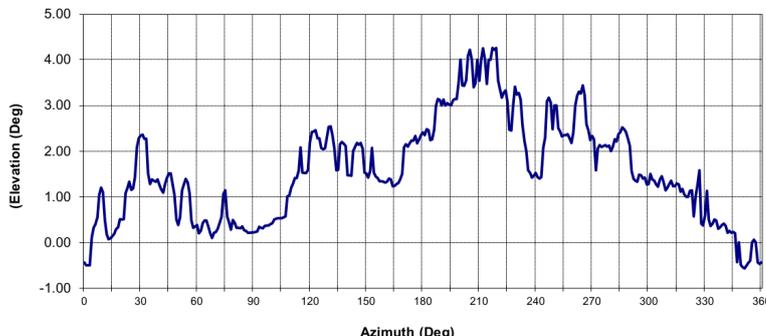
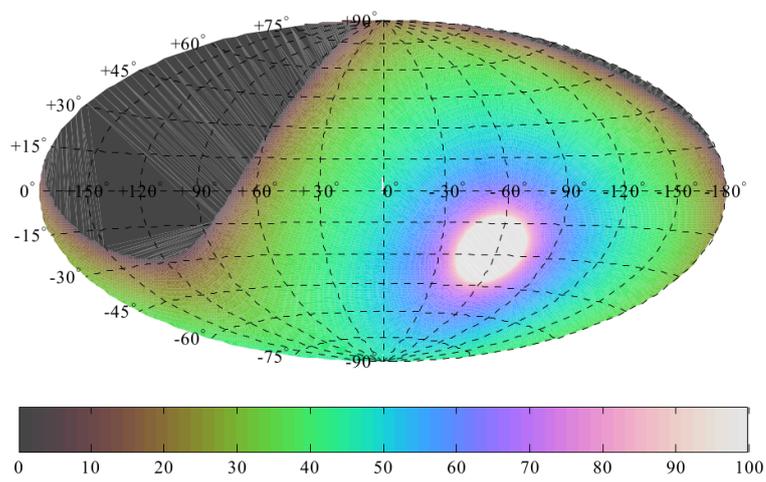
*Continúa en la siguiente página.*

## Principales parámetros técnicos de la DSA3.

Parámetro	Valor	Observaciones
Perdida de superficie ( $e_s$ )	0,05 dB/(1 %) (X-Band)  0,70dB/(15 %) Ka-Band	$e_s = e^{-\left(\frac{4\pi\sigma}{\lambda}\right)^2}$ [30]
Error apuntamiento	< 3mdeg/0,18' (Eje elev. cruzada)	[36]
	< 2mdeg/0,12' (Eje elev.)	
1 <sup>er</sup> Conversión frecuencia	620 – 420 MHz X-Band  640 – 540 MHz Ka-Band	[34]
2 <sup>da</sup> Conversión frecuencia	70 MHz X y Ka Band	[34]
Velocidad apuntamiento	a) Min. velocidad durante tracking 1mdeg/s (ejes Azimuth y Elev.)  b) Máx. velocidad durante tracking 0,4mdeg/s (ejes Azimuth y Elev.)  c) Máx. velocidad reubicación 1mdeg/s (ejes Azimuth y Elev.)	[39]
IF ancho banda receptor	70 ± 10MHz	[34]
Rango dinámico receptor	90dB (-15 to 105 dBm)	[36]
Densidad espectral ruido	2,4 · 10 <sup>-22</sup> W/Hz = -186dBm/Hz X-Band)  4,1 · 10 <sup>-22</sup> W/Hz = -183dBm/Hz Ka-Band)	$N_0 = kT_{sys}$ [1]
PSD valor típico fuente	3 · 10 <sup>-27</sup> W/Hz = -235dBm/Hz (@S = 1mJy/ X-Band])	1Jy = 10 <sup>-26</sup> W/m <sup>2</sup> Hz [1]

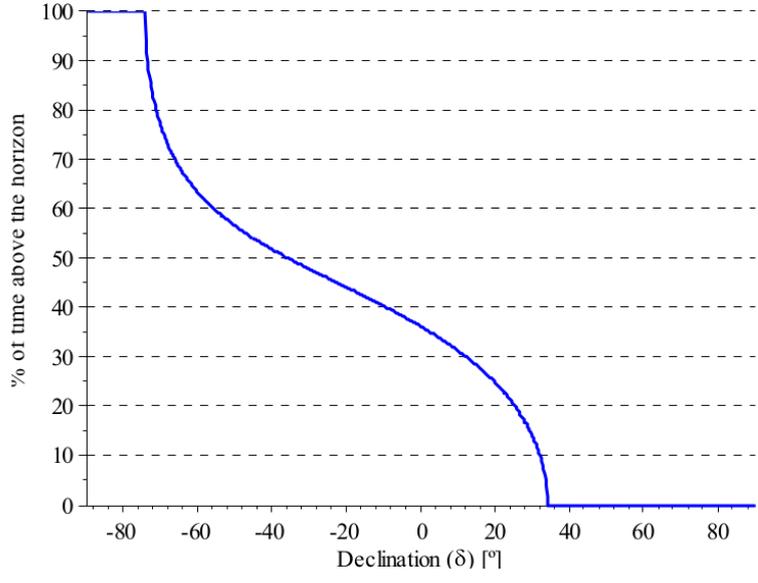
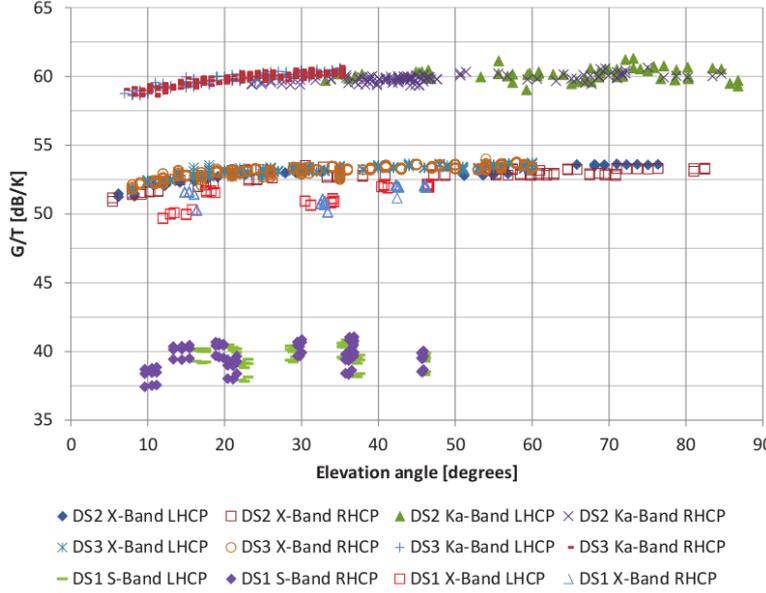
*Continúa en la siguiente página.*

### Principales parámetros técnicos de la DSA3.

Parámetro	Valor	Observaciones
	$2 \cdot 10^{-27} \text{W/Hz} = -237 \text{dBm/Hz}$ (@ $S = 1 \text{mJy/}$ K-Band)	$N_s = kT_a = \frac{1}{2}A_{em}S$
Ruido antena ( $T_a$ )	0,22mK (@ $S = 1 \text{mJy/}$ X-Band)  0,15mK (@ $S = 1 \text{mJy/}$ Ka-Band)	$RT_a = \frac{N_s}{k}$ [1]
Sensibilidad $\Delta T$	1,8mK (@ $BW = 100 \text{MHz}$ , $\tau = 1 \text{s}$ X-Band)  2mK (@ $BW = 220 \text{MHz}$ , $\tau = 1 \text{s}$ Ka-Band)	$\Delta T = \frac{T_{sys}}{\sqrt{BW\tau}}$
Horizonte		[34]
Cobertura cielo		[%] tiempo sobre horizonte. Coordenadas galácticas. Máscara horizonte: 20°C [40]

*Continúa en la siguiente página.*

Principales parámetros técnicos de la DSA3.

Parámetro	Valor	Observaciones
Cobertura Cielo		[%] tiempo sobre horizonte. Máscara horizonte: 20°C
Rendimiento ( $G/T$ )		Cielo despejado, incluido el apuntamiento y el error de medición. [33]

**2.3.7. Sistema de módems de frecuencias intermedias o IFMS**

La figura 2.10 muestra la típica cadena de enlace descendente de las estaciones ESTRACK. Aparte de la apertura de la antena parabólica y las bandas de frecuencia que cada estación puede recibir, la arquitectura general es común a cada instalación ESTRACK. Con referencia a la figura la cadena descendente de la señal recibida se procesa de la siguiente manera:

- Las señales son recibidas por la antena.

- El polarizador acoplador de modos separa los componentes de las señales de polarización circular izquierda y derecha recibidas.
- Las dos polarizaciones son enrutadas a través de guías de ondas a los diplexores, que separan las señales de enlace ascendente y descendente (los switches de guía de ondas permiten la selección de las cadenas de señal).
- La señal es amplificada mediante amplificadores de bajo ruido (LNA) de estado sólido.
- Los conversores descendentes convierten las señales recibidas a la primer frecuencia intermedia (IF) de 420MHz a 520MHz en la banda L. La salida de los conversores descendentes está definida por la frecuencia programada de los sintetizadores del oscilador local (LO).
- Una unidad de conmutación, que incorpora acopladores híbridos, divide la señal IF en dos partes iguales para la recepción de telemetría y los propósitos de seguimiento.
- Las señales ahora son enrutadas a través de cables (óptico o coaxial) de la sala de equipos de antena al switch de enlace descendente de la antena en la sala de equipamiento principal (Figura 2.11);
- Desde el switch de enlace descendente de la antena, las señales de polarización circular izquierda (LHCP) y circular derecha (RHCP) de la banda L se dirigen al segundo conversor descendente.
- La salida del segundo conversor descendente es siempre una señal modulada en fase de 70MHz y por lo tanto los sintetizadores de osciladores locales están programados para proporcionar la frecuencia de mezcla correcta.

La sala de equipamiento principal incluye todos los dispositivos para procesamiento de señales de frecuencia intermedia y banda base. Con referencia a la figura 2.11, que muestra la cadena de telemetría de la estación ESTRACK, la señal de 70 MHz de los conversores descendentes de la banda L es enrutada a las entradas del sistema de módem y frecuencia intermedia (del inglés *Intermediate Frequency and Modem System - IFMS*)[41] a través del switch 70 MHz (SMSW) (el switch también puede proporcionar una señal de prueba para bloquear la banda base en un bucle de prueba de 70MHz). El rack en la sala de equipamiento principal puede contener más de un IFMS (figura 2.12), en el caso de la DSA 3 existen 3 IFMS. La interfaz común (del inglés *common frontend o CFE*) de cada IFMS convierte la señal analógica a una representación digital. Esta señal digital es almacenada en unidades de almacenamiento externo (del inglés *external storage unit o ESU*).

El IFMS es un sistema integrado que proporciona servicios de enlace, telemetría y telecomando, tanto para las misiones de tierra cercana como para las de espacio profundo. El equipo es esencialmente un sistema de radio digital que puede demodular señales en un ancho de banda de  $\pm 7$  MHz centrado en 70 MHz y que puede generar un enlace ascendente modulado arbitrario a 230 MHz o 70 MHz usando técnicas de síntesis de forma de onda digital.

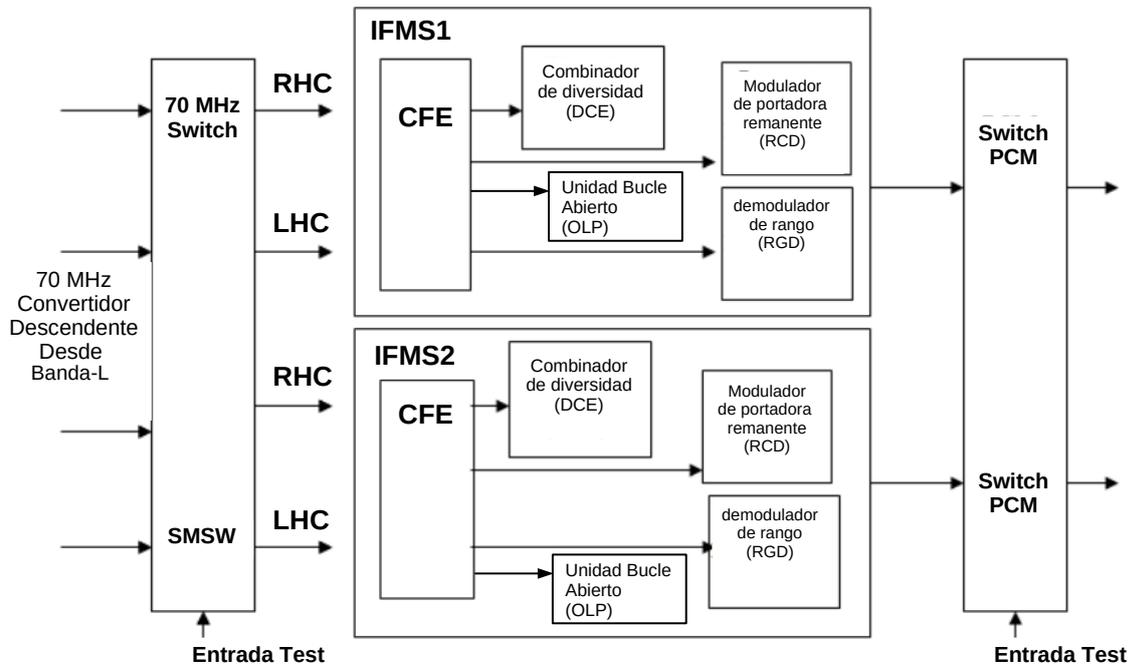


Figura 2.11: Cadena de telemetría del enlace descendente de una estación terrestre, en la sala de equipamiento principal.



Figura 2.12: Sistema de módems de frecuencias intermedias (del inglés *Intermediate Frequency and Modem System - IFMS*), ubicado en la sala de equipamiento principal.

En particular, el IFMS proporciona las siguientes funciones al sistema:

- Transmisión de teleconferencias de velocidad variable al utilizar diferentes formatos de modulación y una amplia gama de velocidades binarias.

- Recepción de telemetría variable utilizando formatos de modulación de portadora remanentes, formatos PSK y GMSK.
- Combinación de diversidad de proporciones máximas de los componentes de señal co-polares y polares cruzadas de la antena, que funcionan con formatos de modulación de portadora remanente y suprimida.
- Adquisición de portadoras mediante FFT o barridos convencionales.
- Decodificación de canales de telemetría.

Un diagrama de contexto del sistema IFMS se muestra en la figura 2.13. El IFMS tiene hasta tres canales de recepción a una frecuencia nominal de 70 MHz. Sin embargo, se proporciona un total de nueve conectores de entrada de IF de recepción que permiten seleccionar entre tres grupos diferentes o tres entradas (cadenas de enlace descendente Y, X y AUX). En la figura 2.13 se muestra un diagrama de bloques del IFMS. El receptor IFMS se basa en el muestreo digital directo de una frecuencia intermedia de 70 MHz seguida por la conversión digital descendente del espectro de banda ancha a frecuencia intermedia cero. El flujo digital de banda base complejo resultante se utiliza entonces por todas las funciones de recepción. En el receptor se utiliza una técnica de muestreo de alta velocidad para satisfacer los exigentes requisitos de demora de retardo de grupo y demora resultantes de las funciones de recopilación de datos.

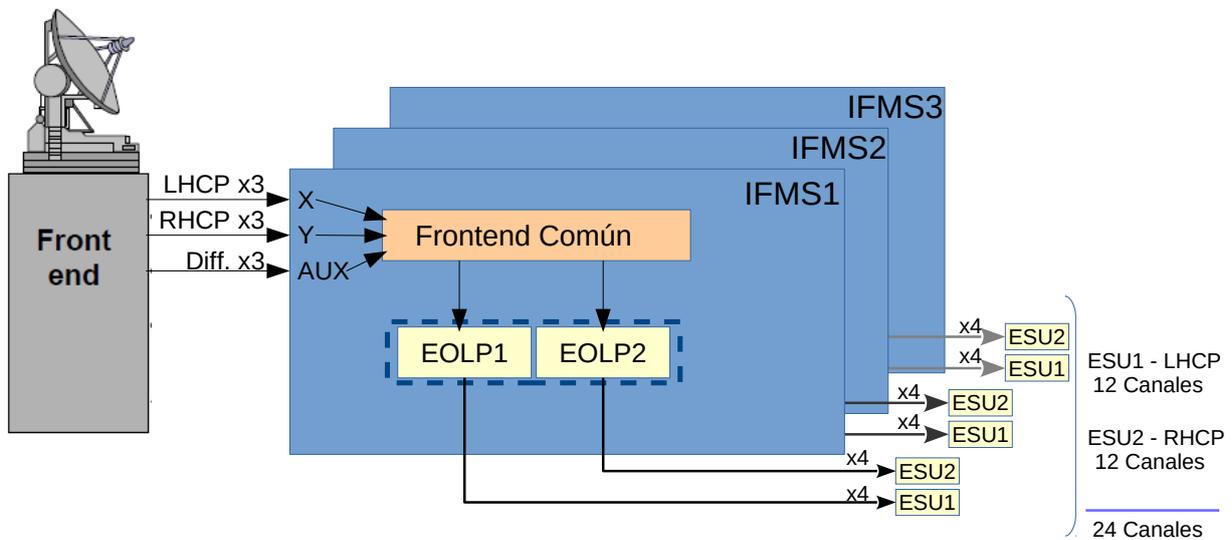


Figura 2.13: Diagrama simplificado de la cadena de recepción, la señal analógica separada en polarización circular izquierda y derecha, se divide en 3 canales de frecuencia, y luego es digitalizada en el IFMS donde vuelve a ser dividida en 4 canales de frecuencia. Como resultado se obtienen 12 canales para polarización izquierda y 12 canales para polarización derecha.

## 2.4. Formato de los datos digitales

### 2.4.1. Formato de datos FITs

El formato de datos FITs (del inglés *Flexible Image Transport System*) inicialmente fue desarrollado por astrónomos de Estados Unidos y Europa a fines de la década de 1970 para servir de formato

de intercambio de datos entre observatorios y fue reconocido por la Unión Astronómica Internacional en 1982. En 2019, FITS se usa todavía de forma generalizada como un formato de intercambio y almacenamiento de datos astronómicos. FITS es un formato de archivo diseñado para almacenar, transmitir y manipular imágenes científicas y datos asociados. El término “imagen” es heredado y en la actualidad los archivos FITS a menudo contienen datos que no son solo de imagen, sino que pueden ser datos de espectros, tablas de frecuencia vs potencia, etc. Los astrónomos ven su contenido como datos para análisis en lugar de simplemente como imágenes para mirar. Desde sus comienzos, FITS fue visto como un formato de transporte para más que una imagen fija destinada a impresión o visualización en dos dimensiones. FITS se diseñó para facilitar la transmisión inequívoca de matrices de datos n-dimensional espaciadas regularmente, un n-cubo. Estas matrices multidimensionales pueden ser espectros 1-D, imágenes bidimensionales o cubos de datos de tres o más dimensiones. Las tablas bidimensionales que contienen filas y columnas de datos también se pueden almacenar en un archivo FITS. El uso sustancial de FITS para datos que incluso los astrónomos no clasificarían como datos de imágenes llevó a la consideración de cambiar el nombre completo para el formato FITS, pero la propuesta fue rechazada. Por la misma razón, FITS se clasifica principalmente como un formato de conjunto de datos, con el uso de datos de imagen como secundarios.

Cuando FITS se utiliza directamente para datos de imagen, a menudo es en una de dos formas: bidimensional (X, Y) con valores únicos en cada pixel, tal vez alguna medida de intensidad en una banda espectral particular (comparable a escala de grises); o tridimensional (X, Y, color), con el tercer eje representando diferentes puntos en un eje espectral, medido por la longitud de onda, la frecuencia o alguna otra escala apropiada. No hay ninguna suposición en el análisis astronómico o en FITS de un espacio de color definido (como RGB). Las imágenes de astronomía a menudo se representan en color falso para hacer visible la radiación infrarroja y ultravioleta. Una dimensión del n-cubo también puede representar pasos de tiempo, o de hecho se puede usar para representar otras características de datos.

FITS también a menudo se usa para almacenar datos que no son imágenes, como espectros, listas de fotones, cubos de datos o incluso datos estructurados, como bases de datos de varias tablas. FITS incluye muchas disposiciones para describir los detalles de calibración fotométrica y espacial, junto con los metadatos de origen de la imagen.

Un archivo FITS consta de una o más Unidades de encabezado + datos (HDU), donde la primera HDU se denomina HDU primaria o matriz primaria. La matriz primaria puede estar vacía o contener una matriz de píxeles N-dimensional, como un espectro 1-D, una imagen 2-D o un cubo de datos 3-D. Los tipos de datos admitidos en la matriz primaria en FITS\_3 son: bytes de 8 bits sin signo, enteros con signo de 16, 32 y 64 bits y reales de punto flotante de precisión simple o doble de 32 y 64 bits (utilizando la norma ANSI/IEEE-754, aprobado por IEEE en 1985). Según la documentación, FITS\_3, soporta enteros sin signo de 16 y 32 bits. Cualquier cantidad de HDU adicionales puede seguir al conjunto primario; estas HDU adicionales se llaman extensiones FITS. Un archivo FITS puede tener una matriz primaria vacía y comprender solo extensiones. Se han incluido tres tipos estándar de extensiones en el estándar FITS desde mediados de la década de 1990:

- Extensión de imagen: una matriz de píxeles N-dimensional, como en una matriz primaria.
- Extensión de tabla ASCII: filas y columnas de datos en formato de caracteres ASCII.

- Extensión de tabla binaria: filas y columnas de datos en representación binaria, con los mismos tipos de datos numéricos soportados que para la matriz primaria.

FITS es mantenido por el Grupo de Trabajo FITS de la Unión Astronómica Internacional (IAU). La versión 3 del documento de especificaciones incorpora cambios incrementales realizados en años anteriores, se aprobó en 2008 y se publicó formalmente en 2010. Hay que tener en cuenta que la máxima “once FITS, forever FITS” ha llevado al grupo de trabajo a evitar la identificación explícita de una versión dentro de un Archivo FITS; por lo tanto, el versionado no se considera “fuerte”.

### 2.4.2. Formato de datos crudos grabados por DSA 3

La DSA 3 almacena los datos de cada canal de adquisición en un formato propio en el cual las componentes de pares IQ conforman un número complejo que corresponde a una muestra de la señal de radio en IF. Estos valores complejos pueden tener una cuantificación de 2, 4, 8 o 16 bits y se almacenan en los paquetes UDP en palabras de 32 bits de forma multiplexada; estos paquetes consisten en un encabezado que contiene la marca de tiempo de la primera muestra (par IQ) contenida en el arreglo de bits multiplexados.

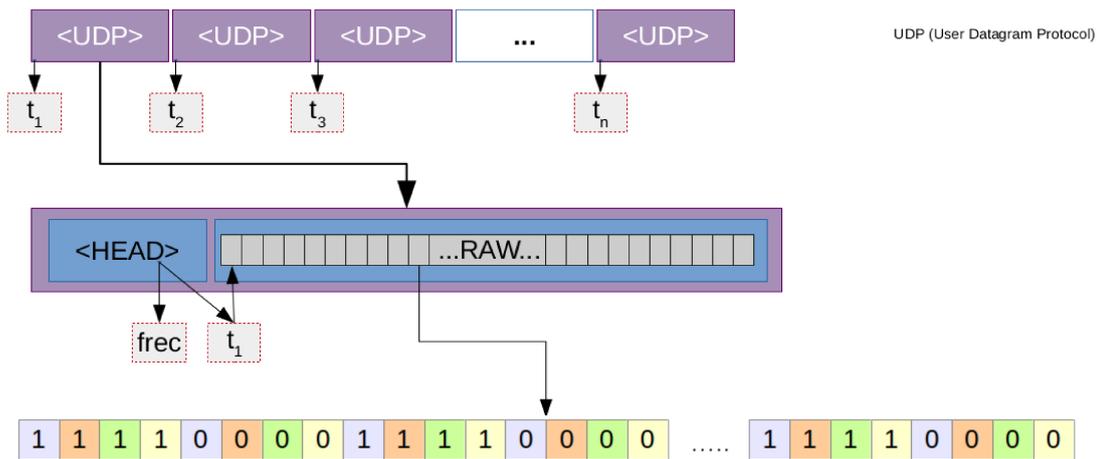


Figura 2.14: Formato de paquetes UDP y arreglo de bits multiplexados

Para determinar la potencia de la señal almacenada en el arreglo de datos, deben obtenerse los valores I y Q demultiplexando del arreglo, y luego calcular la potencia de la señal compleja. Una vez obtenido el valor de potencia de la señal correspondiente a la frecuencia central de cada subcanal, se puede entonces generar una tabla ASCII que contenga la marca de tiempo, la frecuencia del canal y el valor de potencia obtenido, así esta tabla ASCII puede exportarse al formato FITS.



# Capítulo 3

## Metodología

En este capítulo se presenta el método de observación astronómica que se utilizará para realizar la adquisición de datos utilizando la DSA 3 y detalla como se realizará el procesamiento de los datos adquiridos durante una observación.

### 3.1. Metodología de observación astronómica

En últimos años la DSA 3 ha demostrado ser, como estaba planeado, uno de los instrumentos más poderosos para la comunicación con las sondas espaciales en espacio profundo. Los resultados incluyen el control y el seguimiento del viaje exitoso de Rosetta (único en la historia de la humanidad porque Rosetta ha sido la primera misión de la historia en llegar a un cometa y acompañarlo durante su órbita alrededor del Sol. También ha sido la primera en enviar un módulo de aterrizaje a la superficie de un cometa y, más tarde, finalizar su misión con un impacto controlado sobre él). Entre otras características la DSA 3 sería un instrumento apto para implementar observaciones de fuentes astronómicas. Los cuásares que normalmente se observan como calibradores y los datos ya publicados por el grupo de la NASA VLBI [42] son algunos ejemplos relacionados con esta capacidad, aunque en este caso, el instrumento solamente se use para establecer coordenadas astronómicas con un alto grado de precisión, ya que estas fuentes, resultan calibradoras para posicionamiento de misiones como GAIA (una misión de astrometría espacial global). Por otra parte, la posibilidad de realizar observaciones en dos bandas diferentes (X y Ka, tal como se detalló en el capítulo 2 de esta Tesis) permite obtener información sobre la densidad de flujo en cada una de esas frecuencias y derivar el índice espectral de las fuentes objetivo.

La forma más fácil de establecer una escala de flujo absoluto es calibrar con relación a una fuente de referencia. Por ejemplo, la escala de flujo usada en radioastronomía se deriva de una obra importante, Baars et al. (1977), quienes propusieron medir la escala de flujo absoluto de cuatro de las fuentes más brillantes en el cielo: Cygnus A, Cassiopeia A, Tauro A (la Nebulosa del Cangrejo + el Pilar de Cangrejo) y Virgo A.

Los problemas de calibración son complicados, y pueden conducir a grandes dificultades para comparar mediciones realizadas con diferentes telescopios, incluso si están operando a la misma frecuencia. Hay varias soluciones, pero tienden a depender mucho del instrumento utilizado.

Por ejemplo, los telescopios grandes de haz angosto pueden oscilar entre posiciones de cielo con fuente y sin fuente y a continuación, se puede restar sus mediciones *ON* y *OFF* (alternando entre el

centro del objeto a estudiar y el cielo) para aislar la señal de la fuente en cuestión, y luego calibrar ese espectro con respecto a una fuente conocida. Otros telescopios con haces más amplios tendrían dificultades para elegir una fuente puntual óptima, ya que tenderían a tener otras fuentes de ruido en su haz. En estos casos, es posible que se tenga que utilizar modelos detallados de las fuentes brillantes elegidas, junto con modelos característicos de la selección de haz y/o longitudes de línea de base que representan la estructura extendida que se atenúa por el haz primario, es decir, puede ser un reto cuando se necesita una calibración de flujo que depende de la calibración de la antena.

Una calibración, sin utilizar una fuente de referencia local o en Tierra, es un esfuerzo mucho más complicado. En principio, se trata de utilizar una antena cuya ganancia e impedancia se puede calcular analíticamente (o se mide absolutamente) y conmutar la señal de antena con una señal de ruido de amplitud conocida (por ejemplo, una carga resistiva de temperatura conocida) de la cual las ganancias de amplificadores, cables, filtros, entre otros, pueden calibrarse. Para el desarrollo de esta Tesis, no se tuvo disponible el acceso a la referencia de calibración local (llamada “diodo el ruido”), de manera que todo el proceso de adquisición de datos se basó en la necesidad de establecer patrones de referencia astronómicos. Si bien este método podría parecer innecesario, cosa que es cierta en la mayoría de los radiotelescopios, en este caso fue uno de los desafíos, teniendo en cuenta que la DSA 3 no es un instrumento pensado originalmente para investigación astrofísica.

Con el fin de verificar las capacidades de la DSA 3 se realizaron observaciones de fuentes conocidas (calibradoras) para verificar el proceso de reducción de datos con DSA 3. Todas las observaciones que se realizaron fueron coordinadas con la ESA, utilizando tiempo de observación asignado a Argentina, para trabajos científicos.

Como una línea de base se seleccionaron 3 fuentes de radio conocidas o calibradoras, cuyas densidades de flujo y distribuciones espectrales están bien determinadas. Siguiendo el esquema básico de observación, que implica además observar, cerca de cada fuente, una posición de la cual no se espera ninguna emisión (posición *OFF*, o ‘cielo’). Esto permite hacer una calibración relativa y calcular el flujo de las fuentes, restando el de cielo mediante diferencia relativa. Este tipo de calibración, es algo común en astrofísica [43].

Además, y teniendo en cuenta la imposibilidad de acceder al diodo de ruido, se propuso usar una de las tres fuentes calibradoras como fuente “desconocidas” y utilizar las otras dos como fuentes realmente calibradoras, y comprobar la calibración relativa repitiendo el experimento con las tres fuentes (método conocido como validación cruzada).

### 3.1.1. Conmutación de posición

En general, las observaciones en un observatorio se realizan con la instrumentación disponible, el observador puede seleccionar entre frecuencias a observar, diferentes resoluciones, y se pueden eventualmente cambiar dispositivos auxiliares (como espectrógrafos, cámaras CCD, inclusive redes de difracción) dentro de los límites permitidos por la infraestructura existente. Sin embargo, este no es el caso de la DSA 3, donde se debe determinar los parámetros y método de observación correctos para utilizar el hardware disponible de la manera más económica, especialmente en lo que hace a tiempos de observación y tiempo de procesamiento de datos.

Existen varios procedimientos de observación para realizar mediciones *ON/OFF*<sup>1</sup>:

- Observaciones de línea espectral:

- Cambio de posición relativa.

- Cambio de posición absoluta.

- Cambio de haz.

- Mapeo de línea espectral:

- Mapeo de potencia total.

- Mapeo de cambio de posición.

- Observación en continuo:

- Potencia total *ON/OFF*.

- Mapeo continuo y mapeo de grilla.

es decir, mediciones de la diferencia entre las potencias de salida en un punto definido (*ON*) y una posición de referencia (*OFF*). Estos procedimientos funcionan oscilando el subreflector u oscilando la posición de la antena (reflector primario). Los procedimientos *ON/OFF* se utilizan a menudo para medir la densidad de flujo de las fuentes puntuales débiles. El procedimiento de observación *ON/OFF* de fuente puntual estándar se denomina “secuencia” en la terminología del sistema de control. Usando este procedimiento, el radiotelescopio se mueve entre las posiciones de la fuente *ON* y de cielo *OFF* en el patrón *OFF-ON-OFF-ON* u *OFF-ON-ON-OFF*. Una secuencia se compone de una o más repeticiones de este ciclo básico. Este orden de muestras elimina los efectos sobre las mediciones de cambio lineal en el ruido atmosférico o ganancia de receptor y permite especificar el tiempo de integración por posición.

Las mediciones de conmutación de posición con una integración de señal (*ON*) por medición de referencia (*OFF*) son muy comunes para la observación de fuente puntuales. En otros casos, se aplica la conmutación del haz o beam con un espejo secundario tambaleante o mediciones de conmutación de frecuencia, ya que estos métodos parecen ser más prometedores para la relación señal-ruido (SNR) resultante, sin embargo con DSA 3 solo podemos llevar a cabo mediciones de conmutación de posición. Según lo explica [44], en términos de un tratamiento más matemático, todos estos métodos son idénticos, solo la escala de tiempo típica es diferente y en la práctica, se debe incluir un tiempo muerto en el procedimiento de observación, pero se supone que ambas, la integración con fuente (*ON*) y fuera de la misma (*OFF*), son de igual duración.

Es más eficiente mover el telescopio regularmente para que la secuencia de observación sea *ON-OFF / OFF-ON / ON-OFF ...* en lugar de *ON-OFF / ON-OFF / ON-OFF*. De esta manera se ahorra tiempo muerto de movimiento del telescopio.

La naturaleza estocástica del ruido y de la referencia de cielo *OFF* introduce un factor de incertidumbre en las mediciones que solo puede ser mitigado aumentando la cantidad de observaciones y eliminando los tiempos muertos entre posiciones.

---

<sup>1</sup>Manual de Usuario del Arizona Radio Observatory (ARO). <http://aro.as.arizona.edu/documentation.htm> (Accedido el 25/09/2017)

Por lo general, la medición se repite varias veces y el resultado se agrega conjuntamente para mejorar la relación señal-ruido (SNR). Y el valor de contribución correspondiente a la fuente se obtiene de la diferencia relativa de la posición de interés y la posición de base, es decir:

$$S_v = \frac{ON - OFF}{OFF} \times M \quad (3.1)$$

donde  $M$  es un valor de referencia o calibración inherente al instrumento o un valor de ajuste respecto a un modelo de referencia.

## 3.2. Metodología de procesamiento de datos

Una señal arbitraria puede expresarse como [45]:

$$s_{(t)} = A_{(t)} \cdot \cos(2\pi ft + \Theta) = A_{(t)} \cdot \cos(\omega t + \Theta) \quad (3.2)$$

Donde:

$A$  es Amplitud,

$f$  es Frecuencia,

$\omega$  es Frecuencia angular,

$\Theta_0$  es Fase en tiempo  $t = 0$ .

Esta señal se puede pensar como la parte real de un fasor de amplitud  $A$  y con rotación angular constante  $\omega = 2\pi f$  en el plano complejo.

Matemáticamente,  $s_{(t)}$  se puede expresar como:

$$s_{(t)} = \Re\left\{A \cdot e^{j\omega t + \theta}\right\} = \Re\left\{z_{(t)}\right\} \quad (3.3)$$

Donde:

$z_{(t)}$  es el fasor complejo asociado con  $s_{(t)}$ ,

$\Re\{\}$  representa la parte real.

La señal ( $z_{(t)}$ ) se denomina señal analítica y está definida como:

$$z_{(t)} = s_{(t)} + j\mathcal{H}\left\{s_{(t)}\right\} \quad (3.4)$$

La parte imaginaria de la señal analítica puede generarse de la señal original mediante un filtro de "Transformada de Hilbert". En los sistemas de comunicación la transformación es el desfase en  $90^\circ$  de la señal ( $rf_{(t)}$ ), como lo muestra la figura 3.1.

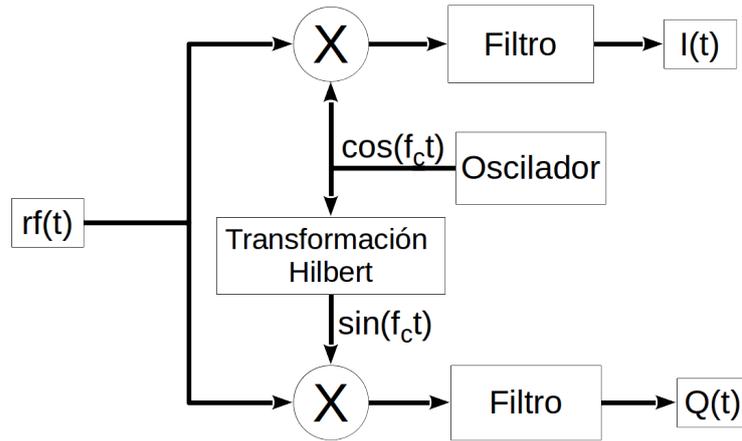


Figura 3.1: El rol de la transformada de Hilbert en la modulación de señales de radiofrecuencia, [46]

Teniendo definida la señal analítica, es posible proveer las definiciones de fase, frecuencia y amplitud en función del tiempo, de la siguiente manera:

$$\text{fase } \Theta(t) = \arg \left\{ z(t) \right\} \quad (3.5)$$

$$\text{frecuencia } f(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d \left[ \arg \{ z(t) \} \right]}{dt} \quad (3.6)$$

$$\text{amplitud } A(t) = \text{abs} \left[ z(t) \right] \quad (3.7)$$

En la señal analítica, la parte imaginaria está desfasada  $90^\circ$  de la parte real. Esta propiedad no sólo se mantiene para señales sinusoidales puras, sino que es válida para la parte real e imaginaria de todas las componentes de frecuencia en una señal analítica “multicomponente”.

Las partes real e imaginaria corresponden entonces a la fase (del inglés *in-phase*,  $I$ ) y cuadratura (del inglés *quadrature*,  $Q$ ) utilizadas en comunicaciones. Esta señal entonces puede ser expresada por su representación compleja [47] como:

$$z(t) = I(t) + jQ(t) \quad (3.8)$$

Si tomamos la ecuación 3.2 y la expandimos podremos obtener las expresiones de  $I$  y  $Q$ .

$$\begin{aligned} z(t) &= A(t) \cdot \cos \omega t + \Theta \\ &= A(t) \cdot \cos \omega t \cos \Theta + A(t) \cdot \sin \omega t \sin \Theta \end{aligned} \quad (3.9)$$

Entonces, comparando 3.9 con 3.8 y trabajando en coordenadas polares podemos llegar a:

$$I_{(t)} = A_{(t)} \cdot \cos \Theta_{(t)} \quad (3.10)$$

$$Q_{(t)} = A_{(t)} \cdot \sin \Theta_{(t)}$$

Y obtener las expresiones de fase y amplitud de la señal de radiofrecuencia, utilizando las componentes real e imaginaria de *in-phase* (I) y *quadrature* (Q):

$$\begin{aligned} \text{amplitud } A_{(t)} &= \text{abs} \left[ z_{(t)} \right] \\ &= \left( I_{(t)}^2 + Q_{(t)}^2 \right)^{1/2} \end{aligned} \quad (3.11)$$

$$\text{fase } \Theta_{(t)} = \arctan \left[ \frac{Q_{(t)}}{I_{(t)}} \right] \quad (3.12)$$

### 3.2.1. Cálculo de potencia

La raíz media cuadrática (del inglés *root-mean-square* o *RMS*) [48] es la raíz cuadrada de la media aritmética de los cuadrados de un conjunto de valores, utilizada como una medida de la magnitud típica de un conjunto de números, independientemente de su signo.

El valor de RMS de  $z_{(t)}$  se puede expresar como:

$$W_{rms} = \sqrt{\langle z_{(t)}^2 \rangle} \quad (3.13)$$

Si tomamos la expresión 2.28 y consideramos que R es  $1 \Omega$ , entonces se convierte en el concepto de potencia normalizada, comúnmente utilizado en comunicaciones.

En los cálculos de la relación de potencia señal/ruido (SNR), R se cancelará automáticamente, de modo que se pueden usar valores de potencia normalizados para obtener la relación correcta. Si se necesita el valor real de la potencia, por ejemplo, al final de un largo conjunto de cálculos, siempre se puede obtener mediante la “desnormalización” del valor normalizado.

La potencia promedio normalizada entonces será

$$Z = \langle z_{(t)}^2 \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} z_{(t)}^2 dt \quad (3.14)$$

donde  $z_{(t)}$  representa valores de tensión o corriente de la señal de RF.

Si reemplazamos  $z_{(t)}$  en 3.14 con su expresión compleja 3.8 y expresamos la fórmula en su contra parte discreta, obtenemos:

$$Z_{rms} = \left( \frac{\sum_0^{N-1} |z_i|^2}{N} \right)^{1/2}, \text{ donde } |z|^2 = \left( \sqrt{I^2 + Q^2} \right)^2 \quad (3.15)$$

$$Z_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} (I_n^2 + Q_n^2)} \quad (3.16)$$

Utilizando esta expresión podremos obtener los decibeles a escala completa utilizando los pares IQ medidos por la antena para cada subbanda de frecuencia [49, 50]:

$$Z_{rms}/dBFS = 20 \cdot \log_{10} \left( \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} (I_n^2 + Q_n^2)} \right) \quad (3.17)$$

Si tenemos el valor de dBFS y un valor de referencia (como la impedancia del sistema), podemos asignar el dBFS a un valor absoluto. Para estos casos lo que se hace es ingresar una onda sinusoidal pura con un valor conocido de dBm en nuestro sistema de adquisición y medir la cantidad de dBFS que obtenemos. Esto es lo que generalmente realiza un tubo de ruido o diodo de ruido en un radio telescopio. Con el valor del diodo conocido como referencia se puede realizar una calibración a valores absolutos. Pero siempre teniendo en cuenta que el control automático de ganancias del sistema de adquisición debe estar deshabilitado y debemos tener en cuenta cuál es el ancho de banda de nuestro sistema de adquisición.

En el caso particular de esta investigación no fue posible conocer un valor de referencia del sistema, por lo cual trabajamos con valores a escala completa. Así mismo no se tuvo acceso al diodo de ruido ni la posibilidad de inyectar una señal conocida en el sistema para realizar una calibración propia.

Entonces, sabiendo que es posible trabajar con cantidades relativas, podemos utilizar la siguiente expresión:

$$S = \frac{Z_{onrms} - Z_{offrms}}{Z_{offrms}} \cdot C_{IFMS} \quad (3.18)$$

En donde:

$Z_{onrms}$  es Potencia ON (señal+ruido),

$Z_{offrms}$  es Potencia OFF (ruido),

$C_{IFMS}$  factor de ponderación para cada IFMS.

Si asumimos que el ruido en nuestro sistema es constante, podríamos evitar la división por  $Z_{offrms}$ , sin embargo no es nuestro caso. La relación señal-ruido a considerar deberá ser multiplicada por un factor de ponderación,  $C_{IFMS}$ . El factor  $C_{IFMS}$  lo obtendremos a partir de la comparación y calibración respecto de los modelos publicados de las fuentes astronómicas calibradoras observadas.

Esta suposición es válida si siempre tenemos el mismo tiempo de integración para las posiciones ON y OFF [50, 43]. El valor obtenido de esta manera debería reflejar la contribución de la fuente y por lo tanto podríamos obtener el valor en Janskys esperado.

### 3.2.2. Procedimiento de adquisición de datos

### 3.2.3. Pipeline de procesamiento

Para explicar el software de reducción y procesamiento de los datos grabados por la DSA 3 durante una observación radioastronómica, explicaremos primero el procedimiento de uso de la antena. Primero se debe evaluar la disponibilidad de slots de tiempo libre de uso de la antena, según el

schedule (cronograma) de actividades espaciales, información que provee la ESA bajo solicitud de CONAE (Comisión Nacional de Actividades Espaciales). En 3.2 se muestra un extracto de uno de los slots de tiempo que se utilizó durante este trabajo de investigación.

### MLG ESTRACK STATION ALLOCATION FILE

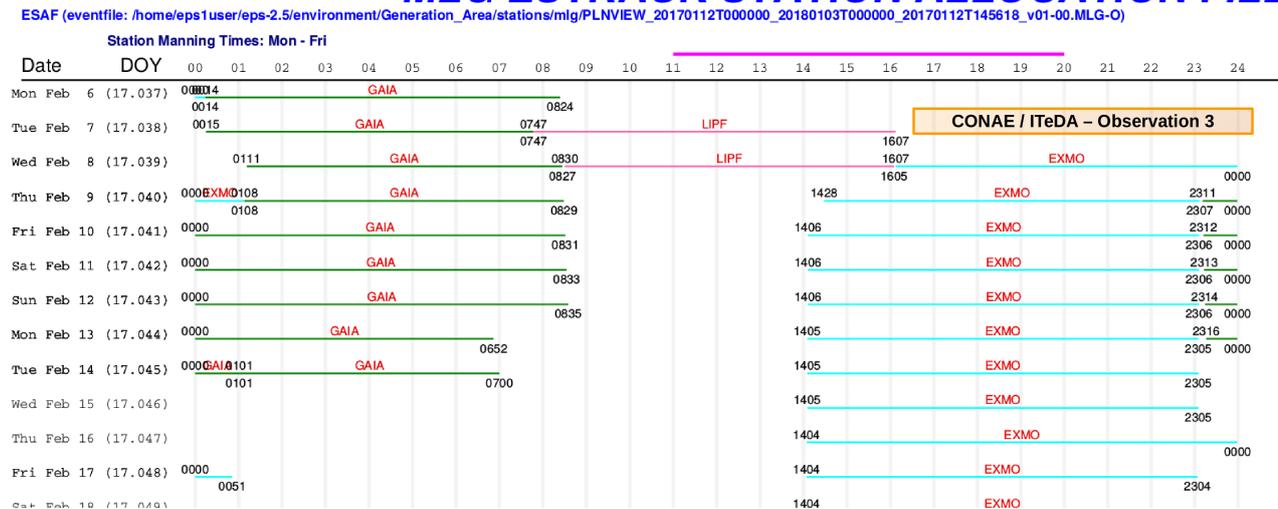


Figura 3.2: Extracto del schedule de actividades de la estación, con los slots de tiempo libre para uso por Argentina.

Luego se debe elegir un técnica de observación adecuada, como se explicó en la sección 3.1; en nuestra investigación utilizamos la técnica de conmutación de posición. A continuación se selecciona una fuente calibradora y las fuentes desconocidas que se deseen observar y sus respectivas posiciones OFF, siempre teniendo en cuenta que sean posiciones “visible” dentro de los slots de tiempo disponibles. Con esta información se redactan 2 archivos, (i) archivo de catálogo (ejemplo en configuración 1) que contiene los nombres de las posiciones ON (generalmente nombre de la fuente) y OFF, y las coordenadas galácticas (ascensión recta y declinación) de cada posición respectivamente, y (ii) archivo de schedule (ejemplo en configuración 2), el cual describe en cada renglón el timestamp (marca de tiempo) de comienzo de grabación, la posición de observación (nombre según archivo de catálogo) y el tiempo de integración o tracking de posición en segundos.

La antena grabará en forma continua desde el primer timestamp y posición, hasta completar el schedule, pasando de posición en posición, y garantizando el tracking de una posición durante el tiempo de grabación elegido. En el pedido formal de observación se debe solicitar, la frecuencia de observación, la frecuencia de muestreo, el modo de configuración de la antena siempre en modo EOLP (del inglés *engached Open-Loop*) y el control automático de ganancias (AGC) desactivado.

La salida de la observación se graba en unidades de almacenamiento, desde donde la información se copia a un disco externo suministrado por el solicitante de la observación. Por lo tanto la reducción y procesamiento se realiza fuera de línea (offline) y de manera posterior a la observación.

#### Configuración 1: Ejemplo de archivo de catálogo.

1	0521-365	05:22:57.984651	-36:27:30.850920
2	C05210FF	05:22:57.984651	-37:27:30.850920
3	1934-638	19:39:25.026000	-63:42:45.630000
4	C19340FF	19:39:25.026000	-64:42:45.630000

## Configuración 2: Ejemplo de archivo de schedule.

```

1  #Objeto: 1934-638
2  #setup frec de muestreo: 100KHz; resolución: 16-bits
3  2017/10/11/21:05:00      55      1934-638
4  2017/10/11/21:08:00      55      C19340FF
5  2017/10/11/21:11:00      55      1934-638
6  2017/10/11/21:14:00      55      C19340FF
7  2017/10/11/21:17:00      55      1934-638
8  2017/10/11/21:20:00      55      C19340FF
9  2017/10/11/21:23:00      55      1934-638
10 2017/10/11/21:26:00      55      C19340FF
11 2017/10/11/21:29:00      55      1934-638
12 2017/10/11/21:32:00      55      C19340FF
13 ...

```

El pipeline propuesto para procesar los datos grabados por la antena se muestra en la figura 3.3, la información de entrada a nuestro software de procesamiento será el cronograma de observación (schedule) con la información de la observación (timestamp, objeto y tiempo de integración o duración de la grabación) y el directorio con los datos grabados por la antena. La antena inicia la observación y comienza a grabar los datos en la primera posición del schedule, pero no detiene nunca el proceso de grabación hasta terminar todo el schedule. De esta forma, tendremos información de tiempos que no están incluidos o son de posición fuera de nuestro interés o información de la transición entre posiciones de las distintas fuentes a observar. Por lo tanto, el primer paso de nuestro pipeline será filtrar los archivos hasta obtener los paquetes UDP que contienen sólo datos válidos (formato de la antena definido en 2.4.2), es decir aquellos paquetes UDP cuyo timestamp está incluido en nuestro schedule dentro de los tiempos de integración deseados. La salida de esta operación será la entrada a nuestro “núcleo de procesamiento”, que consiste en calcular la RMS correspondiente para cada posición del cronograma de observación (ecuación 3.16).

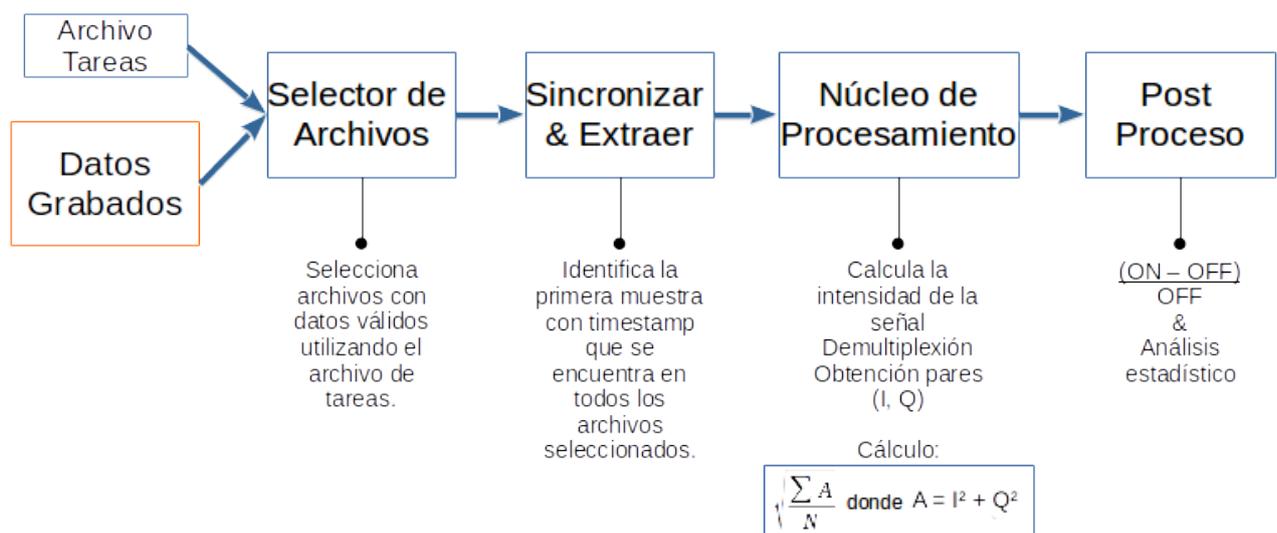


Figura 3.3: Diagrama de bloques del pipeline de procesamiento de los datos grabados por la antena.

Como se explicó en la Sección 2.4.2, cada IFMS almacena 4 subbandas de frecuencia en muestras de pares IQ de valores cuantificados en 1, 2, 4, 8 o 16 bits en palabras de bits multiplexados. El núcleo

central del pipeline propuesto para procesar los datos binarios multiplexados se observa en la figura 3.4. Como se aprecia, las operaciones a realizar son la lectura en memoria del vector (array) de bit multiplexados, la demultiplexión de bits, el mapeo o decodificación a valores enteros reales, el mapeo a valores reales de dBFS mediante la ecuación  $2^{(16-n)} \times (x + 0,5)$  donde  $x$  es el valor digital y  $n$  es el número de bits de cuantización, según lo expresa el manual de la ESA [34] y finalmente el cálculo de RMS.

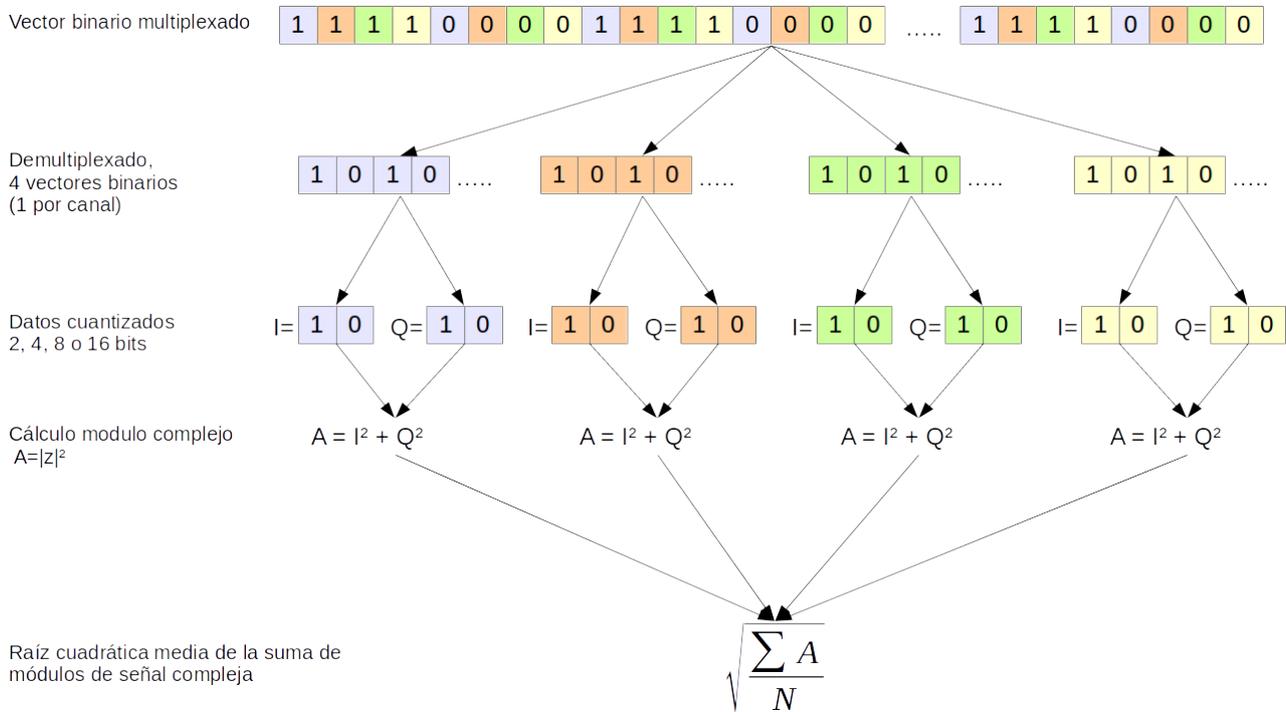


Figura 3.4: Diagrama simplificado del pipeline de procesamiento de datos de una señal compleja para el cálculo de potencia.

Si expresamos el array como elementos individuales  $x_0 x_1 x_2 \dots x_n$ , podemos expresar la suma de cuadrados como el producto punto o interno de un vector por sí mismo:

$$Y = (x_0 \ x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n) \cdot \begin{pmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{pmatrix} \quad (3.19)$$

$$Y = x_0 \times x_0 + x_1 \times x_1 + \dots + x_n \times x_n \quad (3.20)$$

$$Y = x_0^2 + x_1^2 + \dots + x_n^2 \quad (3.21)$$

De esta manera, el cálculo computacional de reduce al producto interno del vector por sí mismo, una reducción de tipo suma y a una operación de raíz cuadrada por tiempo de integración. Como se observa en la ecuación 3.22, el cociente no es por N sino por N/2 ya que cada muestra está constituida por dos elementos del vector de tamaño N (los pares IQ).

$$RMS_{complex} = \left( \frac{\sum_0^N x_i^2}{N/2} \right)^{1/2} = \left( \frac{Y}{N/2} \right)^{1/2} \quad (3.22)$$

Una vez que obtenemos los datos de RMS para cada posición de observación, podemos proceder a la instancia final de nuestro pipeline, que es generar una tabla de doble entrada (Tabla 3.1), la cual presenta para cada fila el timestamp, la fuente observada, el tiempo de integración, y el valor de RMS obtenido para cada subbanda. Con esta tabla se podrá calcular el valor correspondiente (expresado en Jy) de la relación señal ruido, según la ecuación 3.18.

Tabla 3.1: Salida del pipeline, con los valores de RMS de escala completa de cada subbanda de frecuencia.

timestamp	source	$t_{integ}$	$f_c$	IFMS1	$f_c$	$f_c$	$f_c$	IFMS2	$f_c$	$f_c$	$f_c$	$f_c$	IFMS3	$f_c$	$f_c$	$f_c$	$f_c$	$f_c$	$f_c$
dd/mm/aa	ra	seconds	ch0	ch1	ch2	ch3	ch3												
HH:MM:SS	dec																		
...	...	...	RMS																

Los datos grabados por la antena tienen una estructura bien definida, tanto internamente en el contenido de sus paquetes UDP (Cabecera + Datos) como en la estructura de nombres que se utiliza [41].

El nombre de archivo de los archivos recopilados en la ESU contiene campos separados por caracteres de subrayado “\_” como se muestra en el siguiente ejemplo:

MG12\_NET4\_2017\_284\_EO\_E2\_205812\_0388

Como se indica en el ejemplo, la longitud nominal de un nombre de archivo es de 31 caracteres. Los campos que se incluirán en el nombre del archivo son:

- ID estación, 4 caracteres (Malargüe-1 e IFMS 1,2,3). Valores posibles para nosotros: MG11, MG12, MG13.
- ID Nave o cuáasar, 4 caracteres (indistinto, no lo utilizamos).
- Año, 4 caracteres.
- Día del año o DOY, 3 caracteres.
- Tipo conjunto de datos, 2 caracteres.
- Tipo de dato (E1 polarización izquierda, E2 polarización derecha).
- Hora de comienzo de adquisición, 6 caracteres (formato: “hhmmss”).
- Secuencia del set de datos, 4 caracteres.

Es decir que el nombre del archivo es parte de la información que necesitaremos para conformar el timestamp de los datos contenidos en los paquetes UDP dentro de ese archivo. Para generar el timestamp correspondiente a cada UDP usaremos el año, el día del año (DOY) y los segundos desde media noche contenidos en la cabecera de cada UDP, y a partir de conocer el timestamp podremos filtrar y reducir los datos para quedarnos solamente con datos válidos y eliminar los datos de tiempos muertos de observación.

Teniendo en cuenta todo lo expuesto en este capítulo, solo queda definir los parámetros que se utilizarán para realizar una adquisición de datos para luego ser procesados por el pipeline de software. Sabiendo que cada IFMS trabajará con 4 subcanales y que la máxima tasa de transferencia de datos por canal según el fabricante es de 36 Mbps, podemos expresar el cálculo de la máxima frecuencia de muestreo permitida para 16 bits de cuantización, teniendo en cuenta el teorema de muestreo de Nyquist-Shannon donde la “frecuencia de muestreo” tiene que ser mayor que el “ancho de banda”, entonces:

$$\text{Frecuencia de muestreo} \times 4 \text{ (subcanales)} \times \text{Cuantización (bits)} \times 2 < 36 \text{ Mbps} \quad (3.23)$$

$$SR \times 4 \times 16 \times 2 < 36 \quad (3.24)$$

$$SR < 36 / (4 \times 16 \times 2) \quad (3.25)$$

$$SR < 36 / 128 \quad (3.26)$$

$$SR < 0,281 \text{ MHz} \quad (3.27)$$

$$SR < 281 \text{ kHz} \quad (3.28)$$

Como se observa la máxima frecuencia de muestreo permitida para 16 bits de cuantización es de 281 kHz.

En el próximo capítulo se detallará la implementación y desarrollo del software del pipeline de procesamiento propuesto, y en los sucesivos capítulos se mostrará su rendimiento y resultados reales de observación.

# Capítulo 4

## Implementación

En este capítulo detallamos el software desarrollado, en lenguaje Python, para reducir y procesar los datos grabados por la DSA 3 durante una observación radioastronómica utilizando la antena como radiotelescopio de reflector único. El código desarrollado consta de partes secuenciales y otras de multiprocesamiento paralelizado en CPU y/o GPU.

### 4.1. Pipeline software

En ingeniería de software, un pipeline (tubería) consiste en una cadena de elementos de procesamiento (procesos, hilos, co-rutinas, funciones), dispuestos de modo que la salida de cada elemento sea la entrada del siguiente. Por lo general, se proporciona cierta cantidad de almacenamiento intermedio entre los elementos consecutivos. La información que fluye en estas canalizaciones a menudo es una secuencia de registros, bytes o bits, y los elementos de un pipeline se pueden llamar filtros; a esto se lo conoce como patrón de diseño de pipeline y filtros. La conexión de elementos en un pipeline es análoga a la composición de funciones. Hablando en términos generales, un pipeline es lineal y unidireccional, aunque a veces el término se aplica a flujos más generales.

Para el procesamiento de los datos grabados por la antena se desarrolló un software que toma los archivos crudos y utilizando la información del schedule más la información contenida en las cabeceras de los paquetes UDP se procedió a la reducción y cálculo de potencia. En cada eslabón de la cadena de procesamiento se generó una salida que es la entrada al siguiente eslabón. De esta manera se puede tener elementos intermedios del procesamiento, para ser distribuidos a la comunidad científica si se requiere.

Generalmente en cualquier procesamiento de datos nos encontramos con una taxonomía SIMD (del inglés *Single Instruction, Multiple Data*), término propuesto por Michael J. Flynn en 1966[51]. En un sistema SIMD, una sola secuencia de instrucciones se transfiere simultáneamente a múltiples procesadores, cada uno con su propia transmisión de datos (como se muestra en la Figura 4.1). El procesamiento de vectores, operaciones en vectores de datos de manera segmentada, se puede categorizar como SIMD.

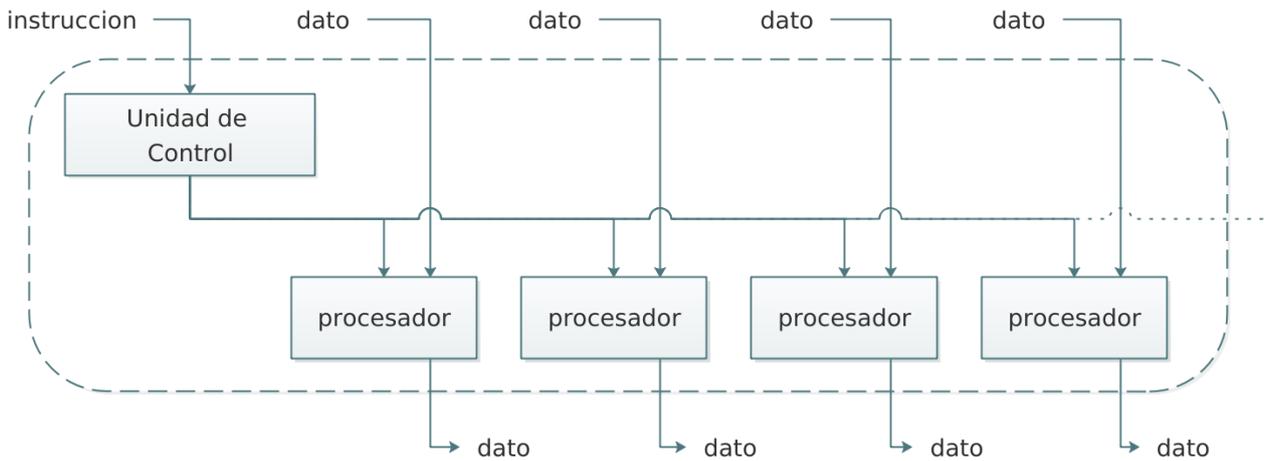


Figura 4.1: Arquitectura Simple Instrucción, Múltiples Datos (SIMD).

La naturaleza altamente paralelizable que ofrece el procesamiento de paquetes de red es una invitación al uso de arquitecturas basadas en GPU. El procesamiento de paquetes de red es, naturalmente también, una aplicación de tipo SIMD. Y debido a que la antena graba paquetes de red UDP en archivos para luego ser procesados y analizados por terceros es que nos lleva a promover una solución paralelizable para procesar los datos adquiridos por DSA 3. Sin embargo, debido a que la información contenida dentro de los paquetes UDP corresponden a un arreglo de bits multiplexados, hay una secuencia de operaciones de tipo bit a bit (del inglés *bitwise operations*) que se deben realizar en el CPU, ya que las GPU no están optimizadas para operaciones de ordenamiento de bits. Por lo tanto la solución de pipeline que se desarrolló contiene partes secuenciales, partes paralelizadas en CPU y algunas funciones implementadas en GPU.

El pipeline se puede dividir en dos operaciones principales, como se muestra en la figura 4.2, éstas son:

1. Copia y Reducción: Esta función tiene como entrada los datos crudos y el schedule de la observación. La operación copia los datos crudos originales eliminando los tiempos muertos según el schedule, de esta manera la salida auxiliar son los datos válidos de observación, junto con un nuevo índice con el timestamp e información contenida dentro de las cabeceras de los paquetes UDP.
2. Procesamiento: Esta función toma como entrada la salida auxiliar de la operación anterior, es decir toma los datos válidos y el nuevo índice y calcula la potencia de la señal mediante el procesamiento de los datos crudos, generando una tabla de potencias. El procesamiento consiste en una secuencia de operaciones que se repiten para cada archivo de la lista del nuevo índice. Estas operaciones son: demultiplexión de bits de los datos crudos, decodificación de los datos según cuantización utilizada, cálculo de RMS, generación de salida (tabla de potencias) en formato CSV o FITS.

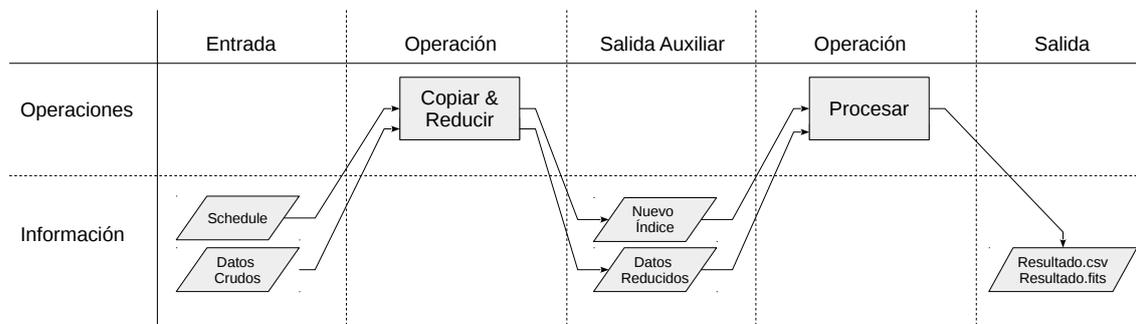


Figura 4.2: Diagrama de flujo sintetizado del pipeline.

### 4.1.1. Copia y reducción

Como ya se dijo, una vez realizada la observación, lo que se tiene disponible para trabajar es: (i) un disco u otra unidad de almacenamiento externo que contiene los datos crudos de la observación y (ii) uno o varios archivos de schedule correspondientes a esa observación. Lo primero que se realiza entonces es una copia con reducción de datos. Para eso se debe montar el disco externo siempre como sistema de archivos de sólo lectura y se ejecuta el pipeline con la opción de copiar y reducir (como se ejemplifica con el comando 1).

Comando 1: Ejemplo de comando para copiar y reducir los datos correspondientes a la observación del DOY 284.

---

```
$ python pipeline.py -r reduce -s ./284.schd -q 16 -f 100000 -i /mnt/CONAE/2017-284/ -o /home/itedam/Angel/ESA/testpipeline/OBS5/284/ -I110
```

---

En la operación de copia y reducción (cuyo código se encuentra en el apéndice A sección 8), como se observa en la figura 4.3, la primer tarea consiste en convertir el schedule a CSV agregando los campos de cuantización (2,4,8,16) y frecuencia de muestreo utilizados durante la observación (esta información se puede leer en el ASCII con ID 0000 del set de datos crudos si se desconoce) como el que se muestra en 3.

Configuración 3: Ejemplo de archivo de schedule corregido para usar con el pipeline.

---

```
1 2017/10/11/21:05:00,55,1934-638,16,100000
2 2017/10/11/21:08:00,55,C19340FF,16,100000
3 2017/10/11/21:11:00,55,1934-638,16,100000
4 2017/10/11/21:14:00,55,C19340FF,16,100000
5 2017/10/11/21:17:00,55,1934-638,16,100000
6 2017/10/11/21:20:00,55,C19340FF,16,100000
7 2017/10/11/21:23:00,55,1934-638,16,100000
8 2017/10/11/21:26:00,55,C19340FF,16,100000
9 2017/10/11/21:29:00,55,1934-638,16,100000
10 2017/10/11/21:32:00,55,C19340FF,16,100000
11 ...
```

---

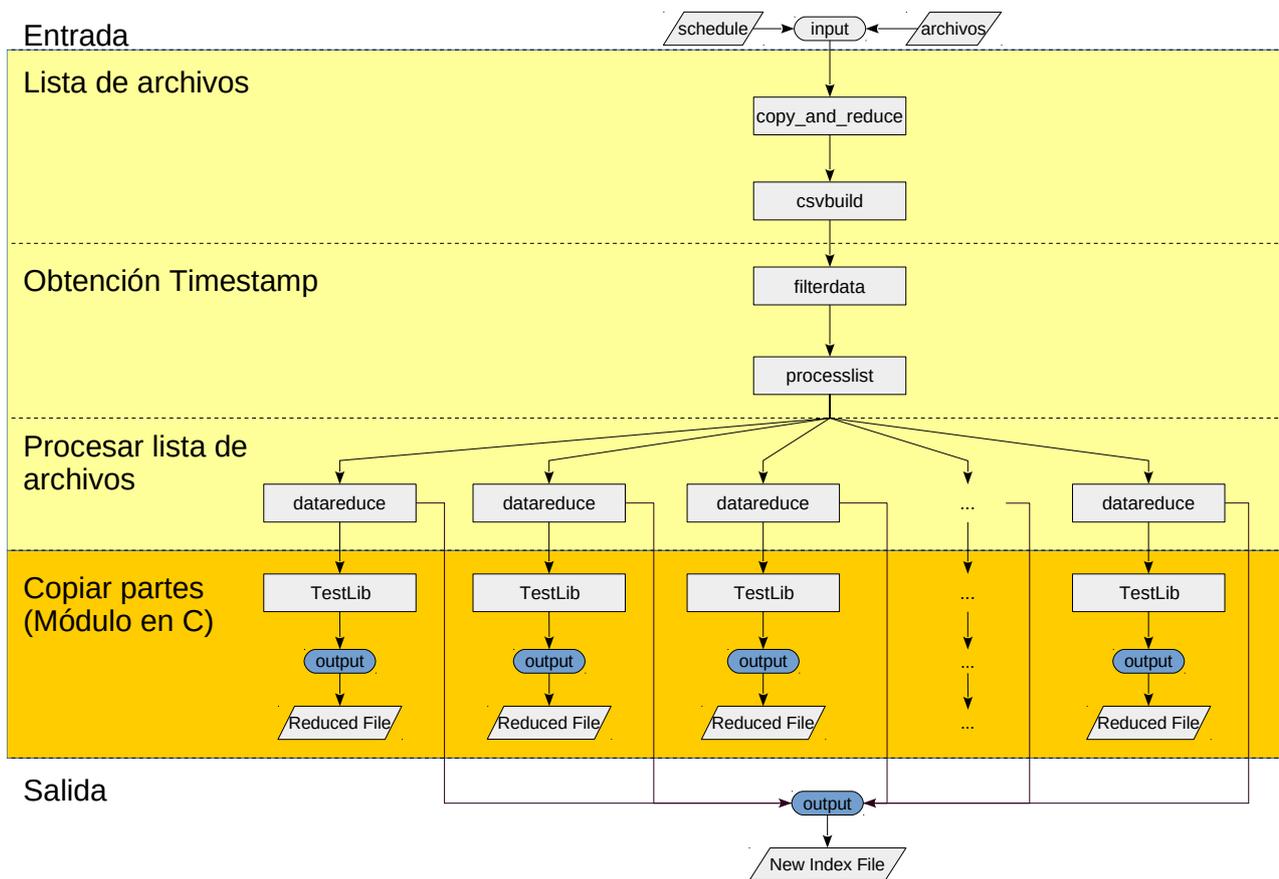


Figura 4.3: Diagrama de flujo de la copia y reducción de volumen de datos.

Luego la función “filterdata” (cuyo código se encuentra en el apéndice A sección 10) escanea todos los archivos de datos crudos leyendo el timestamp del primer y último paquete UDP de cada archivo, para tener un mapa de tiempos del orden de observación y poder buscar en ese mapa donde se encuentran los paquetes UDP correspondientes a cada entrada del schedule. Con esta información se generan 2 listas, una para cada polarización, que contienen el timestamp inicial en cada archivo de datos crudos correspondiente a cada entrada del schedule. En algunos casos para una única entrada del schedule original corresponderán 1 o más archivos, como se aprecia en el número de escaneo (del inglés *scan number*) de las listas generadas (Ver 4 y 5).

Configuración 4: Lista de archivos que contienen UDP válidos para la polarización circular izquierda o E1.

```

1 timestamp, filename, integration time, name, scan number
2 2017-10-11 21:04:10.975700,/mnt/CONAE/2017-284/ifms1/MG11_NET4_2017_284_E0_E1_205811_0007,55.0,1934-638,0
3 2017-10-11 21:05:10.993928,/mnt/CONAE/2017-284/ifms1/MG11_NET4_2017_284_E0_E1_205811_0008,55.0,1934-638,0
4 2017-10-11 21:07:10.961698,/mnt/CONAE/2017-284/ifms1/MG11_NET4_2017_284_E0_E1_205811_0010,55.0,C19340FF,1
5 2017-10-11 21:08:10.998300,/mnt/CONAE/2017-284/ifms1/MG11_NET4_2017_284_E0_E1_205811_0011,55.0,C19340FF,1
6 2017-10-11 21:10:10.980069,/mnt/CONAE/2017-284/ifms1/MG11_NET4_2017_284_E0_E1_205811_0013,55.0,1934-638,2
7 2017-10-11 21:11:10.975985,/mnt/CONAE/2017-284/ifms1/MG11_NET4_2017_284_E0_E1_205811_0014,55.0,1934-638,2
8 2017-10-11 21:13:10.971317,/mnt/CONAE/2017-284/ifms1/MG11_NET4_2017_284_E0_E1_205811_0016,55.0,C19340FF,3
9 2017-10-11 21:14:10.980357,/mnt/CONAE/2017-284/ifms1/MG11_NET4_2017_284_E0_E1_205811_0017,55.0,C19340FF,3
10 2017-10-11 21:16:10.989689,/mnt/CONAE/2017-284/ifms1/MG11_NET4_2017_284_E0_E1_205811_0019,55.0,1934-638,4
11 2017-10-11 21:17:10.965043,/mnt/CONAE/2017-284/ifms1/MG11_NET4_2017_284_E0_E1_205811_0020,55.0,1934-638,4
12 2017-10-11 21:19:10.985311,/mnt/CONAE/2017-284/ifms1/MG11_NET4_2017_284_E0_E1_205811_0022,55.0,C19340FF,5
13 2017-10-11 21:20:10.990414,/mnt/CONAE/2017-284/ifms1/MG11_NET4_2017_284_E0_E1_205811_0023,55.0,C19340FF,5
14 ...
  
```

## Configuración 5: Lista de archivos que contienen UDP válidos para la polarización circular derecha o E2.

---

```
1 timestamp, filename, integration time, name, scan number
2 2017-10-11 21:04:10.990213,/mnt/CONAE/2017-284/ifms1/MG11_NET4_2017_284_EO_E2_205811_0007,55.0,1934-638,0
3 2017-10-11 21:05:10.973441,/mnt/CONAE/2017-284/ifms1/MG11_NET4_2017_284_EO_E2_205811_0008,55.0,1934-638,0
4 2017-10-11 21:07:10.999835,/mnt/CONAE/2017-284/ifms1/MG11_NET4_2017_284_EO_E2_205811_0010,55.0,C19340FF,1
5 2017-10-11 21:08:10.961627,/mnt/CONAE/2017-284/ifms1/MG11_NET4_2017_284_EO_E2_205811_0011,55.0,C19340FF,1
6 2017-10-11 21:10:10.999832,/mnt/CONAE/2017-284/ifms1/MG11_NET4_2017_284_EO_E2_205811_0013,55.0,1934-638,2
7 2017-10-11 21:11:10.982623,/mnt/CONAE/2017-284/ifms1/MG11_NET4_2017_284_EO_E2_205811_0014,55.0,1934-638,2
8 2017-10-11 21:13:10.998517,/mnt/CONAE/2017-284/ifms1/MG11_NET4_2017_284_EO_E2_205811_0016,55.0,C19340FF,3
9 2017-10-11 21:14:10.967308,/mnt/CONAE/2017-284/ifms1/MG11_NET4_2017_284_EO_E2_205811_0017,55.0,C19340FF,3
10 2017-10-11 21:16:10.978389,/mnt/CONAE/2017-284/ifms1/MG11_NET4_2017_284_EO_E2_205811_0019,55.0,1934-638,4
11 2017-10-11 21:17:10.964243,/mnt/CONAE/2017-284/ifms1/MG11_NET4_2017_284_EO_E2_205811_0020,55.0,1934-638,4
12 2017-10-11 21:19:10.963512,/mnt/CONAE/2017-284/ifms1/MG11_NET4_2017_284_EO_E2_205811_0022,55.0,C19340FF,5
13 2017-10-11 21:20:10.976928,/mnt/CONAE/2017-284/ifms1/MG11_NET4_2017_284_EO_E2_205811_0023,55.0,C19340FF,5
14 ...
```

---

La función “processlist” toma ambas listas y las procesa a cada una en paralelo, cada parte o chunk de la lista corresponde a un escaneo en particular, que también corresponden a una línea del schedule original. Cada proceso ejecuta la función “datareduce” de manera independiente, usando la librería multiprocessing de python, esta función calcula la posición en bytes desde y hasta donde se debe copiar una sección de archivo y/o si se debe concatenar más de una sección de archivos diferentes y finalmente realiza la copia escribiendo un nuevo archivo que contendrá solamente los paquetes UDP válidos correspondientes a cada línea del schedule original. Para realizar la operación de lectura y escritura (copia) de la manera mas rápida u óptima posible se escribió una librería en C (código en el apéndice A sección 9) que realiza la copia fuera del intérprete de Python, liberando al mismo para continuar con otros procesos.

Finalmente se escribe un nuevo índice (6) con la información del trabajo realizado, escrito en formato CSV y contiene los nombres de los archivos creados (o reducidos) y el timestamp de inicio de cada uno, cada línea de este nuevo índice se encuentra en concordancia con el schedule original.

## Configuración 6: Ejemplo de archivo de schedule corregido para usar con el pipeline.

---

```
1 Scan,Filename,Timestamp
2 0,/mnt/OBS5/284/MG12_NET4_2017_284_EO_E2_205812_scan_0000.bin,2017/10/11/21:05:00
3 1,/mnt/OBS5/284/MG12_NET4_2017_284_EO_E2_205812_scan_0001.bin,2017/10/11/21:08:00
4 2,/mnt/OBS5/284/MG12_NET4_2017_284_EO_E2_205812_scan_0002.bin,2017/10/11/21:11:00
5 3,/mnt/OBS5/284/MG12_NET4_2017_284_EO_E2_205812_scan_0003.bin,2017/10/11/21:14:00
6 4,/mnt/OBS5/284/MG12_NET4_2017_284_EO_E2_205812_scan_0004.bin,2017/10/11/21:17:00
7 5,/mnt/OBS5/284/MG12_NET4_2017_284_EO_E2_205812_scan_0005.bin,2017/10/11/21:20:00
8 ...
```

---

### 4.1.2. Procesamiento: cálculo de potencia

Una vez que los datos han sido reducidos y copiados y se ha generado el nuevo índice se procede a procesar los datos binarios para obtener un valor de potencia para cada entrada (línea) del nuevo índice. El procesamiento, como se muestra en la figura 4.4, consiste entonces en manipular la lista

de archivos contenida en el nuevo índice. Nuevamente se parte esta lista en chunks y se procesa cada parte, es decir, cada archivo en paralelo.

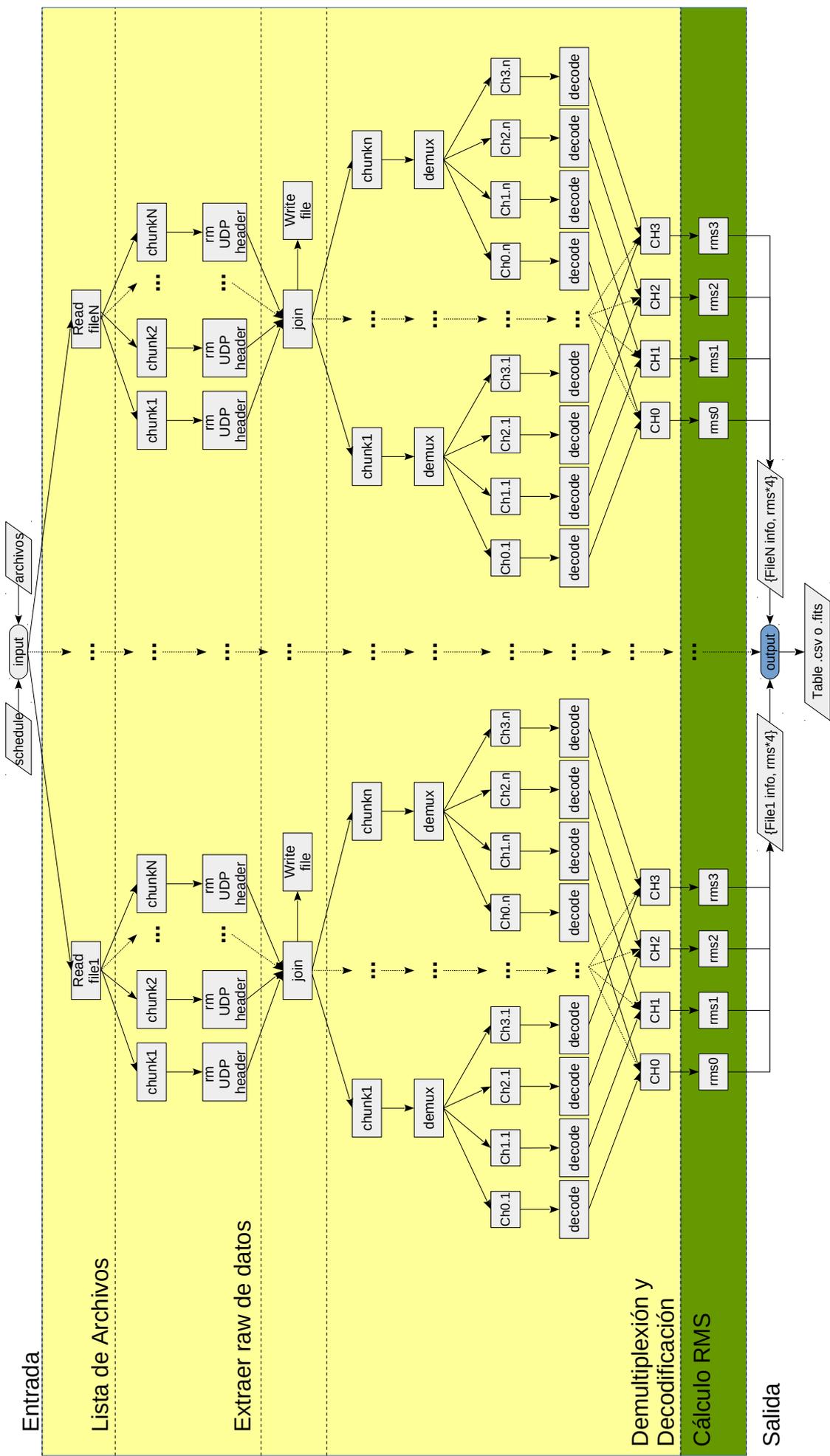


Figura 4-4: Diagrama de flujo del multiprocesamiento de la lista de archivos reducidos grabados por la antena. En naranja se muestran las operaciones de IO y manejo de bits realizadas en el CPU, mientras que en verde se muestran las operaciones de cálculo que pueden ser realizadas tanto en CPU como GPU.

En la figura 4.5 podemos observar la tarea que ejecuta la función “proc.cpubproc” o “proc.gpubpro” (código en el apéndice A sección 11) en un proceso. Este proceso lee en un archivo reducido almacenando sólo la información de la primer cabecera y luego elimina las cabeceras de todos los paquetes UDP usando la función “removeheaders”, la cual carga el archivo en un buffer de memoria y lo procesa en chunks en paralelo, obteniendo como resultado final de este proceso un vector o arreglo binario de bits multiplexados sin cabeceras UDP, es decir correspondiente solo a los bits de los datos (este arreglo se puede volcar a un archivo como salida auxiliar del sistema).

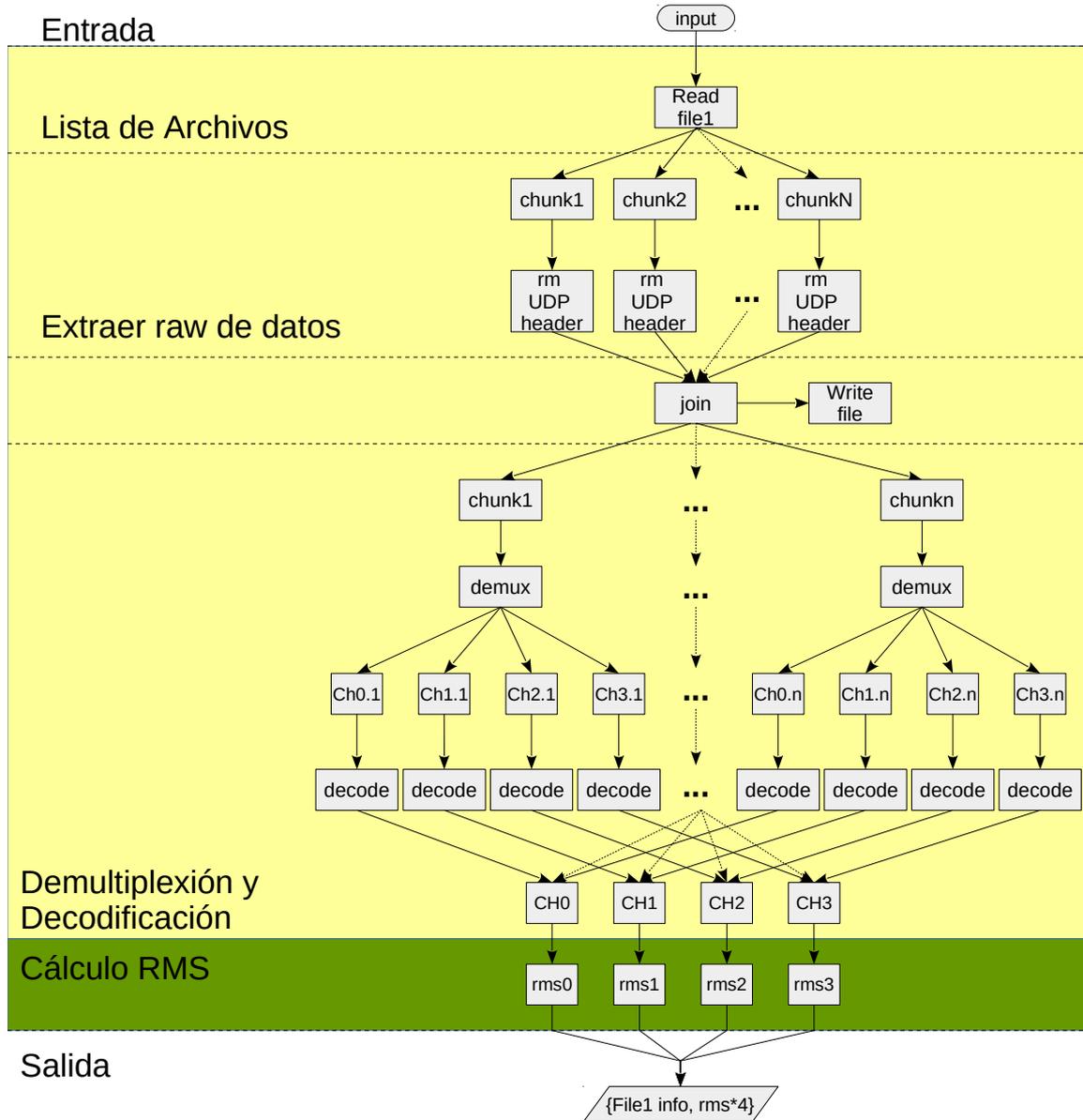


Figura 4.5: Diagrama de flujo del procesamiento de un archivo grabado por la antena.

Una vez que se obtiene el arreglo de bits multiplexados el proceso ejecuta la función “multiread-deco” la cual realiza la demultiplexión (demux, código 1) y decodificación (deco2bits, deco4bits, deco8bits, deco16bits, códigos 2, 3, 4, 5) obteniendo 4 arreglos de tipo numpy.array con los valores IQ correspondientes, es decir 4 arreglos de la forma CH#[I,Q,I,Q,I,Q,...]. Los códigos de estas funciones están en el apéndice A secciones 11 y 13.

Demultiplexado: La entrada a demux() es el bitarray que contiene el array binario de bits multiplexados. La demultiplexión se realiza en dos pasos, separando posiciones pares e impares del array

binario (esto es porque sólo hay que demultiplexar 4 canales, si la cantidad de canales aumenta el proceso de separar pares e impares también aumenta a razón de:  $\text{canales}/2$ , donde la cantidad de canales es múltiplo de 2). La salida corresponde a 4 objetos bitarray, es decir 4 canales respectivamente.

#### Código 1: Demultiplexado de 4 canales.

---

```
1 def demux(stream):
2     """Demultiplex data and separate channels
3     Notes
4     =====
5     @param stream : bitarray of 4 multiplexed bits channels
6     """
7
8
9     b=bitarray(stream.length()/2)
10    c=bitarray(stream.length()/2)
11    b.setall(False)
12    c.setall(False)
13
14    ch0 = bitarray(stream.length()/4)
15    ch1 = bitarray(stream.length()/4)
16    ch2 = bitarray(stream.length()/4)
17    ch3 = bitarray(stream.length()/4)
18
19    ch0.setall(False)
20    ch1.setall(False)
21    ch2.setall(False)
22    ch3.setall(False)
23
24    # Demux in two steps for 4 channels
25    b, c = stream[::2], stream[1::2]
26    ch0, ch2 = b[::2], b[1::2]
27    ch1, ch3 = c[::2], c[1::2]
28
29    return ch0, ch1, ch2, ch3
```

---

Decodificado: La entrada a la decodificación son los 4 vectores correspondientes a los canales respectivamente (*ch0*, *ch1*, *ch2*, *ch3*). La decodificación utilizada depende de la cuantización de bits utilizada. En el caso de 16 bits la lectura de los datos de cada array de canal se realiza directamente en tipo de dato numpy.int16. La salida son 4 objetos numpy.array de tipo Float32 o en la versión para GPU la salida son 4 gpuarrays con tipo de datos Float64 para doble precisión.

## Código 2: Decodificación 2 bits.

---

```

1 def decode2bit(ch0,ch1,ch2,ch3):
2     from bitarray import bitarray
3     # i.e. 2 bits and 2 bits for
4     # imaginary and real (I and Q)
5
6     d = {-2:bitarray('10'),
7          0:bitarray('00'),
8          -1:bitarray('11'),
9          1:bitarray('01')}
10
11     CH0=np.array(ch0.decode(d),
12                 dtype=np.int8)
13     CH1=np.array(ch1.decode(d),
14                 dtype=np.int8)
15     CH2=np.array(ch2.decode(d),
16                 dtype=np.int8)
17     CH3=np.array(ch3.decode(d),
18                 dtype=np.int8)
19
20     return (CH0,CH1,CH2,CH3)

```

---

## Código 3: Decodificación 4 bits.

---

```

1 def decode4bit(ch0,ch1,ch2,ch3):
2     # i.e. 4 bits and 4 bits for
3     # imaginary and real (I and Q)
4
5     dt = np.dtype(np.int8)
6     dt = dt.newbyteorder('>')
7     CH0=np.zeros((ch0.length()/4,), dtype=dt)
8     CH1=np.zeros((ch0.length()/4,), dtype=dt)
9     CH2=np.zeros((ch0.length()/4,), dtype=dt)
10    CH3=np.zeros((ch0.length()/4,), dtype=dt)
11
12    CH0[:,2]=np.bitwise_and(ch0,
13                            0xf0).astype(dt) >> 4
14    CH0[1:,2]=(np.bitwise_and(ch0,
15                              0xf) << 4).astype(dt) >> 4
16    CH1[:,2]=np.bitwise_and(ch1,
17                            0xf0).astype(dt) >> 4
18    CH1[1:,2]=(np.bitwise_and(ch1,
19                              0xf) << 4).astype(dt) >> 4
20    CH2[:,2]=np.bitwise_and(ch2,
21                            0xf0).astype(dt) >> 4
22    CH2[1:,2]=(np.bitwise_and(ch2,
23                              0xf) << 4).astype(dt) >> 4
24    CH3[:,2]=np.bitwise_and(ch3,
25                            0xf0).astype(dt) >> 4
26    CH3[1:,2]=(np.bitwise_and(ch3,
27                              0xf) << 4).astype(dt) >> 4
28
29    return (CH0,CH1,CH2,CH3)

```

---

## Código 4: Decodificación 8 bits.

---

```

1 def decode8bit(ch0,ch1,ch2,ch3):
2     # i.e. 8 bits and 8 bits for
3     # imaginary and real (I and Q)
4
5     dt = np.dtype(np.int8)
6     dt = dt.newbyteorder('>')
7     CH0=np.frombuffer(ch0, dtype=dt)
8     CH1=np.frombuffer(ch1, dtype=dt)
9     CH2=np.frombuffer(ch2, dtype=dt)
10    CH3=np.frombuffer(ch3, dtype=dt)
11
12    return (CH0,CH1,CH2,CH3)

```

---

## Código 5: Decodificación 16 bits.

---

```

1 def decode16bit(ch0,ch1,ch2,ch3):
2     # i.e. 16 bits and 16 bits for
3     # imaginary and real (I and Q)
4
5     dt = np.dtype(np.int16)
6     dt = dt.newbyteorder('>')
7     CH0=np.frombuffer(ch0, dtype=dt)
8     CH1=np.frombuffer(ch1, dtype=dt)
9     CH2=np.frombuffer(ch2, dtype=dt)
10    CH3=np.frombuffer(ch3, dtype=dt)
11
12    return (CH0,CH1,CH2,CH3)

```

---

Entonces en cada procesamiento de un archivo del índice, o por línea de shedule, se obtienen 4 canales con valores de pares complejos IQ, estos 4 canales se procesan en paralelo para calcular el valor RMS de cada canal respectivamente.

Las funciones “cpurms” y “cudarms” (ver códigos 6 y 7 ), realizan el mapeo de los valores del arreglo a valores reales de dBFS mediante la ecuación  $2^{(16-n)} \times (x + 0,5)$  donde  $x$  es el valor en el arreglo y  $n$  es el numero de bits de resolución. Luego se divide el largo del arreglo por 2 para obtener la cantidad de pares IQ, se calcula del producto punto del arreglo por si mismo obteniendo un escalar y finalmente se calcula la raíz cuadrada del escalar para obtener el valor de rms, el cual es devuelto por la función.

Se utilizó la librería pyCUDA [52] para realizar el procesamiento sobre las Unidades de Procesamiento Gráfico (del inglés *graphics processing unit PU*), la cual es un wrapper (o capa) de Python

para utilizar las librerías en lenguaje C desarrolladas por NVIDIA y denominadas “Compute Unified Device Architecture” (CUDA). El modelo de programación CUDA es el punto de partida para entender cómo programar la GPU correctamente con PyCUDA [53]. La función “cudarms” realiza el cálculo de rms de forma similar a la función “cpurms”.

Código 6: Cálculo RMS en CPU.

---

```

1 def cpurms(x,qbits):
2
3     #Mapping to signal value
4     val=2**(16-qbits)
5     x=(x+0.5)*val
6
7     # Number of samples,
8     # divided by 2
9     # (one sample per IQ pair)
10    Ns=len(x)/2
11
12    y = x.copy()
13
14    # RMS Calc
15    ydot=np.dot(x,y)
16    rms=np.sqrt(ydot/Ns)
17
18    return rms

```

---

Código 7: Cálculo RMS en GPU.

---

```

1 def cudarms(data, qbits):
2     import pycuda.autoinit
3     import pycuda.gpuarray as gpuarray
4
5     a_gpu = gpuarray.to_gpu(data)
6     b_gpu = gpuarray.to_gpu(data)
7
8     #Mapping to signal value
9     data=2**(16-qbits)*(data+0.5)
10
11    #Number of samples
12    Ns=len(data)/2
13
14    # RMS Calc
15    c_gpu = gpuarray.dot(a_gpu, b_gpu)
16    rms=np.sqrt(c_gpu.get()/Ns)
17
18    return rms

```

---

Finalmente los valores RMS de los 4 canales, más la información de la cabecera del primer paquete UDP se guardan en un diccionario de Python que se incrementa hasta completar la lista de archivos a procesar. Dicho diccionario se exporta a CSV y a FITS (ver configuración 7) como salida final del pipeline.

En el marco de la aceleración de los códigos computacionales mediante cómputo paralelo en GPU, los datos a procesar deben transferirse de la memoria del sistema (Host) a la memoria de la tarjeta gráfica (dispositivo) y los resultados obtenidos en los dispositivos se deben transferir de la memoria del dispositivo a la memoria del sistema (Host). En un código computacional acelerado por GPU de propósito general (GPGPU), tales transacciones pueden ocurrir muchas veces y pueden afectar el rendimiento general, de modo que surge el problema de llevar a cabo esas transferencias de la manera más rápida posible.

El inconveniente de las transferencias de memoria CPU-GPU es que las transacciones de memoria son más lentas, es decir, el ancho de banda del bus PCI-E para conectar CPU y GPU no se explota completamente. La memoria no bloqueada o asignada (del inglés *non-pinned memory*) no reside solo en la memoria principal (por ejemplo, puede estar en el área de intercambio), por lo que el controlador necesita acceder a cada página de la memoria non-pinned, copiarla en un búfer (del inglés *buffer*) asignado y pasarlo al Acceso Directo a Memoria (DMA) (copia sincrónica página por página). De hecho, las transferencias del PCI-E ocurren sólo usando el DMA. En consecuencia, cuando se realiza una transferencia “normal”, es necesaria la asignación de un bloque de memoria de página asignada (del inglés *pinned memory*), seguida de una copia de la memoria normal del Host a la memoria asignada, la transferencia, la espera de la transferencia a completar y la eliminación de la memoria no-asignada. Esto consume un tiempo del Host precioso que se evita cuando se utiliza directamente la memoria asignada.

Configuración 7: Resultado final del pipeline.

```

idx,Filename,IntegrationTime,Quantization,SampleFrequency,rms_ch0,rms_ch1,rms_ch2,rms_ch3
0,MG11_NET4_2017_284_E0_E2_205811_scan_0165_bin,54.999391542856756,16.0,198863.63636363635,05:19:59.999972,512.8216226406831,511.7045793653859,510.86522222574376,510.2466060275103
0,MG12_NET4_2017_284_E0_E1_205812_scan_0133_bin,54.999829028573004,16.0,198863.63636363635,03:43:59.999685,440.8912734631876,438.21255923074256,436.1714840124904,434.1287614514469
0,MG12_NET4_2017_284_E0_E1_205812_scan_0142_bin,54.999829028573004,16.0,198863.63636363635,04:10:59.999661,487.459723765019,484.3890948280417,481.93345466403014,479.9656332766709
0,MG12_NET4_2017_284_E0_E2_205812_scan_0022_bin,54.999829028573004,16.0,198863.63636363635,22:10:59.999638,338.92280327051924,338.4506816184211,337.9255816712267,337.699522767186
0,MG11_NET4_2017_284_E0_E1_205811_scan_0025_bin,54.99939154286403,16.0,198863.63636363635,22:19:59.999843,287.30482602761134,285.10353618810467,283.14405793492983,281.61005331738767
0,MG12_NET4_2017_284_E0_E1_205812_scan_0115_bin,54.999391542858575,16.0,198863.63636363635,02:49:59.999735,341.1944179635767,339.07331437096616,337.4680591656459,336.0854856777348
0,MG12_NET4_2017_284_E0_E1_205812_scan_0022_bin,54.99939154284948,16.0,198863.63636363635,22:10:59.999990,313.6473300328828,311.7645815076308,310.02801461996205,308.72087095758235
0,MG12_NET4_2017_284_E0_E1_205812_scan_0188_bin,54.999391542856756,16.0,198863.63636363635,06:22:59.999978,513.0344062871434,510.11317239062083,507.5658103197157,505.20057134337
0,MG11_NET4_2017_284_E0_E2_205811_scan_0072_bin,54.99939154285721,16.0,198863.63636363635,00:40:59.999790,286.0201426396197,285.3762482681624,284.9721711926599,284.4839379722253
0,MG11_NET4_2017_284_E0_E1_205811_scan_0104_bin,54.999829028571185,16.0,198863.63636363635,02:16:59.999627,288.6296283851192,286.31854024140017,284.4158602488208,282.8348856014811
0,MG12_NET4_2017_284_E0_E2_205812_scan_0202_bin,54.999829028573004,16.0,198863.63636363635,07:07:59.999584,544.0424400958767,543.4130270214266,542.6974409872934,542.6067012208839
0,MG11_NET4_2017_284_E0_E1_205811_scan_0205_bin,54.999391542856756,16.0,198863.63636363635,07:16:59.999790,440.3254711234742,436.9403182253213,434.176427787314,431.9045731248698
0,MG12_NET4_2017_284_E0_E1_205812_scan_0166_bin,54.999829028569366,16.0,198863.63636363635,05:22:59.999595,531.06618391489,527.9252579912092,525.1757321021818,522.9824301977501
0,MG12_NET4_2017_284_E0_E2_205812_scan_0179_bin,54.999829028573004,16.0,198863.63636363635,06:01:59.999645,570.9942788263817,570.5528272981146,569.9700387662263,569.8489057980315
0,MG11_NET4_2017_284_E0_E1_205811_scan_0213_bin,54.999391542856756,16.0,198863.63636363635,07:40:59.999768,451.7236401495208,448.3404849572483,445.3198457602495,442.9678938005964
...

```

Memoria asignada (del inglés *pinned-memory*); los GPU más nuevos tienen la capacidad de acceder directamente a la memoria del Host que se ha asignado y mapeado, eliminando los pasos de copiar datos al GPU y desde el GPU. Aunque los datos claramente todavía necesitan copiarse a la GPU y viceversa, usar memoria mapeada en lugar de realizar explícitamente toda la copia a la vez permite a CUDA copiar líneas individuales “inteligentemente” según sea necesario, superponiendo copias con ejecución. A esto se lo conoce como “pinned memory”. Si bien el uso de pinned memory significa un mayor costo de asignación y desasignación (allocate y de-allocate), el costo de transferencia de datos se ve notablemente reducido.

Sin embargo la operación de cálculo de RMS no es una operación computacionalmente intensiva, a pesar de que el producto punto sea un ejemplo de paralelización en casi todos los libros de programación de GPUs.

El primer hardware utilizado (Figura 4.6) en el desarrollo del pipeline fue una Notebook IBM Lenovo ThinkPad SL400 con procesador Core2Duo T5870 a 2.00GHz, 4Gb de memoria RAM, disco de estado sólido de 128Gb y una placa de video NVIDIA GTX 1050Ti con 4Gb RAM, que se conectó a la notebook a través de un adaptador PCI-E X16 a Expresscard34 (Figura 4.7) modelo BEAST V8.0 Expresscard. La limitación en esta configuración fue los 4Gb de RAM, que obligaron a procesar de a 2 archivos en paralelo por vez. El segundo hardware que se utilizó fue una PC Intel i7-7700 CPU a 3.60GHz, 16 Gb RAM, disco de 7200 rpm de 1Tb y una placa de video NVIDIA GTX 1060 con 6Gb RAM.

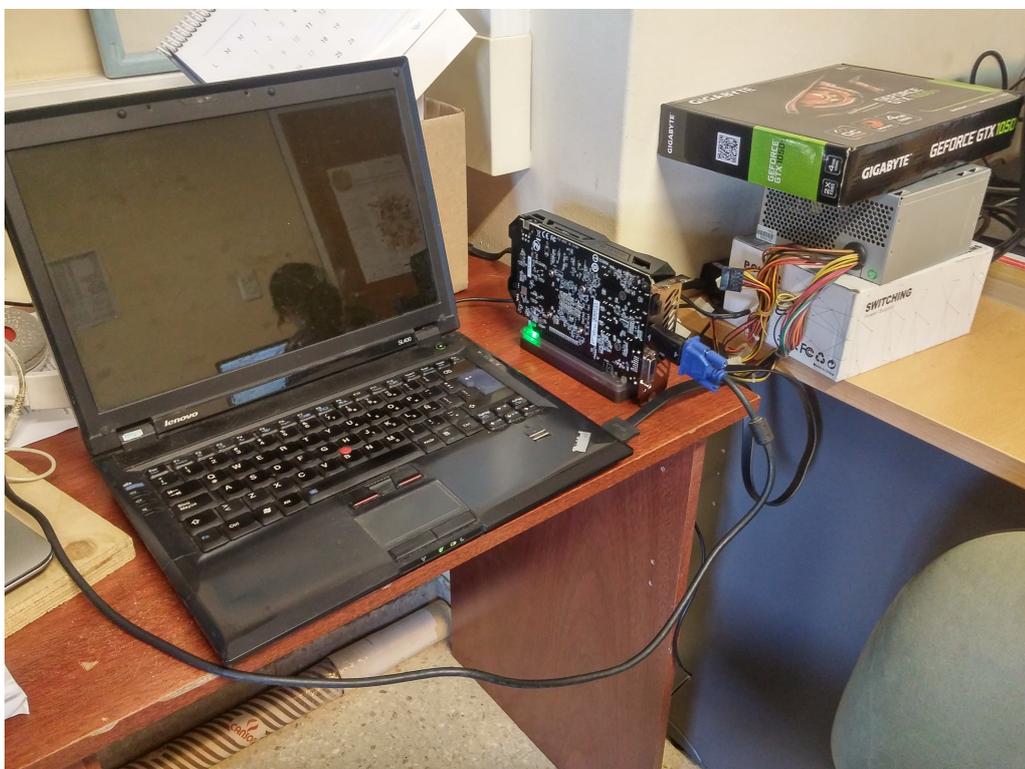


Figura 4.6: Primer hardware utilizado en este trabajo, Notebook IBM Lenovo ThinkPad SL400 con procesador Core2Duo T5870 a 2.00GHz, 4Gb de memoria RAM, disco de estado sólido de 128Gb y una placa de video NVIDIA GTX 1050Ti con 4Gb RAM, que se conectó a la notebook a través de un adaptador PCI-E X16 a Expresscard34, modelo EXP GDC BEAST V8.0 Expresscard



Figura 4.7: Adaptador EXP GDC BEAST V8.0 Expresscard, es un equipo adaptador de gráficos externo para computadoras portátiles, dispositivo de expansión PCI-E.

## 4.2. Revisión de funcionamiento

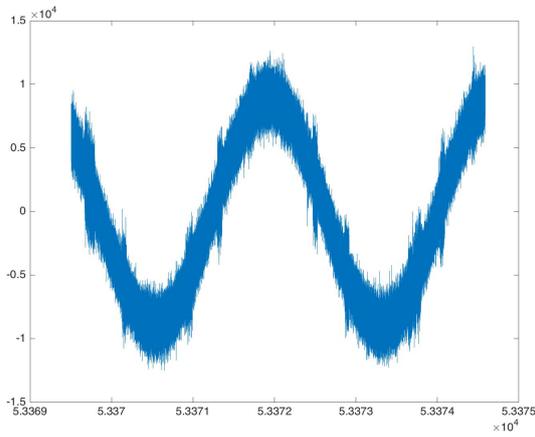
Para revisar el software de procesamiento de datos, en especial corroborar que el manejo de bits era el correcto, la ESA nos proporcionó dos conjuntos de datos, uno a 8 bits de cuantización y otro a 16 bits de cuantización. El objetivo de las pruebas fue recuperar la señal almacenada en los archivos (demultiplexión, decodificación y mapeo) y evaluarla en tiempo y frecuencia utilizando MATLAB y GNURadio.

### 4.2.1. Manejo de bits

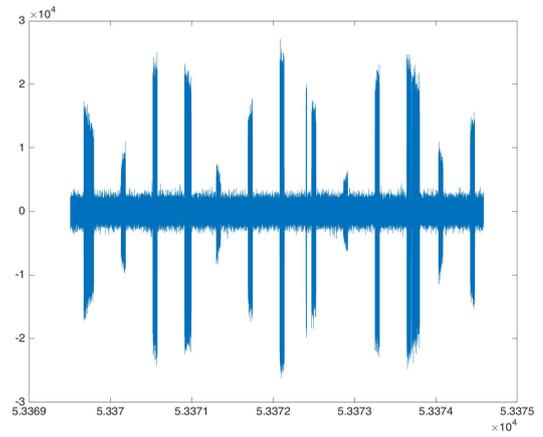
El primer archivo contenía una señal de un tono puro a 70.2MHz con un nivel de referencia de -73 dBm, con una resolución de 8 bits de cuantización y frecuencia de muestreo de 500 kHz. Los 4 canales estaban centrados a 70.2, 70.3, 70.4 y 70.5 MHz con superposición del 50%, en los primeros 3 canales se debe observar la misma señal con desplazamiento de frecuencia y en el 4 canal no se debe observar nada.

Cuando se revisaron las cabeceras del archivo ejemplo de 8 bit se obtuvo que el valor real de la frecuencia de muestreo es  $17500000/32 = 546875\text{Hz}$ <sup>1</sup>, se realizó la decodificación y mapeo de los datos (Figura 4.8, señal temporal) y se graficó el espectro de la señal utilizando GNURadio (Figuras Figura 4.9 y 4.10) y el Analizador de espectros de MATLAB (Figura 4.11) con superposición del 50% y una ventana de Hann, además se graficó realizando un promedio de 50 FFTs para resaltar la frecuencia principal y el detalle.

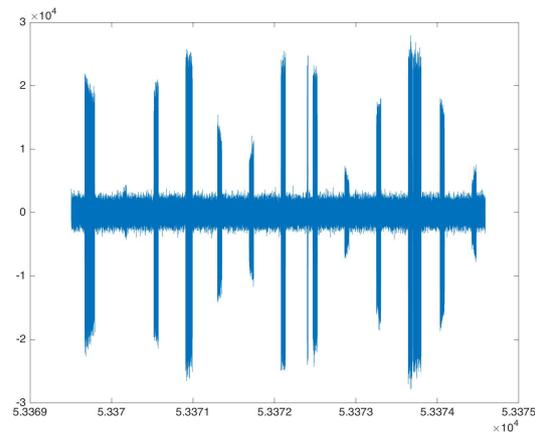
<sup>1</sup>La fórmula de cálculo de frecuencia es  $17,5 \times 10^{-6}/val$  según [41] donde (*val*) es el valor digital que se encuentra en la cabecera del paquete UDP



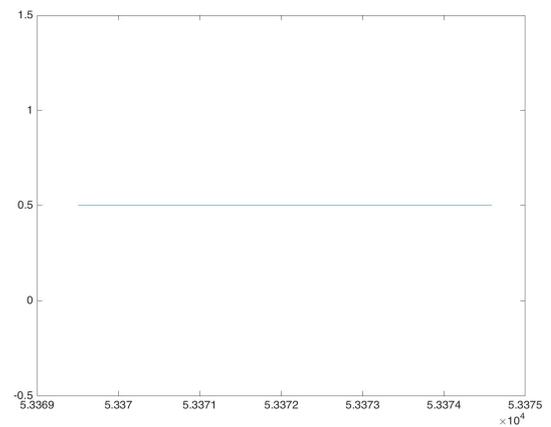
(a) Canal 0



(b) Canal 1



(c) Canal 2



(d) Canal 3

Figura 4.8: Salida temporal de la señal de tono puro de 70.2 MHz para testeo de software, cuatro canales, con cuantización de 8 bits y frecuencia de muestreo de 500 KHz.

Los datos I/Q demultiplexados, decodificados y mapeados se analizaron utilizando GNURadio. GNURadio es un paquete de software de código abierto diseñado para el desarrollo de aplicaciones de radio definidas por software. Proporciona un marco de GUI para crear un entorno interactivo para el usuario.

GNURadio usa una combinación de Python y C++, donde Python maneja la interfaz de alto nivel y C++ se usa para implementar controladores e interfaces de bajo nivel para el hardware. Esta combinación permite un sistema que es fácil de usar, pero que aún cumple con el rendimiento requerido para manejar grandes cantidades de datos.

GNURadio también tiene una herramienta de desarrollo rápido llamada GNURadio companion (GRC). GRC es un sistema gráfico fácil de usar para diseñar y construir componentes de radio en software. Un ejemplo de GRC se muestra en la Figura 4.9, similar a la programación gráfica, esquema utilizado para evaluar los datos.

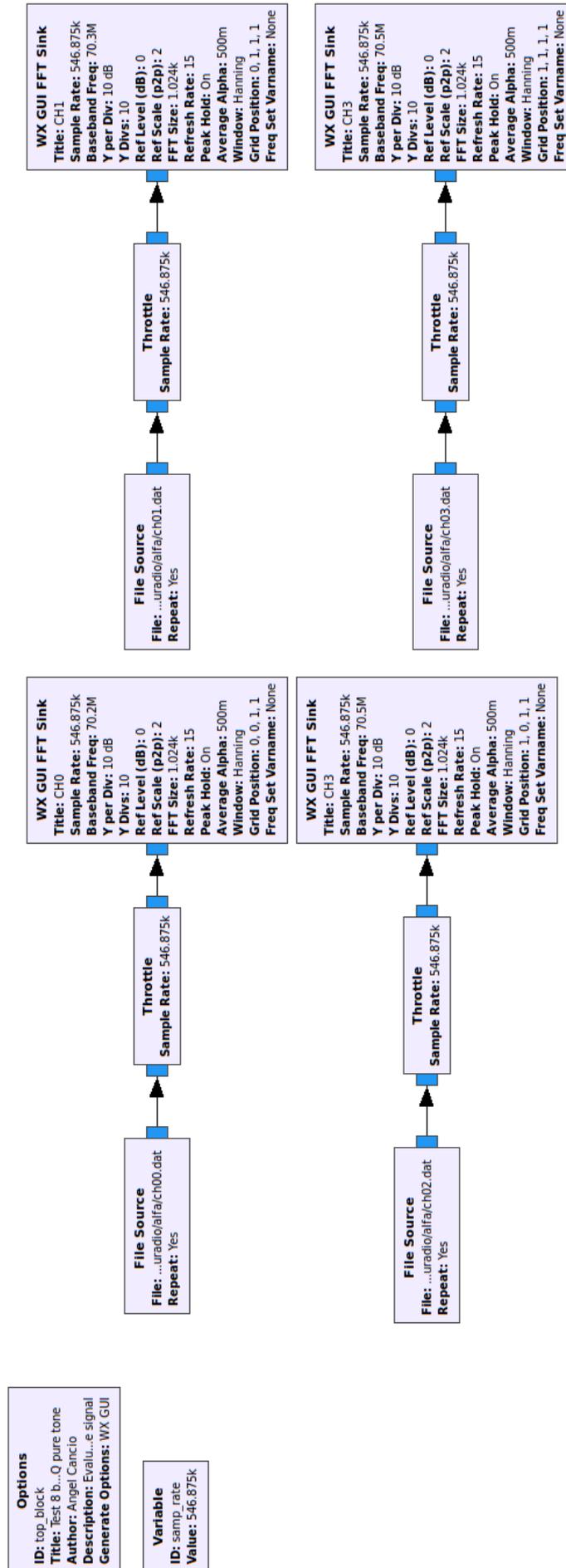
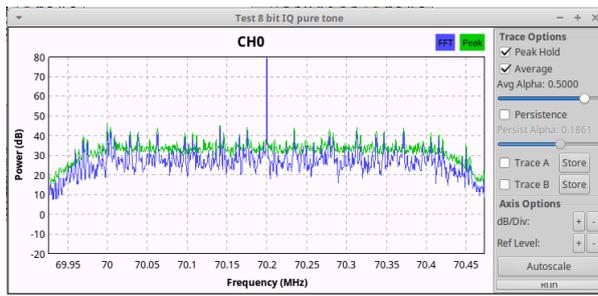
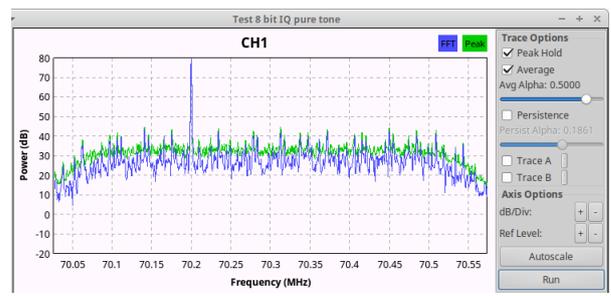


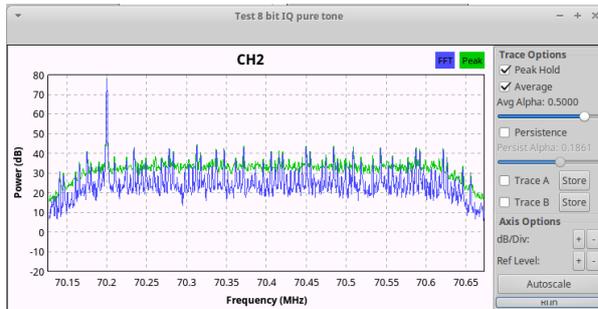
Figura 4.9: Esquemático del programa hecho con GNURadio Companion para procesar los datos demultiplexados, decodificados y mapeados.



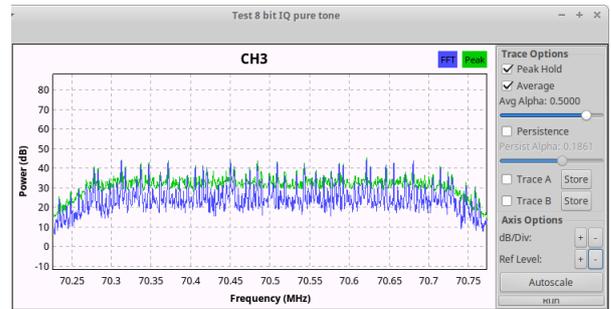
(a) Canal 0, frecuencia central 70.2 MHz.



(b) Canal 1, frecuencia central 70.3 MHz.



(c) Canal 2, frecuencia central 70.4 MHz.



(d) Canal 3, frecuencia central 70.5 MHz.

Figura 4.10: La salida en frecuencia de la señal de tono puro de 70.2 MHz para testeo de software, 8 bits y 500 KHz. Los gráficos se obtuvieron utilizando GNURadio para leer el archivo decodificado y mapeado previamente.

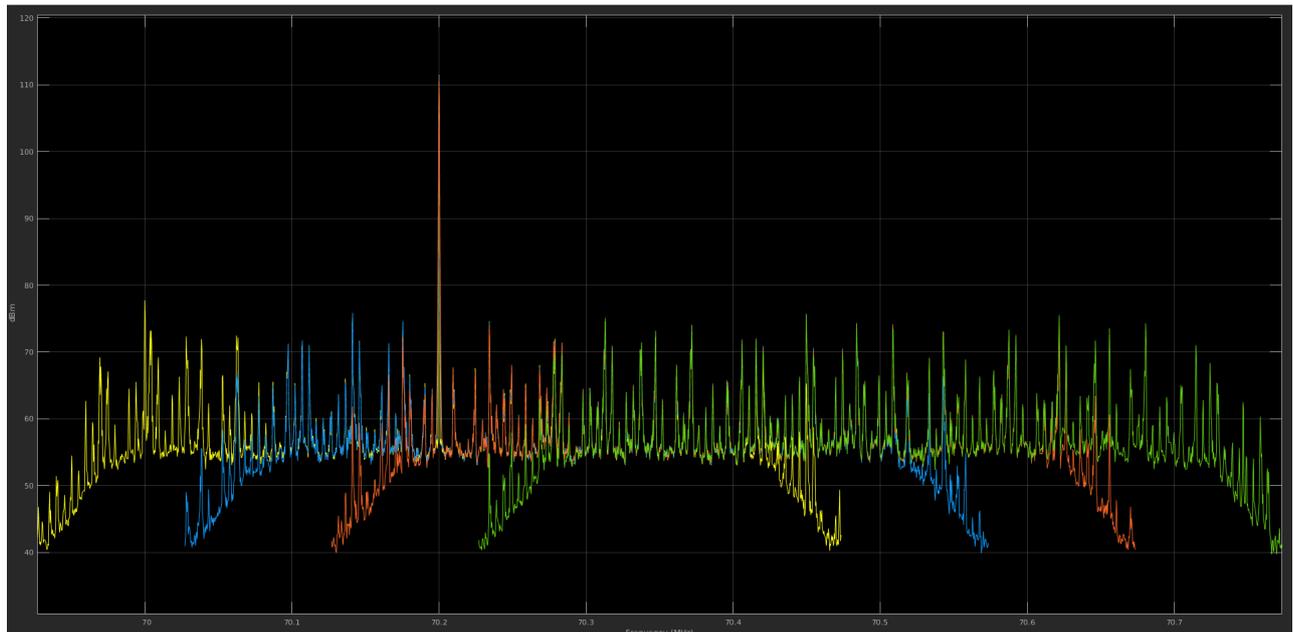
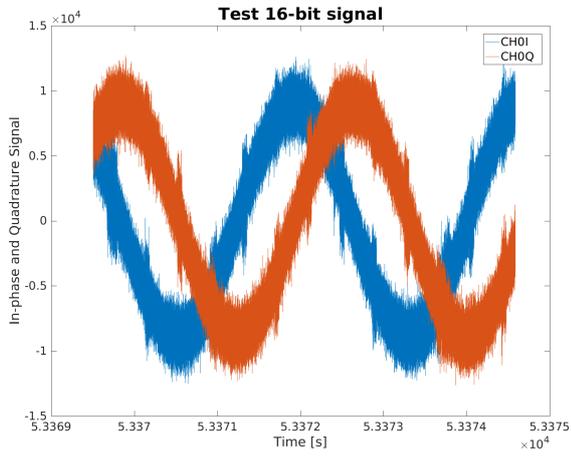
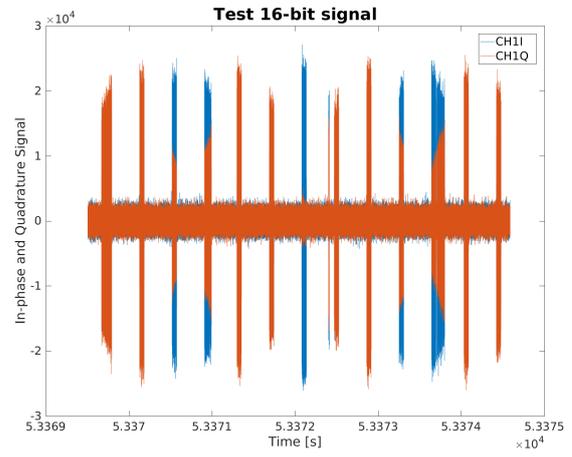


Figura 4.11: Captura de pantalla del analizador de espectros de MATLAB. Se observan los 4 canales con superposición del 50% y una ventana de Hann, gráfico realizando un promedio de 50 FFT para resaltar la frecuencia principal.

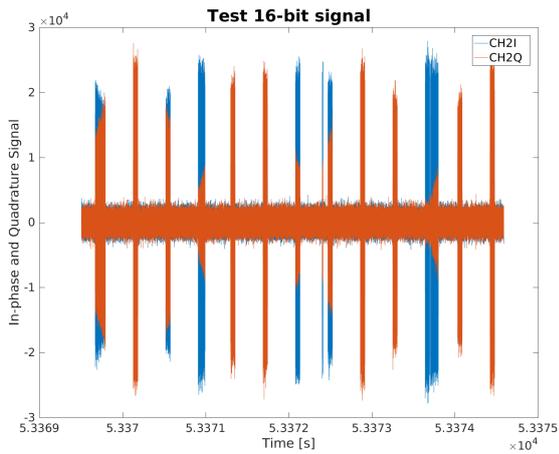
El segundo archivo del set de datos contenía una señal correspondiente a la portadora centrada en el subcanal 1, una subportadora modulada en el subcanal 2 (offset 262144 Hz de la portadora), una subportadora modulada en el subcanal 3 (offset -262144 Hz) y nada en el subcanal 4, con un valor de nivel de -57dBm. El archivo tiene una cuantización de 16 bits y una frecuencia de muestreo de 100 KHz.



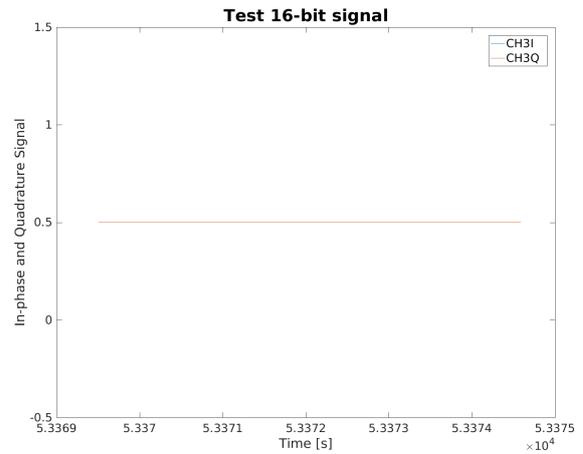
(a) Canal 0



(b) Canal 1



(c) Canal 2



(d) Canal 3

Figura 4.12: Salida temporal de la señal del carrier en fase y cuadratura (I/Q) para testeo de software, 16 bits y 100 KHz, 2 canales modulados y un canal apagado.

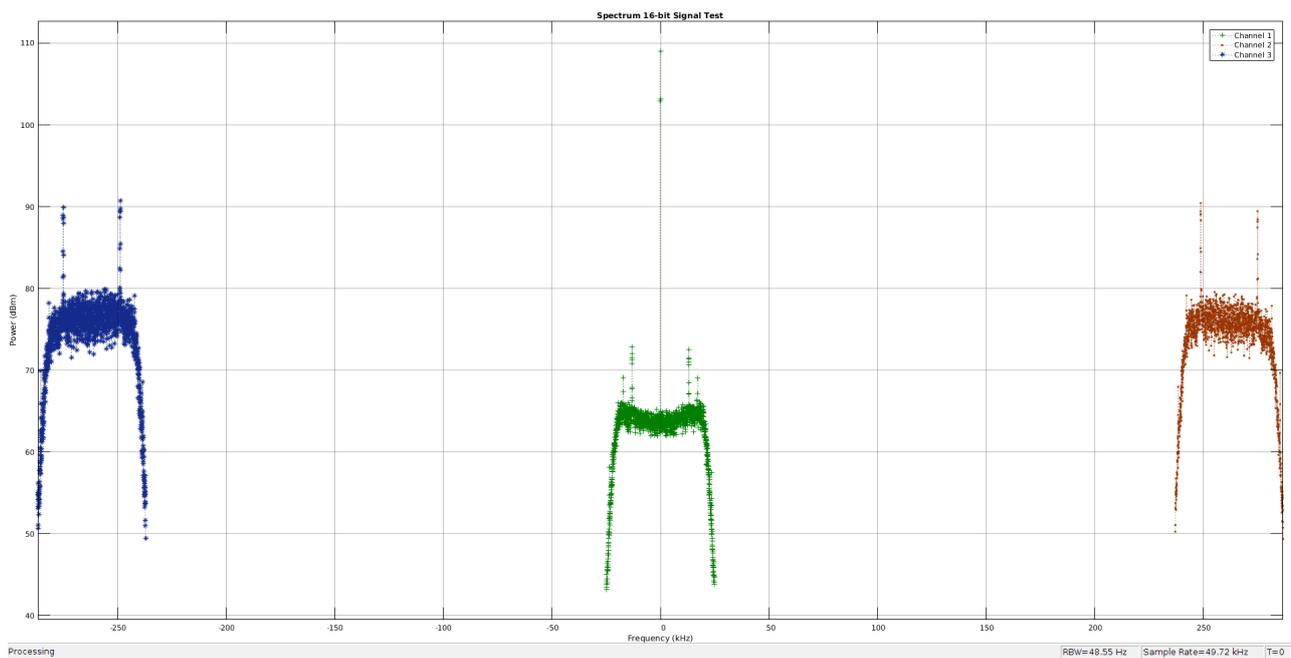


Figura 4.13: Espectro de potencia, con superposición del 50% y una ventana de Hann, gráfico realizando un promedio de 50 FFT para resaltar la frecuencia principal.

Cuando se revisaron las cabeceras del archivo ejemplo de 16 bit se obtuvo que el valor real de la frecuencia de muestreo es  $17500000/176 = 99432\text{Hz}$ , se realizó la decodificación y mapeo de los datos (Figura 4.12, señal temporal) y se graficó usando el Analizador de espectros de MATLAB (Figura 4.13) con superposición del 50% y una ventana de Hann, además se graficó realizando un promedio de 50 FFT para resaltar la frecuencia principal y el detalle.

Con estas pruebas se verificó que la demultiplexión, decodificación y mapeo realizado por el software era correcta.

#### 4.2.2. Datos simulados

Usando un generador de datos falsos (Comando 2, cuyo código se encuentra en el apéndice A sección 14) con el formato propuesto de bits multiplexados, que genera archivos según la cantidad de pares IQ solicitados y la resolución de bits requerida, se testearon las funciones de cálculo de RMS en CPU y paralelizado utilizando pyCUDA para el cálculo de RMS en GPU, con memoria asignada y no asignada.

Comando 2: Generación de datos falsos.

---

```
$ python datasim.py -q 16 -n 17694176 -o ${DIR}/fakeIFMS/fake16ifms1a.bin
$ python datasim.py -q 16 -n 17694176 -o ${DIR}/fakeIFMS/fake16ifms1a.bin
$ python datasim.py -q 16 -n 17694176 -o ${DIR}/fakeIFMS/fake16ifms1a.bin
```

---

Se probaron los códigos secuencial y paralelo para un set de datos, simulando máximo rate de adquisición (archivos de 270 Mb aproximadamente), en 16 bits. Se observó que el cuello de botella se encuentra en la transferencia de los arreglos entre la memoria del Host y el Dispositivo.

En la figura 4.14 se comparan los tiempos de ejecución en función del tamaño del arreglo de datos para cálculo de RMS usando CPU (código 6), GPU non-pinned memory (código 7) y GPU pinned memory (código en apéndice A sección 15).

Como se observa en la figura 4.14, el uso de pinned memory arroja como resultado procesos más rápidos que el uso de non-pinned memory, sin embargo para la operación del cálculo de la potencia RMS no se obtiene una mejora notable en el tiempo de ejecución respecto del resultado utilizando CPU, sólo cuando el tamaño del arreglo es lo suficientemente grande ( $\approx 2.5\text{GB}$ ) el impacto del tiempo de transferencia es menor al impacto que tiene el tiempo de ejecución de cálculo.

Como en nuestro caso los arreglos son pequeños (del orden de 180 MB) no hay una diferencia notable entre procesar los datos usando el CPU o usando el GPU. Sin embargo si se observó un leve incremento en la velocidad (del inglés *speed up*) de todo el pipeline durante el procesamiento con GPU, debido a que durante el tiempo de ejecución en el GPU, el CPU queda liberado para continuar con otros procesos del pipeline. Por lo tanto es un aumento de velocidad desde el punto de vista funcional y no por el hecho de usar un hardware en particular.

A pesar de que el cálculo de RMS dentro del GPU es una operación mas rápida que en el Host, el tiempo de transferencia del arreglo de datos del Host al Dispositivo representa un verdadero cuello de botella, y debido a que los GPU no están diseñados para realizar manejos de bits (operaciones optimizadas en CPU) nos es inevitable tener que trabajar en el Host. Sin embargo si se deseara realizar

otro tipo de análisis de los datos, como por ejemplo un espectrograma de la señal, que consiste en calcular la FFT cada n-muestras y obtener gráficos de tipo espectros-tiempos, esta operación si se beneficiaría del uso del GPU, y simplemente se debería implementar al final del pipeline.

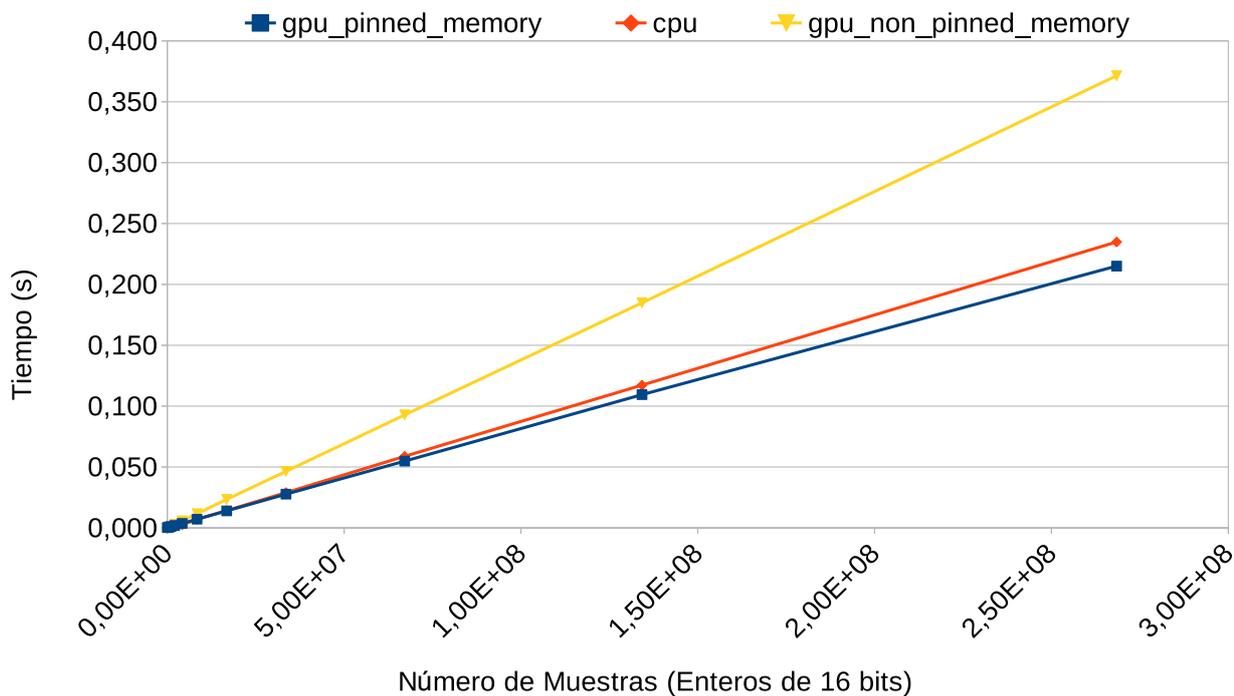


Figura 4.14: Comparación entre CPU, GPU con memoria asignada (pinned) y GPU sin memoria asignada (non-pinned), cálculo de RMS mediante producto punto.

# Capítulo 5

## Análisis y resultados de observaciones astronómicas

### 5.1. Fuentes calibradoras utilizadas

- **PKS 1934-638:** La primera fuente de radio elegida es PKS 1934-638 (ver figura 5.1), una galaxia con un núcleo de Seyfert II<sup>1</sup>[54]; PKS 1934-638 es el arquetipo de una clase de radio galaxias conocidas como radio galaxias GHz-Peaked Spectrum (GPS). Las propiedades de esta clase están bien descritas en [55], las fuentes de GPS son potentes ( $\log P_{1,4} \geq 25 \text{ W} \cdot \text{Hz}^{-1}$ ), compactas ( $\geq 1 \text{ kpc}$ ) y tienen un espectro de radio convexo que alcanza un máximo a frecuencias entre 500 MHz y 10 GHz.

En [56] y [57] se indicó la existencia probable de una estructura compacta en la fuente de radio [58] debido al pico espectral fuertemente alcanzado a 1.4 GHz. Las observaciones interferométricas subsecuentes confirmaron esto [59] y se hicieron observaciones de alta resolución angular de PKS 1934-638 periódicamente durante los siguientes 20 años ([60, 61, 62, 63]), en un amplio rango de frecuencias. Más recientemente [64], se presentaron observaciones VLBI a 8,4 GHz de PKS 1934-638 como parte de un análisis combinado de 30 años de observaciones.

La estabilidad de la densidad de flujo de la PKS 1934-638, en particular, la ha llevado a ser utilizada como calibradora de densidad de flujo primario para el Australia Telescope Compact Array (ATCA) a longitudes de onda centimétricas.

---

<sup>1</sup>Las galaxias Seyfert tipo II tienen el núcleo brillante característico, así como aparecen brillantes cuando se observan en longitudes de onda infrarrojas. Sus espectros contienen líneas estrechas asociadas con transiciones prohibidas y líneas amplias asociadas con un dipolo fuerte permitido o transiciones de intercombinación.

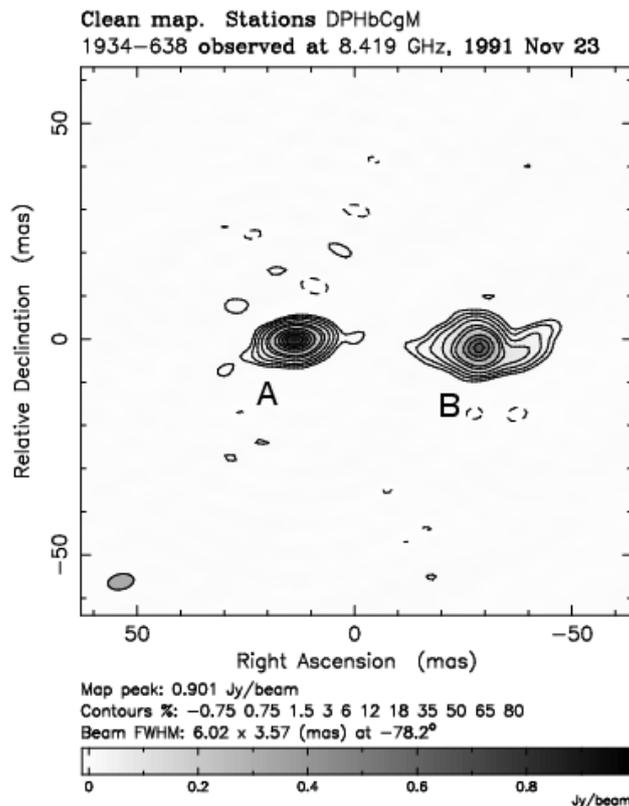


Figura 5.1: Imagen VLBI de PKS 1934-638 a 8.4 GHz. Resolución de 5 mas (milli-arcsecond) [65, 61].

- **PKS 0521-365:** La segunda fuente elegida es PKS 0521-365 (ver figura 5.2), un objeto BL Lac.<sup>2</sup> [66, 67].

PKS 0521-365 tiene un desplazamiento al rojo de  $z = 0,05534$  [68], colocándolo a una distancia de aproximadamente 240 Mpc. Tiene un emisor de radio prominente [66] que como M87 también es detectable a longitudes de onda ópticas; siendo este tipo de detección rara en tales objetos ([69, 70], y referencias en los mismos).

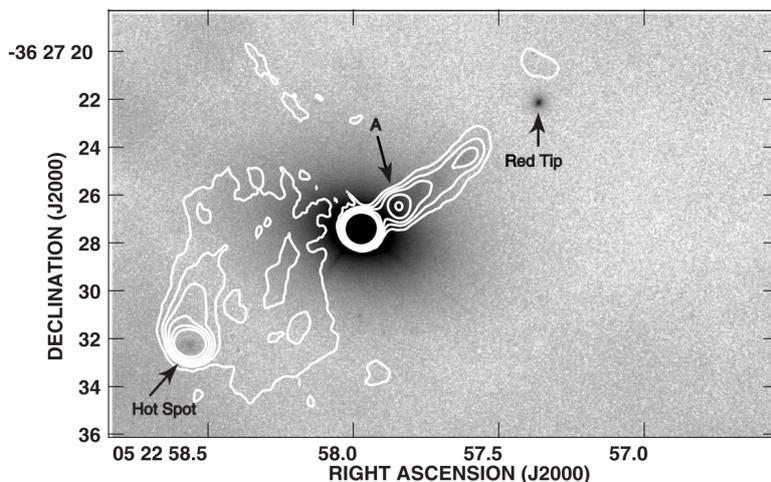


Figura 5.2: PKS 0521-365 observado por MAD en la banda Ks. Los contornos representan el mapa de radio VLA a 15 GHz. Los niveles de contorno son: -1, 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128, 256, 512 mJy/beam (0.6x0.6 arcsec) [66]

<sup>2</sup>Objeto BL Lacertae u objeto BL Lac, es un tipo de galaxia con un núcleo galáctico activo (AGN), llamado así por su prototipo BL Lacertae.

En [71] se reportan observaciones de PKS 0521-365 en tres épocas a 4,8 GHz y 8,4 GHz usando la serie de telescopios SHEVE (Southern Hemisphere VLBI Experiment) y no encontraron movimiento aparente de un componente de chorro en relación con el núcleo durante un período de casi un año.

Las observaciones de varias épocas con VLBA y VOSP, no encontraron evidencia de movimiento súper luminal, pero encontraron evidencia de evolución interna a un componente en el chorro a escala parsec. Recientes observaciones en Banda J con el telescopio de Magellan, revelan un núcleo, un chorro, un nudo asociado con el chorro y características asociadas con dos puntos calientes [72].

- **PKS 0823-500:** Esta fuente fuerte exhibe un espectro GPS “clásico”, con un pico bien definido cerca de los 2 GHz. La fuente se encuentra dentro de los 10 grados del plano galáctico, y permanece ópticamente sin identificar al límite de magnitud de observación de UK Schmidt <sup>3</sup>. No muestra una variabilidad significativa a 2.3 o 8.4 GHz en la observación original de Mt Pleasant [63]. PKS 0823-500 es un calibrador de densidad de flujo secundario para ATCA, hay datos considerables de archivo disponibles para esta fuente.

---

<sup>3</sup>UK Schmidt Telescope (UKST) es un telescopio Schmidt de 1,24 metros operado por el Observatorio Astronómico Australiano. El telescopio puede detectar objetos de hasta magnitud 21 después de una hora de exposición en placas fotográficas.

Tabla 5.1: Datos de las fuentes calibradoras, tomados de la base de datos SIMBAD [73].

RAJ2000 “h:m:s”	DEJ2000 “d:m:s”	Bname	Ident	Mag	z	S80 Jy	S408 Jy	S1410 Jy	S2700 Jy	S5000 Jy	S8400 Jy
05:22:58.010	-36:27:31.90	BPKS 0521-365	N	16.8	55	89	36.1	16.3	12.5	9.23	6.4
19:39:25.010	-63:42:45.70	BPKS 1934-638	G	18.4	185		6.24	16.4	11.5	6.13	3
08:25:26.700	-50:10:36.00	BPKS 0823-500				1.880			5.030	3.100	1.500

La fuente PKS 0823-500 fue elegida para revisar, verificar y validar los resultados obtenidos con las otras dos fuentes.

Las fuentes PKS 1934-638 y PKS 0521-365, han sido observadas por más de dos décadas en distintas longitudes de onda o frecuencias (ver tabla 5.1). Sus flujos integrados a lo largo de los espectros de radio son bien conocidos, y sus distribuciones de flujo se han mapeado en algunas frecuencias. Existen modelos matemáticos que ajustan a los datos observados para cada una de estas fuentes, para PKS 1934-638 (ver figura 5.3) los modelos publicados son:

- Modelo de Reynolds [74] para PKS 1934-638 a frecuencias entre 0 y 11 GHz.

$$\log_{10}(S_\nu) = -30,7667 + 26,4908 \times \log_{10}(\nu) - 7,0977 \times \log_{10}(\nu)^2 + 0,605334 \times \log_{10}(\nu)^3$$

- Modelo de Sault [75] para PKS 1934-638 a frecuencias entre 10 y 24 GHz.

$$\log_{10}(S_\nu) = -202,6259 + 149,7321 \times \log_{10}(\nu) - 36,4943 \times \log_{10}(\nu)^2 + 2,9372 \times \log_{10}(\nu)^3$$

- Modelo de Partridge [76] para PKS 1934-638 a frecuencias entre 93 y 95 GHz.

$$\log_{10}(S_\nu) = 5,8870 - 1,3763 \times \log_{10}(\nu)$$

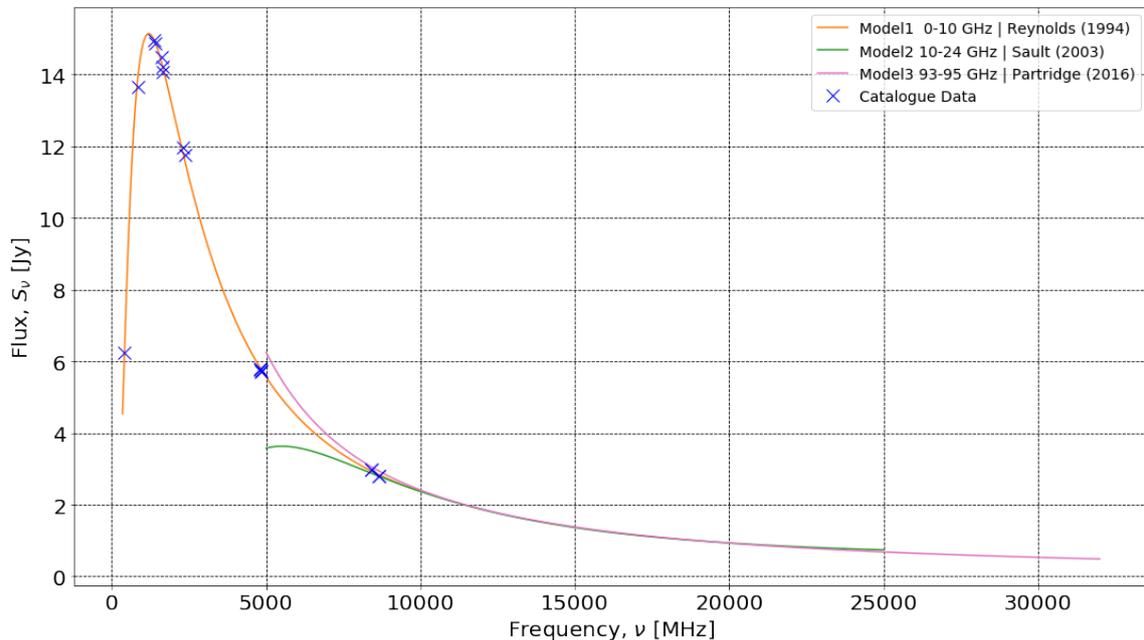


Figura 5.3: Modelos de ajuste para PKS 1934-638 obtenidos de la bibliografía publicada [74, 75, 76].

mientras que con los datos publicados para PKS 0521-365 (ver figura 5.4) [66, 67, 77] se puede ajustar mediante el siguiente modelo propuesto (de 80 a 8400 MHz):

- Modelo propuesto para PKS 0521-365 a frecuencias entre 80 a 8400 MHz.

$$\log_{10}(S_\nu) = -869,78 + 822,42 \times \log_{10}(\nu)^{0,5} + 708,05 \times \log_{10}(\nu)^{-1} - 328,08 \times \log_{10}(\nu)^{0,75} - 374,06 \times \log_{10}(\nu)^{-2}$$

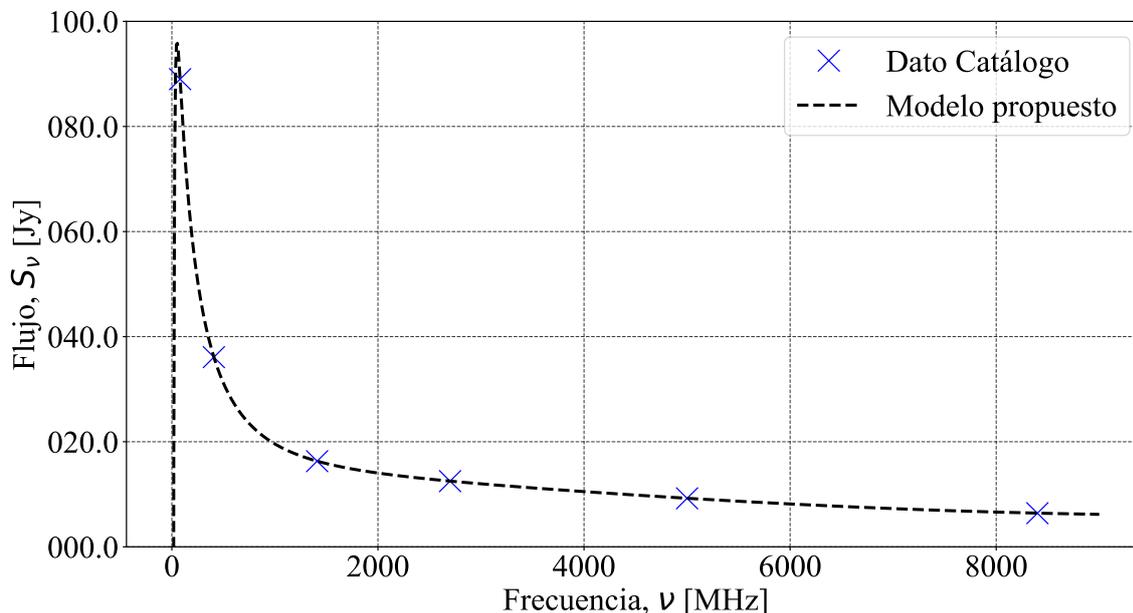


Figura 5.4: Modelos de ajuste para PKS 0521-365

## 5.2. Datos reales

La primer observación, que llamamos denominamos “Observación 1”, se realizó entre el 11 y 12 de Junio de 2015, los datos grabados no sirvieron para ser procesados y obtener información relevante para astronomía, pero este intento sirvió para conocer las limitaciones físicas de la antena. Hubo que extender los tiempos muertos entre posiciones, el formato de los archivos de schedule y catálogo que requiere la estación, el modo de operación EOLP (del inglés *Enhanced Open-Loop*) de la antena y la lectura de los datos crudos.

### 5.2.1. Observación con control de ganancia activado

El 28 de Marzo de 2016 se observaron las fuentes PKS 0521-36, PKS 1934-63 y B1145-676 (Tabla 5.2), a esta observación la denominaremos “Observación 2”. El plan de observación utilizado para estudiar la fuente PKS 1934-63, detallado en la Tabla 5.3, muestra que se realizaron seis escaneos ON (observación de la fuente) por seis escaneos OFF (campo cercano sin fuente), cada uno con una duración de 56 segundos de grabación, cada escaneo se realizó a distintas alturas como se puede observar en la Figura 5.5 que muestra la posición de la fuente sobre el horizonte.

Tabla 5.2: Información de las fuentes observadas. Datos extraídos de [78].

Fuente	RA “hh:mm:ss”	$\delta$ “ $\pm$ dd:mm:ss”	$S_{8.6\text{GHz}}$ [Jy] Jy	$B_J$ mag
PKS 0521-36	05:22:57.94	-36:27:30.4	6.57 <sub>1.04</sub>	16.09
PKS 1934-63	19:39:24.83	-63:42:45.4	2.99 <sub>0.15</sub>	18.87
B1145-676	11:47:33.40	-67:53:41.5	1.4 <sub>0.07</sub>	19.66

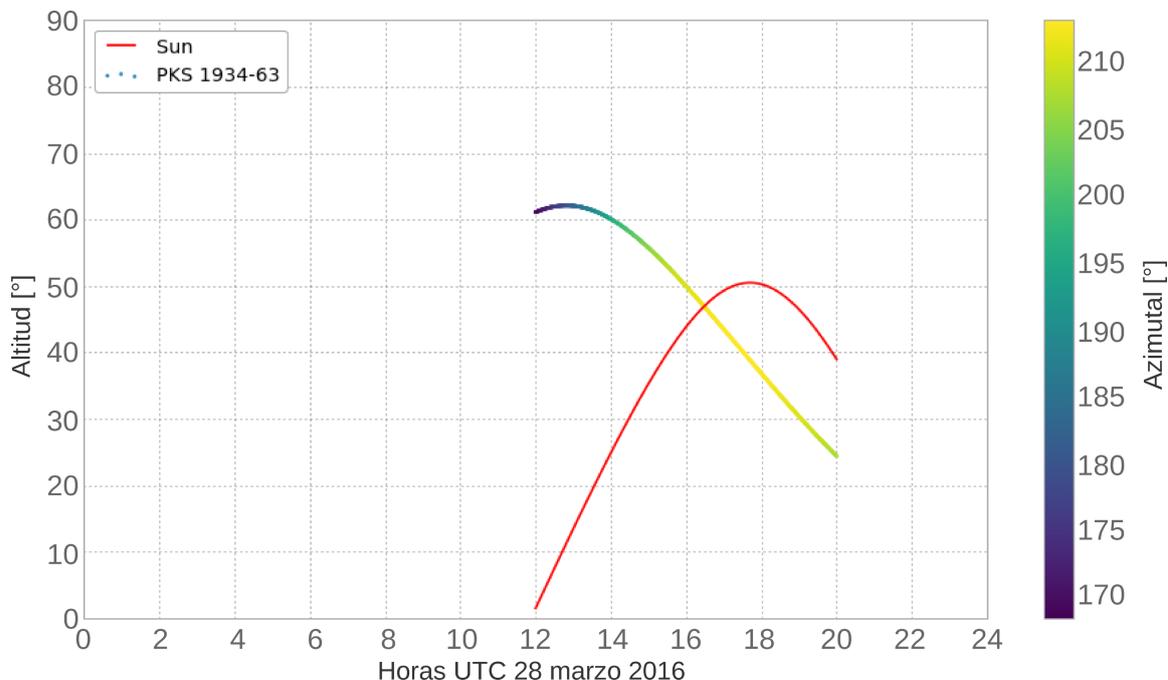


Figura 5.5: Seguimiento de la fuente PKS 1934-638 desde la ubicación de la antena.

Tabla 5.3: Intervalos de observación de la fuente PKS 1934-638.

ID	Fecha “YYYY/MM/DD”	Tiempo de inicio ON “hh:mm:ss”	Tiempo de inicio OFF “hh:mm:ss”	Tiempo de integración “ss”
1	2016/03/28	12:10:00	12:13:00	56
2	2016/03/28	12:15:00	12:18:00	56
3	2016/03/28	12:30:00	12:33:00	56
4	2016/03/28	16:00:00	16:03:00	56
5	2016/03/28	18:00:00	18:03:00	56
6	2016/03/28	19:00:00	19:03:00	56

La Figura 5.6 muestra el espectro de potencia de la fuente PKS 1934-638, grabado por la estación durante el estudio, en los 12 canales de adquisición. El espectro muestra una salida similar en todos los canales que puede ser causada por el hecho que el ancho de banda observado es muy angosto respecto del ancho de banda continuo emitido por la fuente, y que dentro de ese ancho de banda no hay líneas de emisión de la fuente observada. Al evaluar los datos adquiridos, se observó que el parámetro de control automático de ganancias (AGC por sus siglas en inglés) estaba habilitado, y el efecto de este parámetro lleva a la modificación de parte de la información de potencia de la señal

adquirida, dando un comportamiento similar al expresado respecto del ancho de banda es emisión y de observación. Debido a que el control automático de ganancias eleva la potencia de las posiciones en OFF y disminuye la potencia de las posiciones en ON, para obtener una salida constante, algo que es estrictamente necesario en telecomunicaciones, pero nocivo en observaciones radio astronómicas.

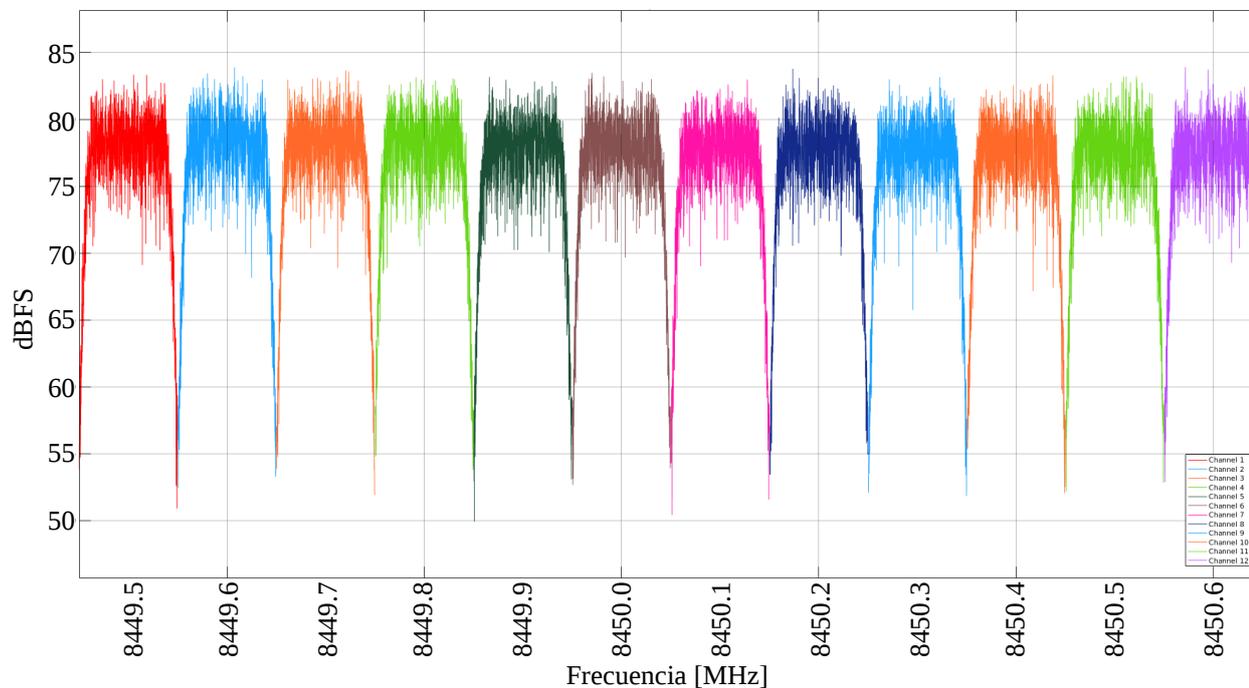


Figura 5.6: Espectro de la fuente PKS 1934-638 en ON (LHCP).

A pesar de este inconveniente detectado en este primer intento de observación, se realizó un análisis temporal de la señal recibida considerando el efecto del AGC, ya que se conoce el parámetro por el cual se ajustó automáticamente la ganancia de cada frame de datos (87 muestras por frame en 16 bits de cuantización).

El problema central es que aunque sabemos cuál es la magnitud por la cual el AGC varía la ganancia, no sabemos cuál es la referencia (desde el punto de vista interno del algoritmo de control) por el cual se ajustan en cada IFMS los 4 canales (es decir, como el AGC involucra altura, intensidad de fuente, calibración interna del equipo, tiempo de integración, entre otras cosas). Por lo tanto se puede diferenciar las posiciones ON y OFF de forma “cualitativa” pero no “cuantitativa” porque aunque tenemos las calibradoras, no las podemos comparar entre sí porque la señal es modificada todo el tiempo para cada observación. El AGC debe deshabilitarse para observaciones radio astronómicas, utilizando un nivel fijo de ganancia de la antena, es un parámetro que debe solicitarse explícitamente a la estación aún cuando se pide utilizar el modo EOLP para radio ciencia [39].

### Análisis temporal de la señal con AGC habilitado

La primera aproximación utilizada para obtener la amplitud de la señal observada corresponde a la variación temporal de la potencia instantánea de los valores IQ que corresponde al módulo de la señal compleja, mediante la expresión:

$$P_{out} = \sqrt{I^2 + Q^2} \quad (5.1)$$

Donde  $P_{out}$  es la potencia instantánea para cada muestra. Los valores obtenidos son relativos, y como el control automático de ganancia estaba activado, la salida no presenta diferencias entre posiciones ON y OFF como se aprecia en la figura 5.7

La expresión 5.1 no involucra el efecto de la ganancia, por este motivo se calculó la potencia recibida utilizando la potencia de salida aplicando una corrección con los valores de ajuste automático de la ganancia (eq. 5.2), información contenida en la cabecera de los paquetes UDP. Luego se promedió durante un intervalo de tiempo de 10 microsegundos (eq. 5.4).

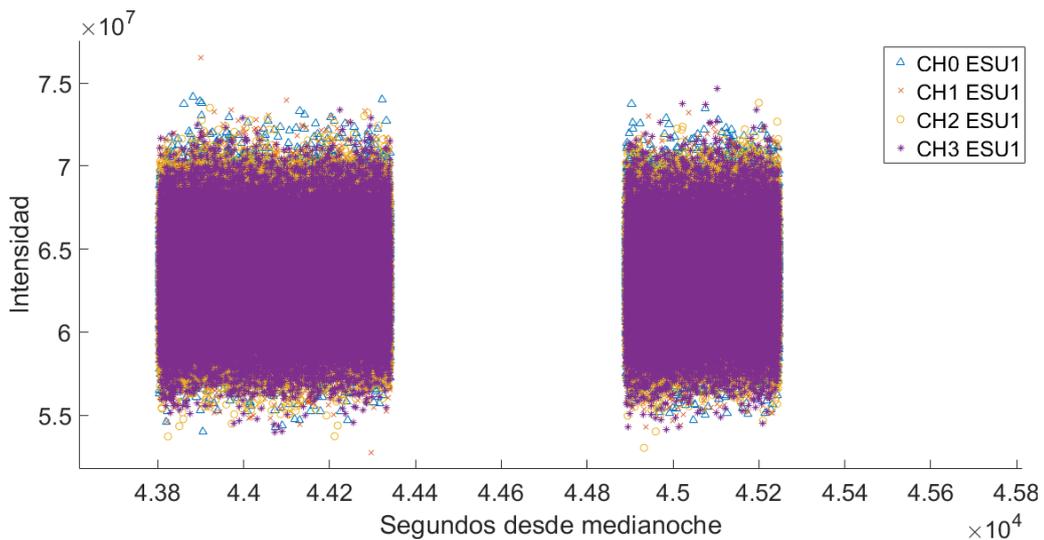


Figura 5.7: Señal temporal con AGC habilitado y sin corrección del efecto de ganancia, para la fuente PKS 1934-638, secuencia ON-OFF-ON-OFF-ON-OFF.

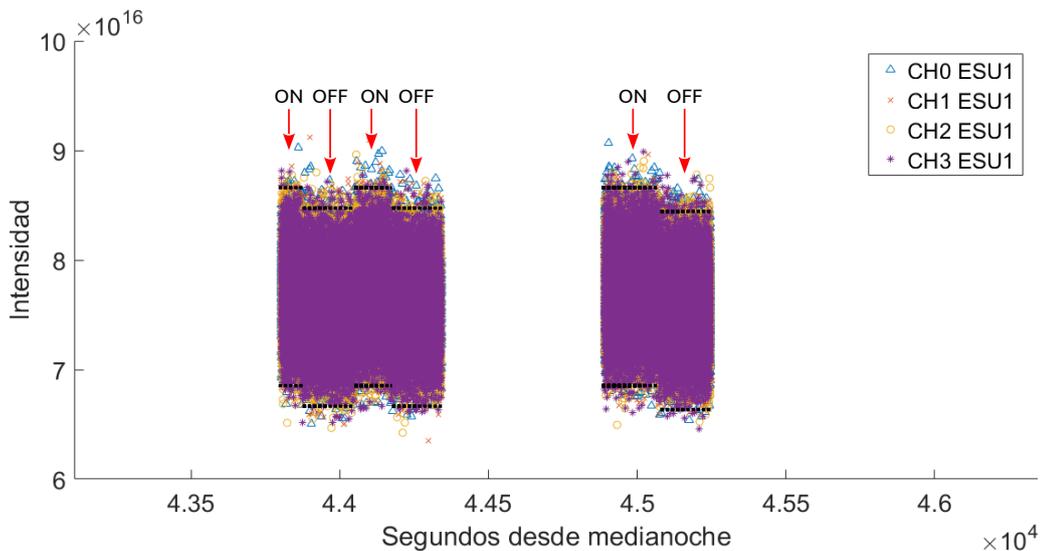


Figura 5.8: Señal temporal de la fuente PKS 1934-638 con corrección del efecto de ganancia, secuencia ON-OFF-ON-OFF-ON-OFF para los primeros 4 canales.

$$G = 10 \times \log \left( \frac{P_{out}}{P_{in}} \right) \quad (5.2)$$

$$P_{in} = P_{out} \times 10^{\left(\frac{G}{10}\right)} \quad (5.3)$$

$$PA = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n P_{in_i} \quad (5.4)$$

$$= \frac{1}{n} (P_{in_1} + P_{in_2} + \dots + P_{in_n}) \quad (5.5)$$

Una vez aplicada la corrección de ganancias, se puede apreciar la variación de nivel de señal entre posiciones ON y OFF (ver figura 5.8), que se corresponden con el schedule de observación, pero como se dijo, no es más que una apreciación cualitativa de la variación de la señal. Este intento de observación nos llevó a realizar nuevas pruebas pero con ganancia fija, es decir con AGC deshabilitado.

### 5.2.2. Observación con ganancia fija

Durante 2017 se realizaron 3 pedidos de observación, a los que denominaremos “Observación 3, 4 y 5” respectivamente. La Observación 3 se realizó el 07 de febrero de 2017, consistió en observar las fuentes PKS 1934-638 y 0521-635, el detalle de la observación se encuentra en el reporte de la ESA en el apéndice B. Las figuras 5.9a y 5.9b muestran para la fuente PKS 1934-638 los resultados obtenidos mediante el método de conmutación de posición y se comparan con los datos y modelos publicados. Se puede apreciar que los valores promediados están próximos a los valores obtenidos por los modelos publicados.

Las figuras 5.10a y 5.10b muestran para la fuente PKS 0521-365 los resultados obtenidos mediante el método de conmutación de posición y se comparan con los datos y modelos publicados. Se puede apreciar que los valores promediados están próximos a los valores obtenidos por el modelo propuesto. Inclusive las salidas promedio obtenidas de los IFMS 1 y 2 están sobre la línea del modelo (primeros y últimos 4 canales).

Siguiendo con las observaciones, se propuso aumentar la estadística obtenida por observación, para ello se realizó la Observación 4, entre el 12 y el 14 de septiembre de 2017. La misma consistió en observar nuevamente las fuentes PKS 1934-638 y PKS 0521-635, durante 3 días seguidos, para evaluar misma altura y posición con la intención de eliminar sistemáticos de los análisis; el detalle de la observación se encuentra en el reporte de la ESA en el apéndice B.

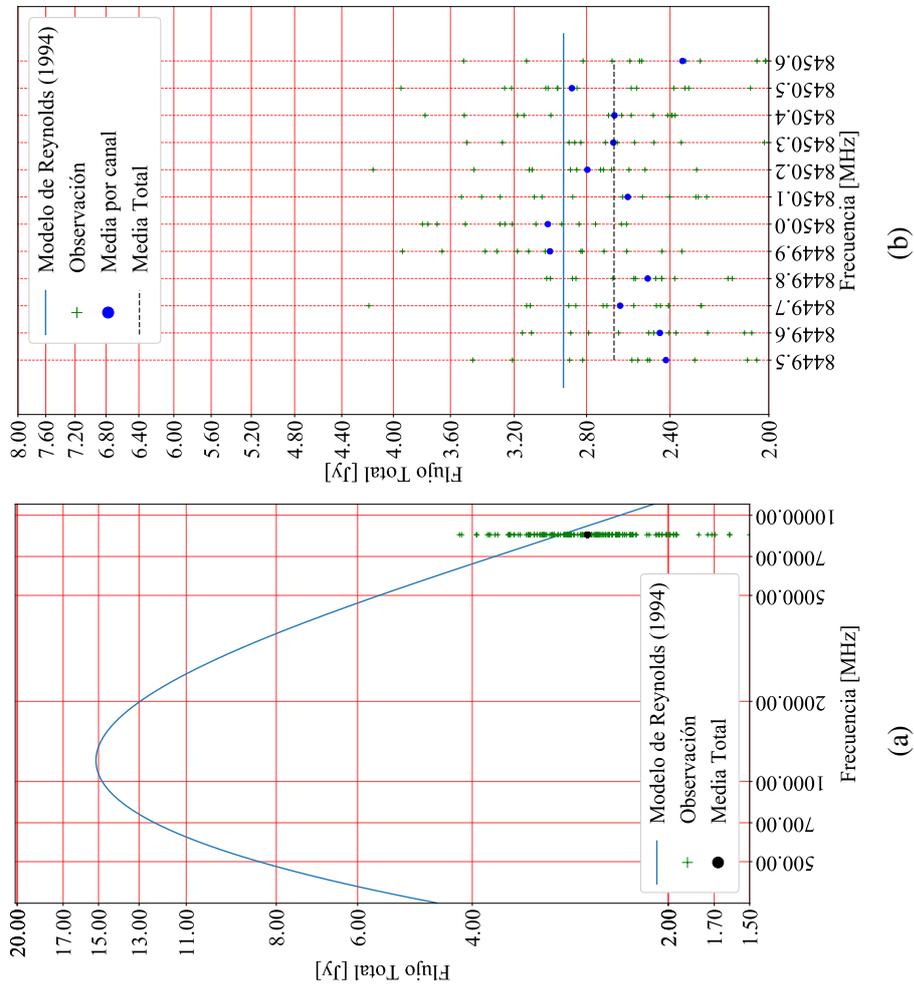


Figura 5.9: (a) Modelo fuente PKS 1934-638 y las mediciones correspondientes a la observación, y (b) valores del modelo de Reynolds y datos observados.

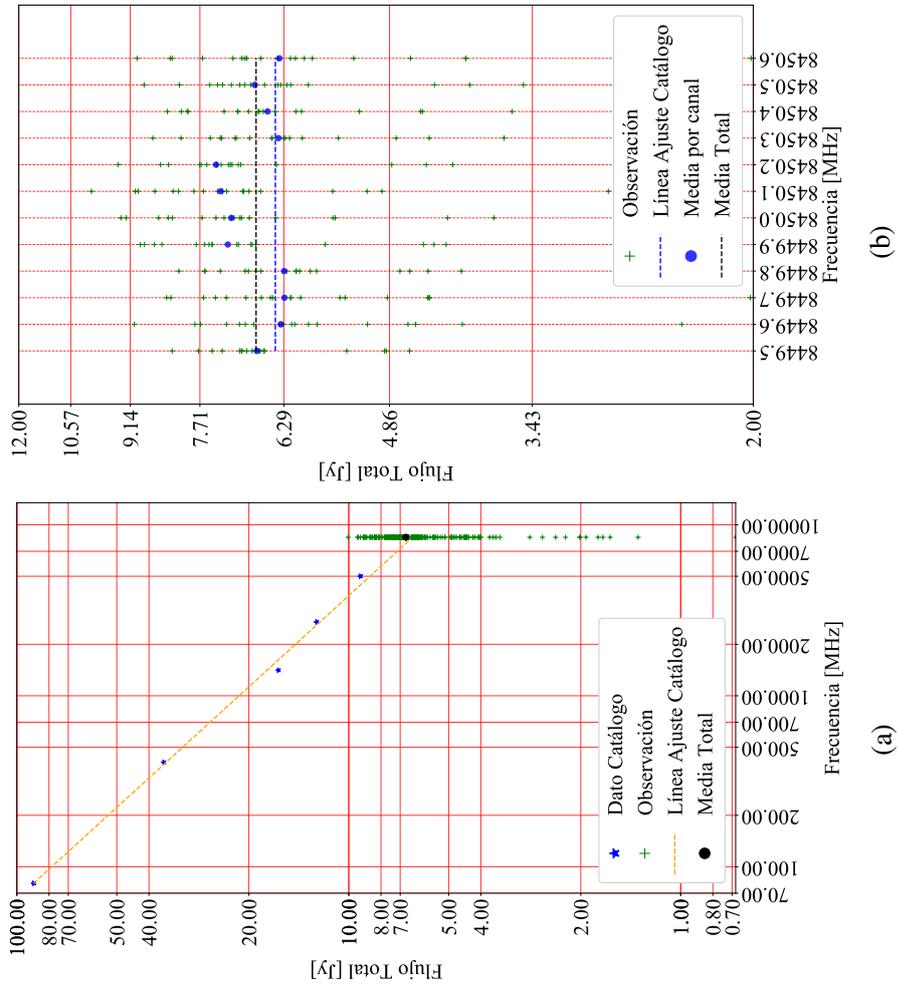


Figura 5.10: (a) Datos de catálogo de los valores de flujo de la fuente PKS 0521-365, valores extrapolados de la bibliografía y (b) valores de observación de la fuente 521-635.

Las figuras 5.11 y 5.12 muestran los resultados obtenidos mediante el método de conmutación de posición y se comparan con los datos y modelos publicados. Los valores medidos tienen aproximadamente un 15% de error respecto de los modelos.

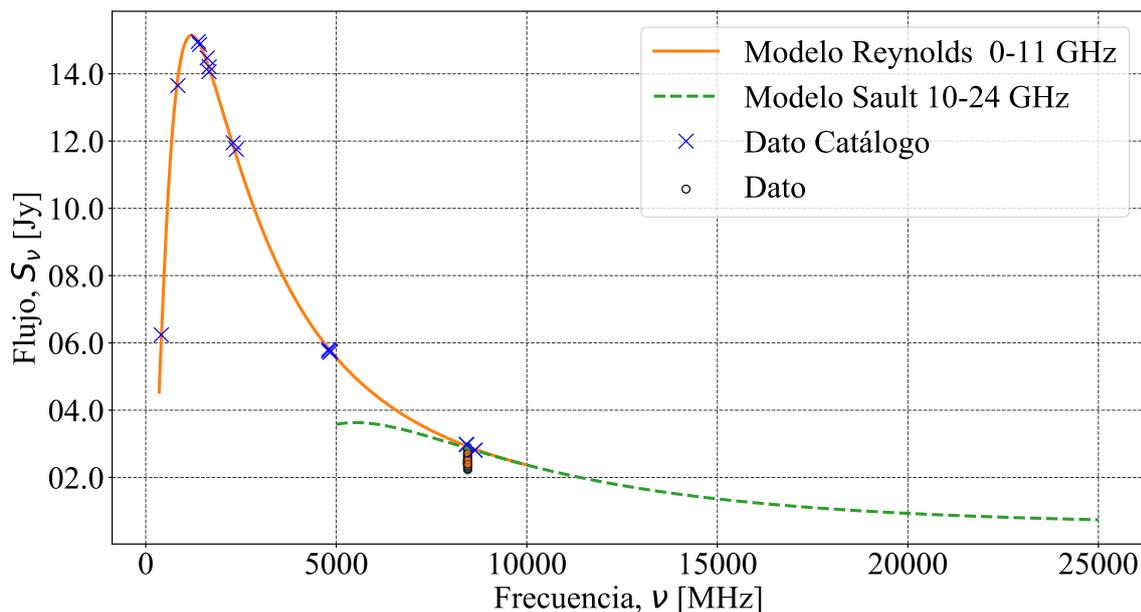


Figura 5.11: Modelos publicados para diferentes rangos de frecuencia y los datos publicados con cruces para la fuente PKS 1934-638. Los valores marcados con puntos representan los datos adquiridos por DSA 3.

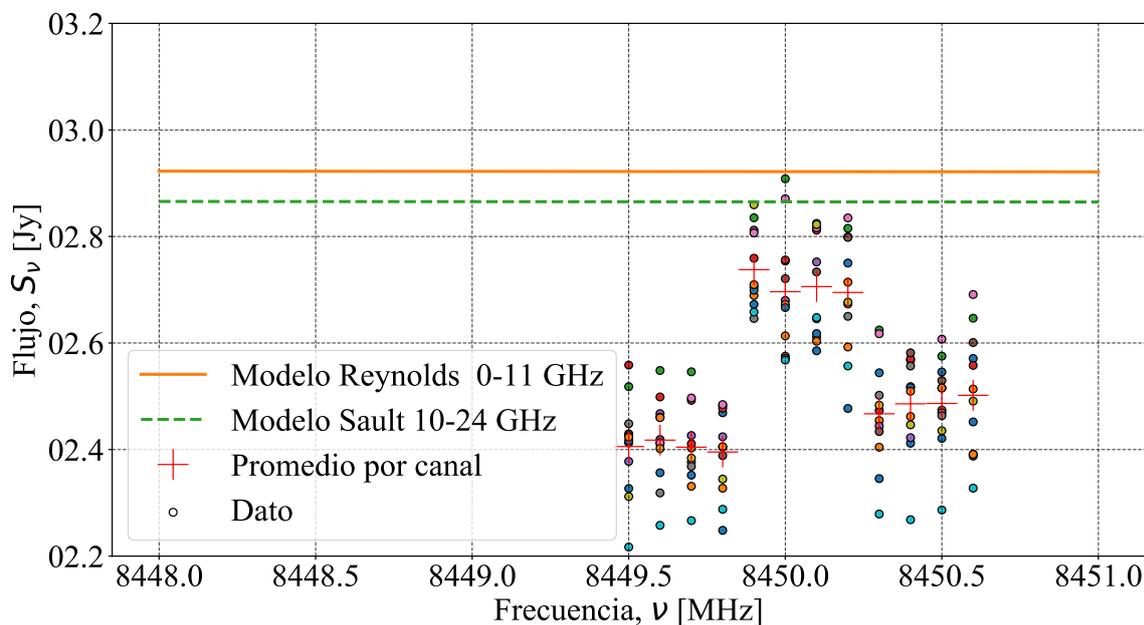


Figura 5.12: Fuente calibradora PKS 1934-638, aquí se muestra un acercamiento sobre el ancho de banda observado por DSA 3, el error entre los modelos y los datos es 15%, y el desplazamiento entre los canales de frecuencia se debe a la calibración entre los dispositivos IFMS.

En esta observación obtuvimos valores próximos a los modelos y datos publicados. En las figuras todos los datos se podrían agrupar entre grupos de 4 canales cada uno, cada grupo correspondiendo a una combinación de los 4 canales de polarización izquierda y derecha de un IFMS respectivamente. Entonces se puede observar que se requiere de un ajuste individual por IFMS, por lo tanto lo que

se decidió hacer es tomar la fuente PKS 1934-638 como referencia calibradora y ajustar las medias observadas al modelo publicado para obtener el valor de ajuste de corrección a aplicar a cada IFMS, aplicando este parámetro los valores medidos de la otra fuente, PKS 0521-365.

En las figuras 5.13 y 5.14 se observan valores próximos a los modelos y datos publicados para la fuente PKS 0521-365, ajustados por los factores de ponderación calculados con la fuente calibradora PKS 1934-638 y sus modelos publicados. Podemos observar que el error ahora es aproximadamente de entre un 6% y un 10% para las medias medidas y ajustadas.

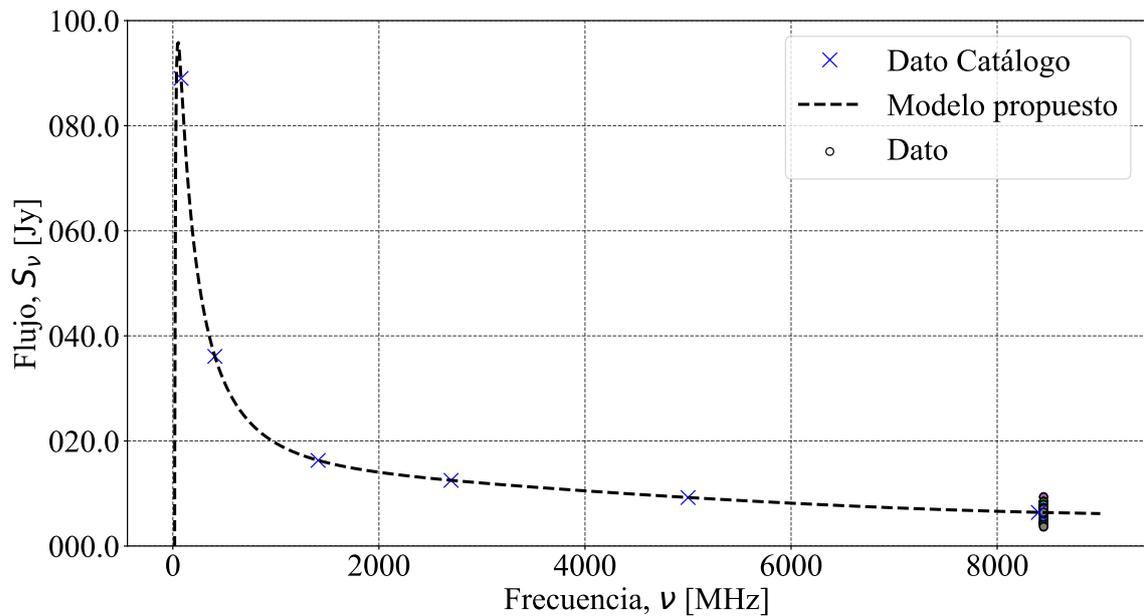


Figura 5.13: Modelo propuesto PKS 0521-365 y los datos publicados con cruces. Los valores marcados con puntos representan los datos adquiridos por DSA 3.

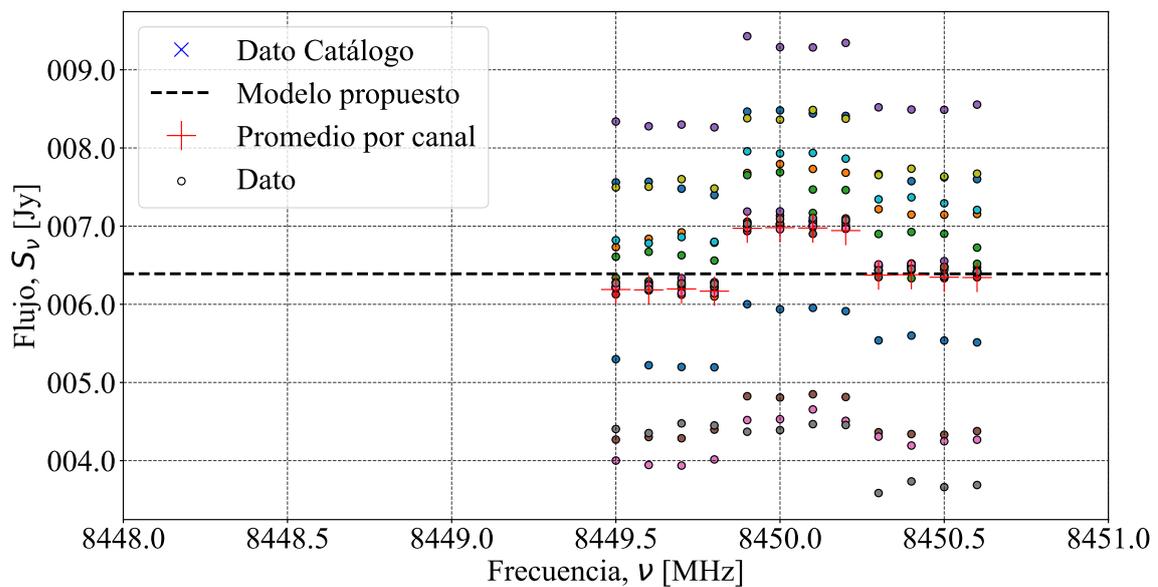


Figura 5.14: Fuente calibradora PKS 0521-365, aquí se muestra un acercamiento sobre el ancho de banda observado por DSA 3, el error entre el modelo y los datos es inferior al 6%, y el desplazamiento entre los canales de frecuencia se debe a la calibración entre los dispositivos IFMS.

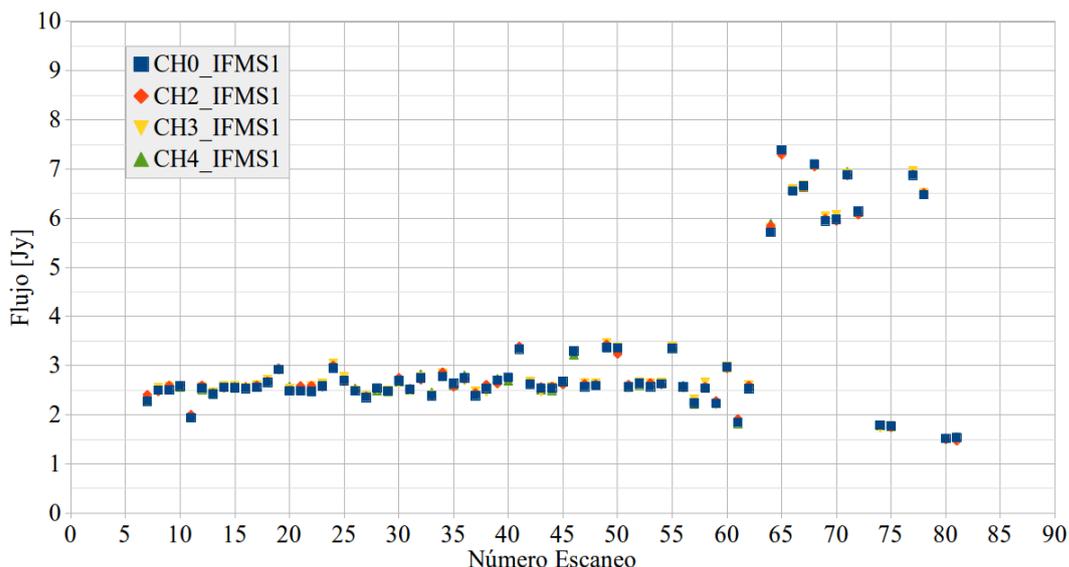


Figura 5.15: Secuencia de escaneos, observación 5. Se aprecia la salida IFMS1 con la diferencia entre ON y OFF procesada. Se observa el orden de observación de las fuente, primero PKS 1934-638, luego PKS 0521-365 y finalmente se permutación entre PKS 0521-365 y PKS 0823-500.

La Observación 5 se realizó entre el 11 y el 12 de Octubre de 2017, lamentablemente para esta observación solo estaban disponibles los IFMS 1 y 2, y consistió en repetir las observaciones de las fuente PKS 1934-638 y 0521-635, agregando la fuente PKS 0823-500 para validación con una tercer fuente, evaluando misma altura y posición con la intención de eliminar sistemáticos del análisis; el detalle de la observación se encuentra en el reporte de la ESA en el apéndice B. En las figuras 5.15 y 5.16 se aprecia la salida de flujo total calculado por diferencia relativa ON y OFF, usando como calibradora la fuente PKS 1934-638 respecto del modelo de Reynolds, para la observación completa con el orden en que se observaron las fuentes. Los primeros escaneos corresponden a PKS 1934-638, después a PKS 0521-365 y finalmente se permutó entre PKS 0521-365 y PKS 0823-500.

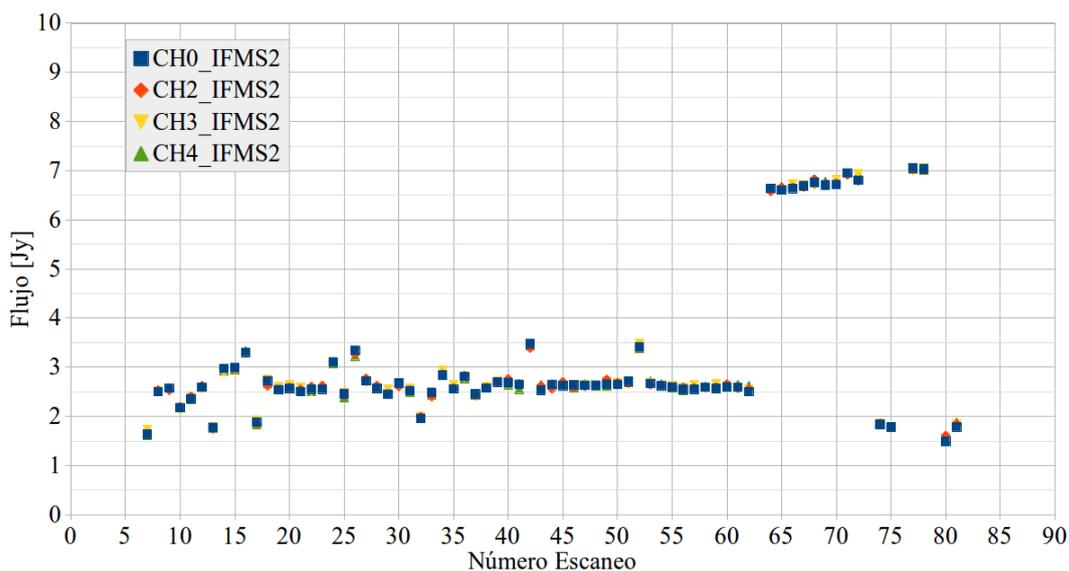


Figura 5.16: Secuencia de escaneos, observación 5. Se aprecia la salida IFMS2 con la diferencia entre ON y OFF procesada. Se observa el orden de observación de las fuente, primero PKS 1934-638, luego PKS 0521-365 y finalmente se permutación entre PKS 0521-365 y PKS 0823-500.

Las figuras 5.17 y 5.18 muestran los resultados obtenidos mediante el método de conmutación de posición y se comparan con los datos y modelos publicados para la fuente PKS 1934-638, nuevamente se aprecia una diferencia con los modelos publicados de cerca del 10% por lo cual se calculó un factor de corrección  $M = \log(3)$ , con el cual se corrigieron las demás observaciones.

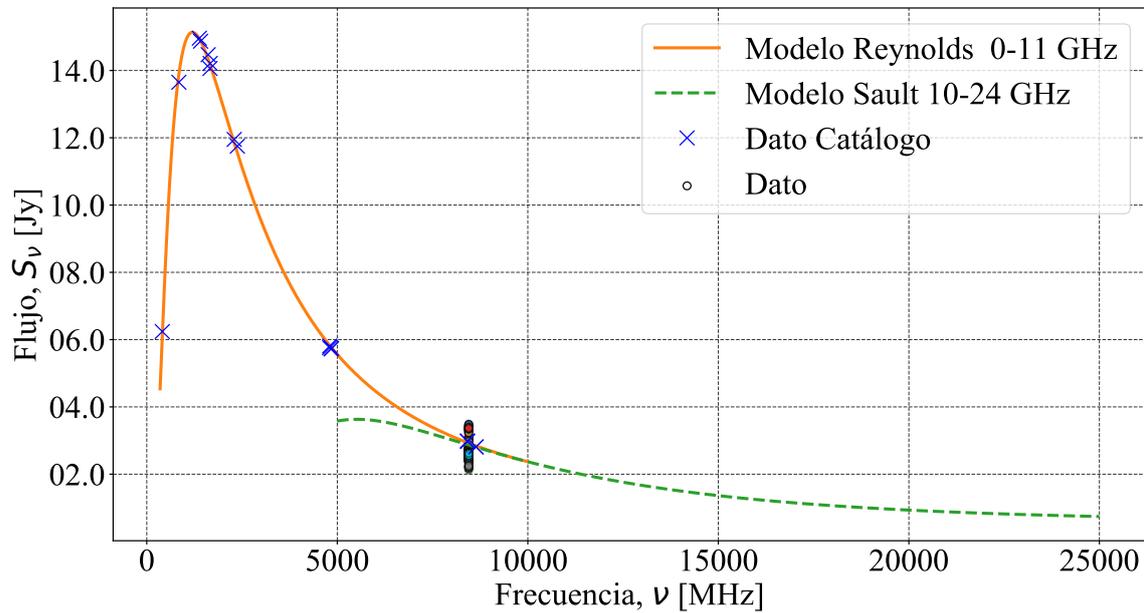


Figura 5.17: Muestra el modelo propuesto PKS 1934-638 y los datos publicados con cruces. Los valores marcados con puntos representan los datos adquiridos por DSA 3.

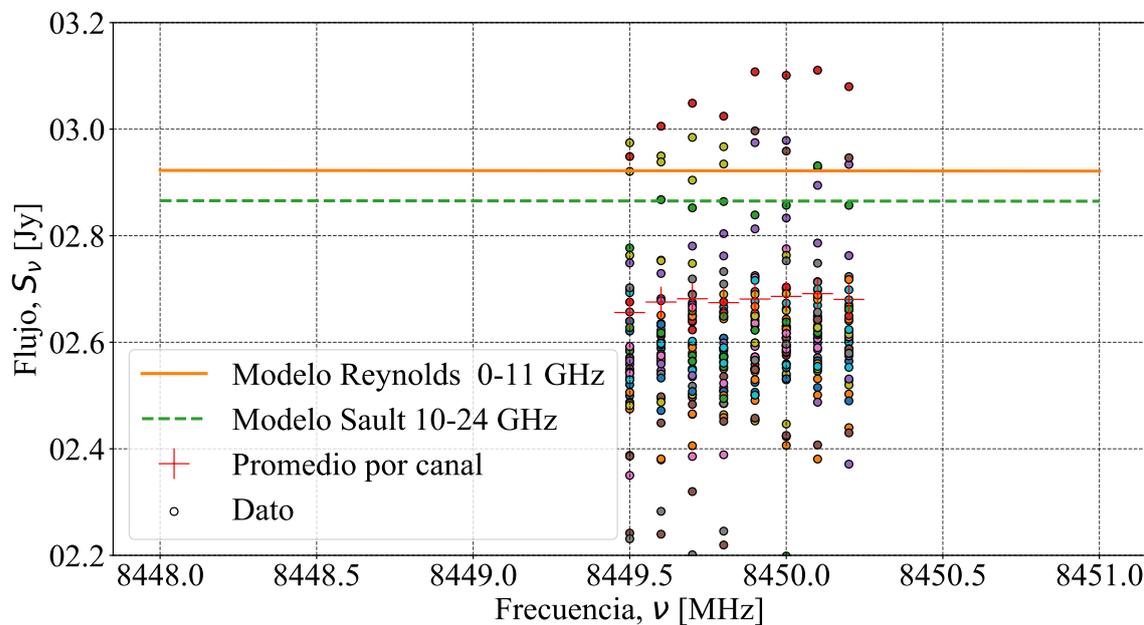


Figura 5.18: Fuente calibradora PKS 1934-638, aquí se muestra un acercamiento sobre el ancho de banda observado por DSA 3, DOY 285.

Las figuras 5.19 y 5.19 muestran los resultados obtenidos mediante el método de conmutación de posición y se comparan con los datos y modelos publicados para la fuente PKS 0521-365, habiendo aplicado el factor de corrección  $M = \log(3)$  para corregir los valores.

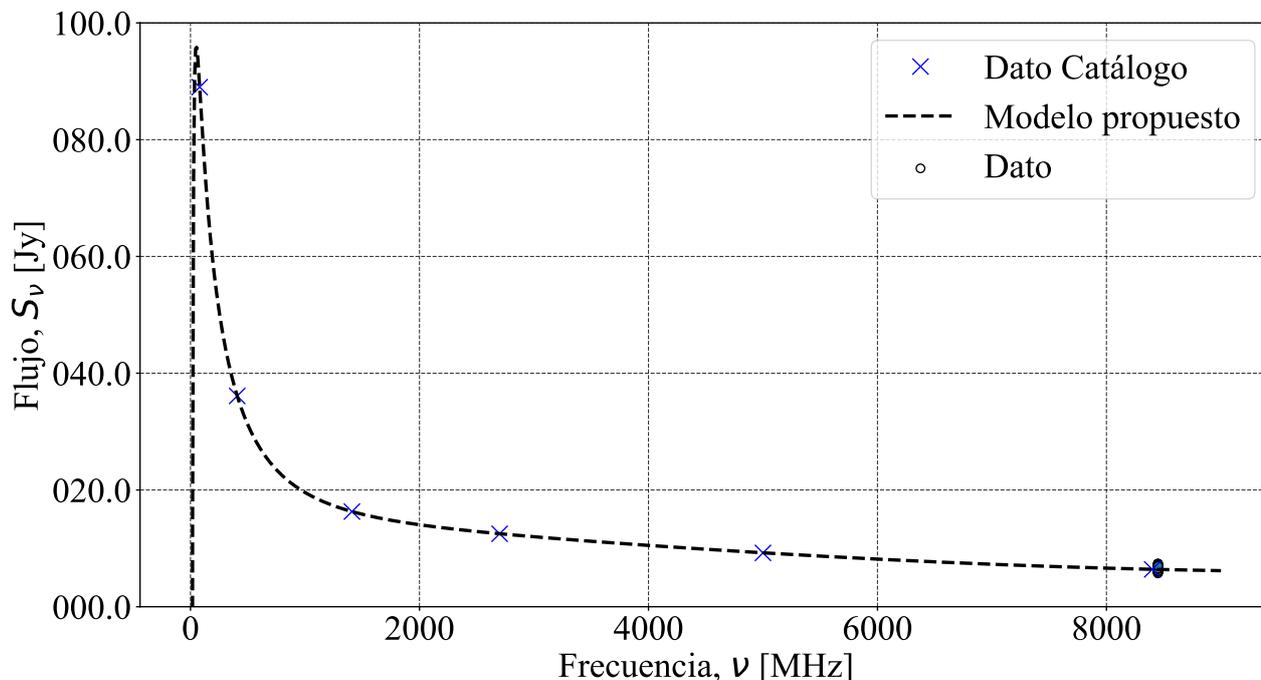


Figura 5.19: Muestra el modelo propuesto PKS 0521-365 y los datos publicados con cruces. Los valores marcados con puntos representan los datos adquiridos por DSA 3.

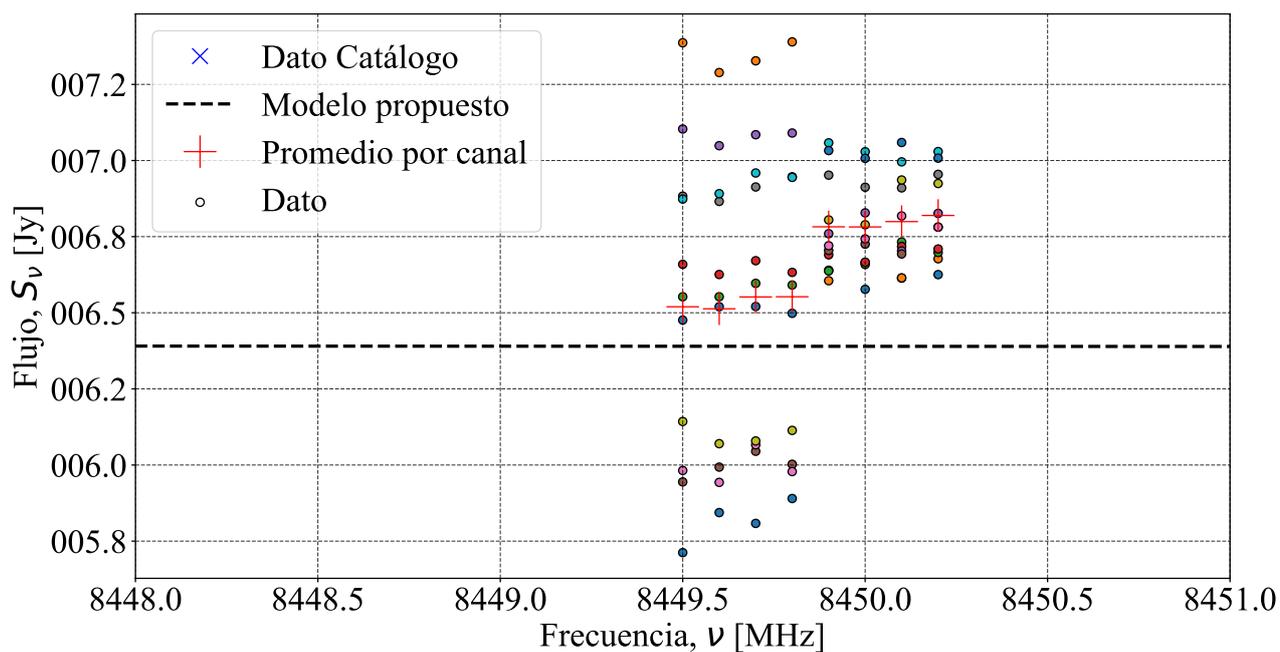


Figura 5.20: Fuente calibradora PKS 0521-365, aquí se muestra un acercamiento sobre el ancho de banda observado por DSA 3, DOY 285.

Finalmente para la fuente PKS 0823-500, la cual se eligió para validar los resultados y revisar el método, se decidió tomar los datos publicados en la base de datos SYMBAD y en la base de datos de ATCA, y con estos valores se obtuvo la siguiente curva de ajuste:

$$\log(S_\nu) = 15,897 - 17,301 \times \log(x)^{-1} - 4,033 \times \log(x)^{0,75} \quad (5.6)$$

En las figuras 5.21, 5.22 y 5.23 se observan los resultados obtenidos mediante el método de conmutación de posición y se comparan con los datos y modelos publicados para la fuente PKS

0823-500, se puede apreciar que los resultados son consistentes con los obtenidos principalmente por ATCA 5.23.

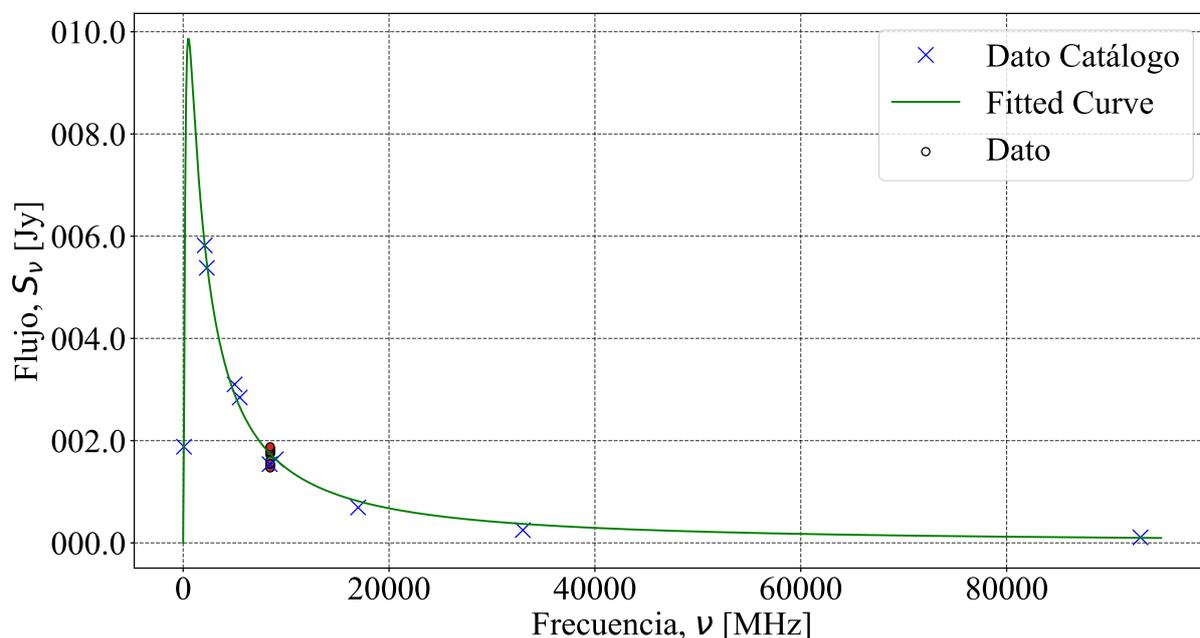


Figura 5.21: Muestra el modelo propuesto PKS 0823-500 y los datos publicados con cruces. Los valores marcados con puntos representan los datos adquiridos por DSA 3.

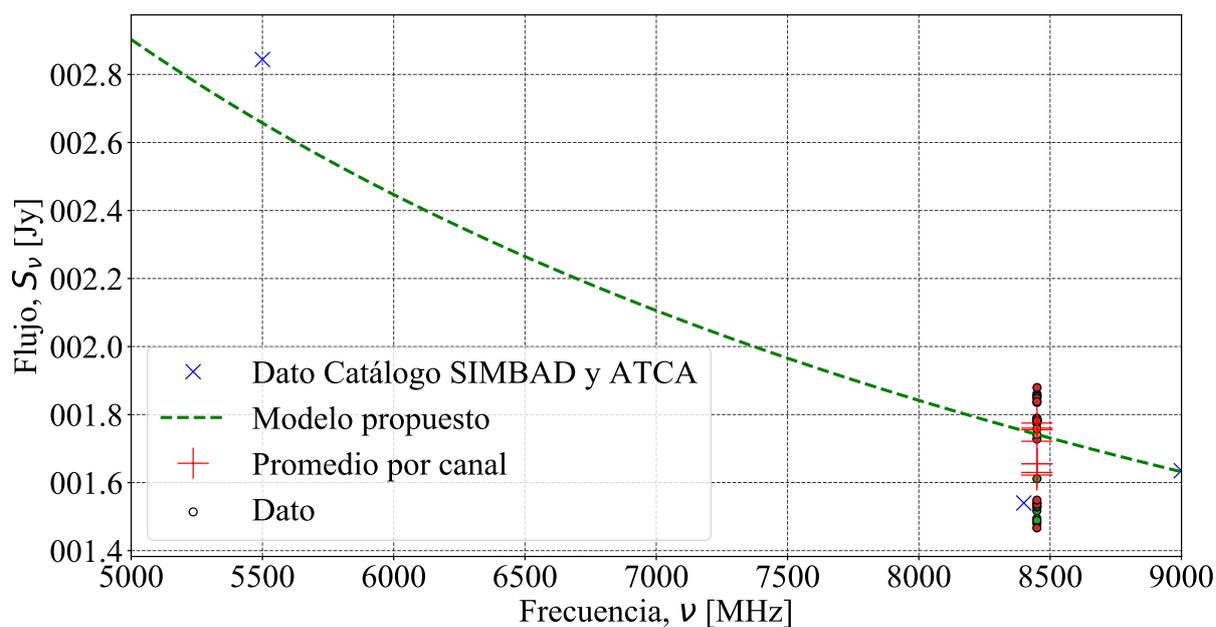


Figura 5.22: Fuente calibradora PKS 0823-500, aquí se muestra un acercamiento sobre el ancho de banda observado por DSA 3, DOY 285, y se puede apreciar una mayor concordancia con los datos de ATCA.

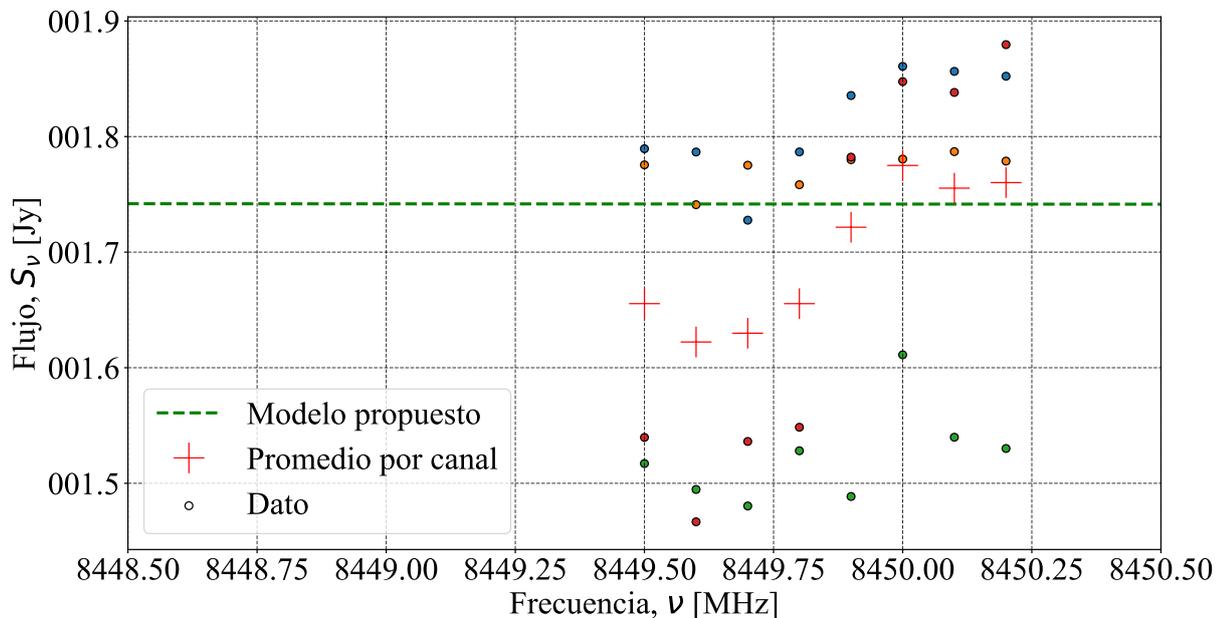


Figura 5.23: Fuente calibradora PKS 0823-500, aquí se muestra un acercamiento sobre el ancho de banda observado por DSA 3, DOY 285.

En la Tabla 5.4 se muestran los valores de flujo total obtenidos para las diferentes fuentes, junto con la desviación estándar de las mediciones en cada subbanda de frecuencia y los valores de referencia para 8.4 GHz. Nuevamente se utilizó a la calibradora primaria PKS 1934-638 como referencia para calcular los factores de corrección de cada IFMS y ajustar los resultados medidos de las demás fuentes. Los valores se aproximan a los valores de referencia, sin embargo se puede apreciar que el error inicial para PKS 1934-638 fue de alrededor del 20%, por lo cual los valores ajustados también presentan un error mas alto que el obtenido en la observación 4. A pesar de esto la fuente de validación elegida dio un valor próximo al de referencia  $\pm 15\%$  de error.

Las fuentes de error en este tipo de análisis son principalmente (i) los tiempos muertos entre posiciones ON / OFF, cuanto menor sea este tiempo se obtienen mejores resultados, (ii) el tiempo de integración en cada posición, los observatorios recomiendan 10 segundos por posición, algo que no se pudo hacer con DSA 3, (iii) la referencia de ruido es desconocida ya que la posición OFF es una referencia estocástica, usar una referencia de ruido del sistema disminuye notablemente el error.

Tabla 5.4: Tabla resumen de resultados, comparación DOY 038 y DOY 285.

DOY	Nombre	Flujo por canal y frecuencia ( $S_v$ [Jy])												Número
		8449.50	8449.60	8449.70	8449.80	8449.90	8450.00	8450.10	8450.20	8450.30	8450.40	8450.50	8450.60	
	Fuente	<i>prom</i>	<i>prom</i>	<i>prom</i>	<i>prom</i>	<i>prom</i>	<i>prom</i>	<i>prom</i>	<i>prom</i>	<i>prom</i>	<i>prom</i>	<i>prom</i>	<i>prom</i>	Escaneo
038	1934-638	2,902	2,910	2,901	2,882	2,717	2,680	2,714	2,688	2,775	2,786	2,765	2,793	10
285	1934-638	2,845	2,869	2,872	2,866	2,618	2,640	2,643	2,637	---	---	---	---	55
038	0521-365	7,208	7,185	7,204	7,175	6,582	6,614	6,575	6,562	6,845	6,874	6,837	6,823	55
285	0521-365	6,938	6,939	6,978	6,973	6,433	6,435	6,474	6,469	---	---	---	---	10
285	0823-500	1,799	1,763	1,771	1,799	1,655	1,622	1,630	1,655	---	---	---	---	4

Valor de referencia de SYMBAD: 1934-638 3  $J_{y8400}$ , 0521-365 6, 4  $J_{y8400}$  y 0823-500 1, 54  $J_{y8400}$



# Capítulo 6

## Conclusiones

Desde sus inicios en el siglo XX, la radioastronomía ha sido una técnica poderosa para el descubrimiento de las estructuras de menor temperatura en el Universo, como así también de fenómenos que transmiten información de eventos energéticos de manera indirecta. Si se tiene en cuenta que los radiotelescopios han sido desde sus inicios diseñados para las comunicaciones, no resulta extraño encontrarse en el siglo XXI nuevamente frente al desafío de utilizar instrumentos emisores/receptores de ondas de radios pensados para comunicarse con naves que observan y estudian cuerpos del Sistema Solar, más allá de la Tierra, estas comunicaciones requieren de nuevo instrumental, más sensible, preciso y complejo. Frente a estos avances en la tecnología, los astrofísicos se encuentran con nuevos recursos que, tal como ocurrió hace casi un siglo, no han sido desarrollados para la investigación científica del Universo.

Podríamos aventurarnos a afirmar, que los desafíos a los que se enfrentaron Penzias y Wilson cuando los Laboratorios Bell los contrataron para estudiar el “ruido persistente” que las antenas de comunicaciones presentaban y que los llevó a la detección de la radiación de fondo en microondas, remanente fósil del Big Bang (Penzias, Wilson 1965), son similares a los desafíos a los que fue necesario enfrentarse en el presente trabajo, en el cual fue posible demostrar que una antena pensada y diseñada para comunicaciones con las naves de las misiones de la ESA, también es adecuada para detectar radiación electromagnética en la región de radio, proveniente de objetos celestes. Este logro, abre una puerta a los posibles usos astrofísicos de la DSA 3 para Argentina y como recurso a ofrecer a otros científicos.

Es posible concluir, a partir de este trabajo, que DSA 3 es capaz de comportarse como un radiotelescopio de plato único utilizando los dispositivos de telecomunicación ya instalados, teniendo en cuenta algunas limitaciones y eligiendo correctamente la técnica de observación.

Sabiendo que los datos de comunicaciones no tienen un formato apto para la comparación con aquellos provenientes de otras facilidades radioastronómicas, el presente trabajo mostró una forma relativamente simple que permite procesar los datos grabados por la antena DSA 3 no solo en un tiempo aceptado como razonable en astronomía, equivalente al tiempo de observación (por cada hora de observación, se requiere una hora de procesamiento), sino también en un formato comprensible para los astrónomos; de esta manera se pudo alcanzar el primer objetivo de esta tesis que es utilizar la DSA 3 como radio telescopio usando el equipamiento existente. Evidentemente, si uno modifica el equipamiento, puede decidir sobre la adquisición y reducción de los datos, desafío que se describirá como planes futuros.

Para desarrollar el software de reducción de los datos, se decidió realizar observaciones astronómicas en diferentes momentos y épocas del año, de esta manera se logró verificar los resultados y comprender cómo es el uso de una antena de estas características, sus limitaciones y sus ventajas. Esta tarea no fue trivial, debido a que el instrumento, en general fue como una “caja negra” que debió ser descifrada.

Si bien esta investigación perseguía la instalación de la DSA 3 como facilidad astronómica y asegurar el uso de tiempo de observación con fines científicos, tiempo que Argentina posee por ser país anfitrión de la facilidad; la puesta a prueba del uso no convencional de la DSA 3 fue también de interés para ESA, ya que ninguna de las otras 2 antenas instaladas en el planeta cumple con la función de radiotelescopio de plato único.

Tal como se describió en las diferentes secciones de esta Tesis, fue posible establecer los procedimientos necesarios para hacer uso del instrumento, el método de observación recomendado a los futuros usuarios del instrumento y obtener resultados satisfactorios que, con seguridad, permitirán el desarrollo de futuros proyectos astronómicos que hagan uso de antenas de espacio profundo en Argentina y en otras partes del mundo.

Entre los logros fundamentales mostrados en esta tesis para llegar al objetivo principal de poder usar la antena DSA 3 como radiotelescopio de plato único, podemos destacar:

- El multiprocesamiento de datos con CPU y GPU y el cuello de botella de la manipulación de bits:

Cuando el arreglo de datos a procesar es chico (del orden de 180 MB) no hay una diferencia notable entre procesar los datos usando el CPU o usando el GPU. Esto se debe a que en este caso es más crítico el tiempo para transferir datos entre el Host y el dispositivo GPU que el tiempo de cálculo de la raíz cuadrática media de los elementos del arreglo. Sin embargo se pudo observar un leve incremento en la velocidad de procesamiento del software cuando se utilizó el GPU, debido a que durante el tiempo de ejecución en el GPU, el CPU queda liberado para continuar con otros procesos del pipeline. Esto significa un aumento de velocidad desde el punto de vista funcional y no por el hecho de usar un hardware en particular.

A pesar de que la operación de cálculo de raíz-cuadrática-media en GPU es una operación más rápida que en el Host, (y además es un ejemplo en casi toda la bibliografía sobre programación de GPU) el tiempo de transferencia del arreglo de datos del Host al dispositivo GPU representa un verdadero cuello de botella, y teniendo en cuenta que los GPU no están optimizados para realizar manipulación de bits, es inevitable tener que procesar gran parte del pipeline en el Host, ya que el principal trabajo de decodificación de los datos consiste en manipulación de bits, las cuales son operaciones optimizadas en los CPU. Sin embargo si se deseara realizar otro tipo de análisis de los datos y no sólo calcular la RMS, como por ejemplo realizar un espectrograma de la señal, esta operación si se beneficiaría del uso del GPU, y simplemente se debería implementar al final del pipeline, reemplazando la función de cálculo.

- Los resultados obtenidos de fuentes conocidas y la falta de acceso a una referencia de ruido del sistema:

En el presente trabajo se buscó resolver la falta de acceso a una referencia de ruido del sistema, algo que es común en todos los radiotelescopios convencionales. Como se demostró en este

trabajo de investigación, es posible utilizar dos posiciones del cielo, una con la fuente de interés (señal más ruido) y otra que represente solo el cielo sin fuente (solo ruido). Los resultados obtenidos fueron satisfactorios, ya que los valores obtenidos para cada fuente astronómica elegida dieron valores próximos a la bibliografía existente y los catálogos publicados. En este tipo de solución de compromiso fue determinante la elección de los objetos y sus respectivas posiciones de ruido o referencia, el intervalo de integración de ambas posiciones tuvo que ser el mismo siempre. Por limitaciones de la antena no se pudo reducir los tiempos entre cada posición de observación a menos de 1 minuto entre ellas, sin embargo la antena mostró ser muy estable durante el tracking de una posición en particular, lo que permitió tener valores estables dentro de las posiciones de fuente mas ruido y las posiciones de solo ruido.

En conclusión, con este trabajo se demostró que se puede hacer uso de la DSA 3 con fines radioastronómicos, como radio telescopio de reflector único, sin cambiar el hardware y equipamiento existente en la antena, con algunas limitaciones de resolución y un grado de error en las mediciones aceptable en astrofísica. Para evitar las limitaciones impuestas por el equipamiento, tener más flexibilidad de operación y la posibilidad de utilizar varias antenas con un único equipamiento, sería recomendable el desarrollo de un dispositivo específico capaz de manejar más subcanales, tal vez un ancho de banda más amplio y la posibilidad de trabajar en más de una antena, además de conseguir acceso a una referencia de ruido del sistema o generar una referencia propia.

Esta tesis constituye el primer proyecto que se desarrolló en Argentina para proveer a la comunidad científica las bases de uso y conocimiento sobre las características y hardware de una antena de espacio profundo de ESA, para permitir el desarrollo de nuevos proyectos por parte de distintos grupos de investigación, y poder hacer uso del 100% del tiempo disponible para el uso científico de la antena, el cual corresponde con el 8% del tiempo de operación de la DSA 3.

Este trabajo permitirá el uso de facilidades similares instaladas en el territorio nacional, tal es el caso de la antena de la base China instalada en Neuquén, que cuenta con una tecnología similar a la estudiada en esta Tesis vinculada con la DSA 3. Se espera que este primer trabajo de investigación, relacionado con el uso de antenas de espacio profundo, sea la base de nuevos proyectos en Argentina.

Como se ha detallado en esta Tesis, las Antenas de Espacio Profundo constituyen una facilidad más para ser aprovechadas por los astrónomos y astrofísicos. Es una fuente de posibilidades de desarrollo tecnológico en el marco de la ciencia moderna, en la que los grupos de investigación son interdisciplinarios y abordan proyectos en donde los estudios multilongitud de onda resultan fundamentales.

## **6.1. Trabajo futuro**

Como se desprende del desarrollo de este trabajo de investigación, parte de las dificultades encontradas para su concreción estuvieron relacionadas con la necesidad de utilizar en astronomía el instrumento tal como es utilizado en comunicaciones. Por ello, uno de los trabajos futuros que resulta de interés para la comunidad local, es el desarrollo de un equipo de adquisición de diseño propio. Conocer el know-how durante el desarrollo, teniendo control de toda la adquisición evitando cajas negras, si bien es un desafío, resolvería muchos de los problemas que hubo que abordar en este trabajo. Este equipo podría estar basado en equipamiento de código abierto como el proyecto ROACH2

o SKARAB de CASPER <sup>1</sup>, y conectarse directamente a la salida de la primera etapa de conversión de frecuencias, de alta frecuencia (bandas X y Ka) a frecuencia intermedia (banda L) en la cadena de adquisición de la antena. Esta misma solución es la que implementa el JPL [79] para utilizar distintas antenas de espacio profundo.

La figura 6.1 muestra un esquemático del equipamiento base que utiliza el JPL, donde básicamente se necesita un oscilador local, un conversor ADC por canal y una placa de adquisición, ROACH-II o su versión mas nueva SKARAB, u otra placa URSP (Universal Radio Signal Processing) que permita obtener pares complejos IQ que se guardarán en una unidad de almacenamiento externa (PC, Servidor Blade o Similar). Entonces el procesamiento digital de la señal y la canalización se realizaría usando la placa de adquisición.

La ventaja de utilizar un equipamiento de hardware libre es que los esquemáticos y especificaciones están disponibles y pueden ser modificados sin inconveniente y según la necesidad del usuario.

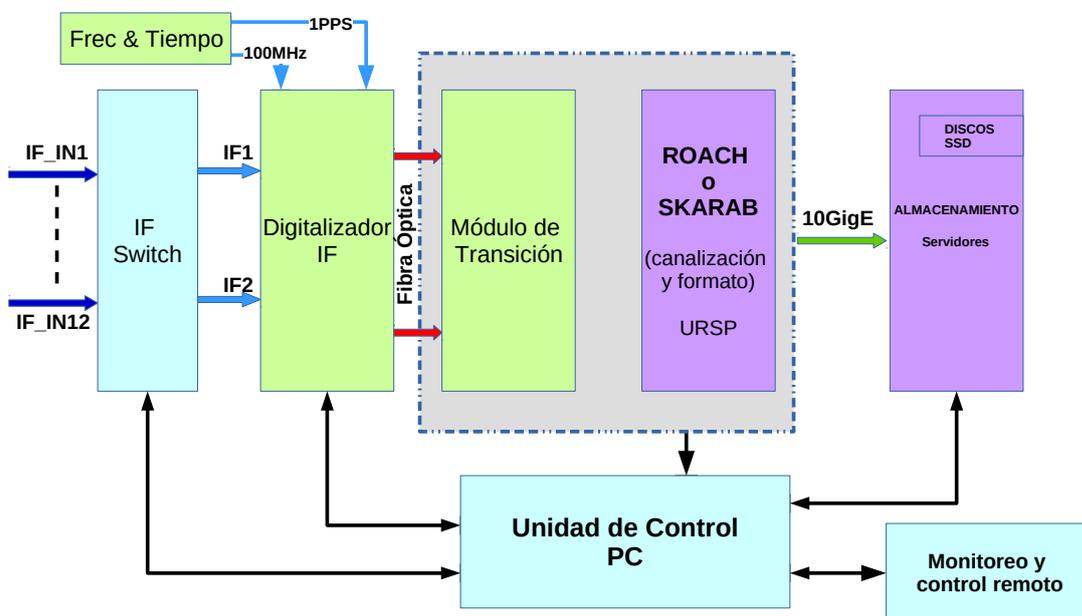


Figura 6.1: Propuesta de diseño de nuevo hardware, basada en el DSN VLBI Processor (DVP)[79], los componentes principales son: un digitalizador de frecuencias intermedias (IF) un módulo de transición o acople (placas ADC) y un hardware de adquisición (ROACH-II, SKARAB u otro tipo de URSP) un equipo de almacenamiento y hardware comercial (IF Swith y PC de control y monitoreo)

Por otra parte, pero relacionada con el punto anterior, el desarrollo de un modelo de pipeline con estructura de red, demultiplexando cada paquete UDP en forma individual y generando un arreglo de datos decodificados directamente en la memoria del GPU, también sería un tema de interés. A su vez, sería posible descartar los paquetes UDP de datos no válidos, con la intención de conectarse directamente a uno de los puertos de red de la estación para procesar los datos en tiempo real, o procesar los datos IQ adquiridos por el nuevo hardware desarrollado.

<sup>1</sup>Reconfigurable Open Architecture Computing Hardware (ROACH) board, <https://casper.berkeley.edu/>

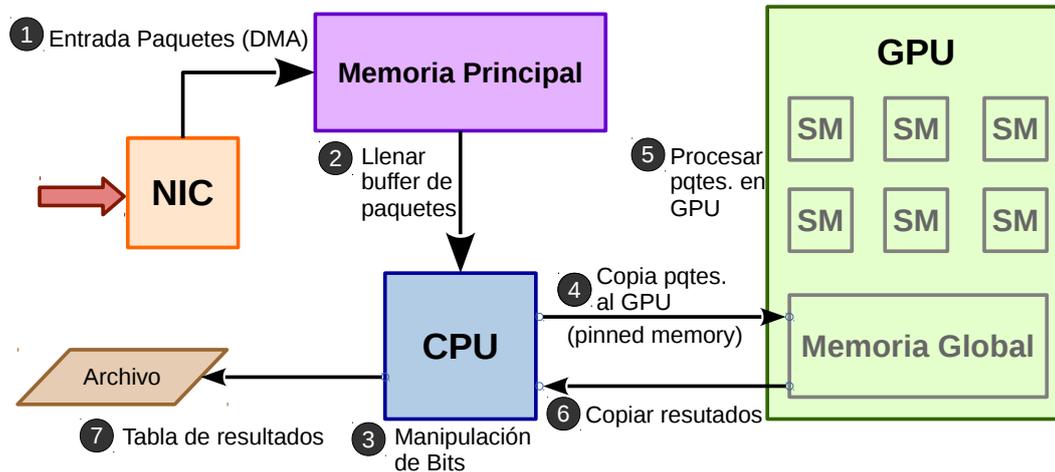


Figura 6.2: Diagrama básico del diseño de software para procesar paquetes UDP usando topología de red, basado en [80].

La figura 6.2, muestra un diagrama básico de un diseño posible, que permitiría procesar los paquetes UDP grabados por la antena o el nuevo hardware. Esta propuesta toma como ejemplo el trabajo de [80], con algunas modificaciones, ya que como se explicó en los capítulos anteriores, la manipulación de bits debe realizarse en el CPU, ya que el GPU no está aún optimizado para esas operaciones. Los paquetes pasan a través del sistema de la siguiente manera: (1) A medida que los paquetes llegan al NIC (del inglés *Network Interface Controller*), se copian en la memoria principal a través de DMA. (2) y (3) El software que se ejecuta en la CPU realiza la manipulación de bits y copia estos nuevos paquetes en un búfer hasta llenar el mismo (tamaño a definir según el hardware utilizado) y (4) el bloque se transfiere a la memoria en la GPU mediante el uso de memoria asignada. (5) La GPU procesa los paquetes en paralelo y llena un búfer de resultados de RMS en la GPU, (6) la CPU copia de nuevo a la memoria principal cuando el procesamiento ha finalizado. (6) Utilizando estos resultados, la CPU genera una tabla de resultados y (7) finalmente, la tabla se graba en un archivo.

Como se ha detallado a lo largo de esta Tesis, las Antenas de Espacio Profundo constituyen una facilidad más para ser aprovechadas por los astrofísicos y una posibilidad de desarrollo tecnológico en el marco de la ciencia moderna, en la que los grupos de investigación son interdisciplinarios y abordan proyectos en donde los estudios multilongitud de onda resultan fundamentales.



# Bibliografía

- [1] T. Wilson, K. Rohlf, and S. Hüttemeister, *Tools of Radio Astronomy*, ser. Astronomy and Astrophysics Library. Springer Berlin Heidelberg, 2013. [Online]. Available: <https://books.google.com.ar/books?id=DoDBBAAAQBAJ>
- [2] LLAMA, “Large Latin American Millimeter Array,” <http://www.iar.unlp.edu.ar/llama-web/>, 2017.
- [3] CART, “China-Argentina Radio Telescope,” <http://www.cart.unsj.edu.ar/>, 2018.
- [4] QUBIC, “Q&U Bolometric Interferometer for Cosmology,” <http://qubic.in2p3.fr/>, 2017.
- [5] ESA, “Malargüe station MGUE1, Deep Space Antenna 3,” [http://www.esa.int/Our\\_Activities/Operations/Estrack/Malarguee\\_-\\_DSA\\_3](http://www.esa.int/Our_Activities/Operations/Estrack/Malarguee_-_DSA_3), 2017.
- [6] CNSA, “Deep Space 3, China Launch and Tracking Control General (CLTC),” <http://www.cnsa.gov.cn/>, 2017.
- [7] K. Jansky, *Electrical Disturbances Apparently of Extraterrestrial Origin: Data on the Reception of Electromagnetic Waves Coming from a Direction which Remains Fixed in Space*, ser. Bell Telephone System technical publications: Monograph. Institute of Radio Engineers, 1933. [Online]. Available: <https://books.google.com.ar/books?id=QqqvOAAACAAJ>
- [8] W. T. S. I. (auth.), *Classics in Radio Astronomy*, 1st ed., ser. Studies in the History of Modern Science 10. Springer Netherlands, 1982.
- [9] H. Ewen and E. Purcell, “Observation of a line in the galactic radio spectrum: Radiation from galactic hydrogen at 1,420 mc./sec.” *Nature*, vol. 168, 9 1951.
- [10] Q. Weng, *An Introduction to Contemporary Remote Sensing*, ser. McGraw-Hill’s AccessEngineering. Mcgraw-hill, 2012. [Online]. Available: <https://books.google.com/books?id=wKzfgZHEeWoC>
- [11] ESA, “ESA’s tracking station network,” [http://www.esa.int/Our\\_Activities/Operations/Estrack](http://www.esa.int/Our_Activities/Operations/Estrack), 2017.
- [12] NASA/JPL, “Deep Space Network,” <https://deepspace.jpl.nasa.gov/>, 2017.
- [13] N. A. Rsnzetti, G. S. Levy, and T. B. H. Kuiper, “The Deep Space Network: An Instrument for Radio Astronomy Research,” JPL Publicatim 92-68, Rev. 1, Sep. 1988.

- [14] V. I. Altunin, G. M. Resch, D. H. Rogstad, and P. R. Wolken, “VLBI in the Deep Space Network: Challenges and Prospects,” in *International VLBI Service for Geodesy and Astrometry 2000 General Meeting Proceedings*, F. Takahashi, Ed., May 2000, pp. 355–360.
- [15] M. Beltran, P. Bolli, M. Burgay, C. Contavalle, P. Marongiu, A. Orfei, T. Pisanu, C. Stanghellini, and G. A. Z. Zacchiroli, “Receivers for Radio Astronomy: Current Status and Future Developments at the Italian Telescopes,” Mar. 2017.
- [16] P. Benaglia, N. Casco, S. Cichowolski, A. N. Cillis, B. E. García, D. Ravignani, E. M. Reynoso, and G. de la Vega, “The antenna DSA 3 and its potential use for Radio Astronomy,” *Boletín de la Asociación Argentina de Astronomía*, vol. 54, pp. 447–450, 2011.
- [17] B. Burke, F. Graham-Smith, and F. Graham-Smith, *An Introduction to Radio Astronomy*. Cambridge University Press, 2002. [Online]. Available: <https://books.google.com.ar/books?id=B2mL0CyuYQIC>
- [18] J. Marr, R. Snell, and S. Kurtz, *Fundamentals of Radio Astronomy: Observational Methods*, ser. Series in Astronomy and Astrophysics. CRC Press, 2015. [Online]. Available: <https://books.google.com.ar/books?id=T54oCwAAQBAJ>
- [19] S. Stanimirović, N. R. A. O. (U.S.), N. Astronomy, and I. C. (U.S.), *Single-dish radio astronomy: techniques and applications*, ser. Astronomical Society of the Pacific conference series. Astronomical Society of the Pacific, 2002, proceedings of the NAIC-NRAO Summer School held at National Astronomy and Ionosphere Center, Arecibo Observatory, Arecibo, Puerto Rico, USA, 10-15 June 2001. [Online]. Available: <https://books.google.com.ar/books?id=S4zvAAAAMAAJ>
- [20] D. Minoli, *Satellite Systems Engineering in an IPv6 Environment*, 1st ed. Auerbach Publications, 2009.
- [21] F. T. Ulaby, R. K. Moore, and A. K. Fung, *Microwave Remote Sensing*. Dedham, MA: Artech House, 1981.
- [22] H. Nyquist, “Thermal agitation of electric charge in conductors,” *Physical review*, vol. 32, no. 1, pp. 110–113, 1928.
- [23] G. Leinweber, “Square law diode detectors in 50 ohm systems,” 2001.
- [24] J. D. Kraus, M. Tiuri, A. V. Raisanen, and T. D. Carr, *Radio Astronomy Receivers*. Cygnus-Quasar Books, 1984.
- [25] Tektronix, “Calculating RF Power from IQ Samples,” <https://www.tek.com/>, 2017.
- [26] ESA, “DSA3 Malargüe ground Station,” [http://www.esa.int/Our\\_Activities/Operations/Malarguee\\_-\\_DSA\\_3](http://www.esa.int/Our_Activities/Operations/Malarguee_-_DSA_3), 2016.
- [27] ESA, “Mission Navigator,” [http://www.esa.int/Our\\_Activities/Space\\_Science/Mission\\_navigator](http://www.esa.int/Our_Activities/Space_Science/Mission_navigator), 2016.

- [28] R. C. Johnson, *Antenna Engineering Handbook*, 3rd ed. McGraw-Hill Professional, 1992.
- [29] J. W. M. Baars, *The Paraboloidal Reflector Antenna in Radio Astronomy and Communication*, 1st ed. Springer-Verlag New York, 2007, vol. 348.
- [30] C. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. Wiley, 2016. [Online]. Available: <https://books.google.com.ar/books?id=iFEBCgAAQBAJ>
- [31] S. Ramo, J. R. Whinnery, and T. V. Duzer, *Fields and Waves in Communication Electronics*, Third Edition, 3rd ed. John Wiley & Sons, 1994.
- [32] M. Formaggi, “Enhanced modeling and design of ground station antennas for space applications,” Ph.D. dissertation, Università di Pavia, 2007.
- [33] P. Besso, “Present and future feed systems for esa deep space antennas,” in *2015 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, Sept 2015, pp. 12–15.
- [34] ESA, “Complement to the ESA Tracking Station (ESTRACK), Facilities Manual (EFM),” 2013.
- [35] A. Solana, W. Schäfer, T. Schwall, S. Froidevaux, M. A. Ramos, J. de Vicente, V. Giordano, S. Grop, and B. Dubois, “Design of the frequency and timing subsystem for ESA’s Deep Space Antenna 3,” in *Joint European Frequency and Time Forum International Frequency Control Symposium (EFTF/IFC)*, July 2013, pp. 636–640.
- [36] E. Vassallo, R. Martin, R. Madde, M. Lanucara, P. Besso, P. Droll, G. Galtie, and J. D. Vicente, “The european space agency’s deep-space antennas,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 11, pp. 2111–2131, Nov 2007.
- [37] T. Milligan, *Modern Antenna Design*, ser. Wiley - IEEE. Wiley, 2005. [Online]. Available: <https://books.google.com.ar/books?id=PPyDQXAd09kC>
- [38] G. A. de la Vega, private communication, 2012.
- [39] R. Madde, Electronic Mail with Argentina DSA3 group, private communication, 2012.
- [40] J. Meeus, *Astronomical Algorithms*. Willmann-Bell, 1998. [Online]. Available: <https://books.google.com.ar/books?id=jYynOwAACAAJ>
- [41] ESA, “ICD for the IFMS ESU datasets,” 2007.
- [42] C. Jacobs, F. Arias, D. Boboltz, J. Boehm, S. Bolotin, G. Bourda, P. Charlot, A. de Witt, A. Fey, R. Gaume, D. Gordon, R. Heinkelmann, S. Lambert, C. Ma, Z. Malkin, A. Nothnagel, M. Seitz, E. Skurikhina, J. Souchay, and O. Titov, “ICRF-3: Roadmap to the next generation ICRF,” in *Journées 2013 “Systèmes de référence spatio-temporels”*, N. Capitaine, Ed., Dec. 2014, pp. 51–56.
- [43] Arizona Radio Observatory, “Aro documentation,” 2018, last updated: 11/06/12. [Online]. Available: <http://aro.as.arizona.edu/documentation.htm>

- [44] R. Schieder and C. Kramer, “Optimization of heterodyne observations using Allan variance measurements,” *Astronomy & Astrophysics*, vol. 373, pp. 746–756, Jul. 2001.
- [45] J. Webster, *Electrical Measurement, Signal Processing, and Displays*, ser. Principles and Applications in Engineering. CRC Press, 2003. [Online]. Available: <https://books.google.com.ar/books?id=h0LLBQAAQBAJ>
- [46] C. Langton, “Hilbert Transform, Analytic Signal and the Complex Envelope,” <http://www.complextoreal.com/wp-content/uploads/2013/01/tcomplex.pdf>, 1999, SIGNAL PROCESSING & SIMULATION NEWSLETTER.
- [47] J. E. Chen, “Modeling RF Systems,” [www.designers-guide.org](http://www.designers-guide.org), 2006, 1st edition.
- [48] L. W. Couch, II, *Digital and Analog Communication Systems (5th Ed.)*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, Inc., 1996.
- [49] F. Schad, “Software tool iqconverter, 43th meeting of fm22 copenhagen,” 2015, user Manual: IQConverter A simple and extensible Tool for conversion and manipulation of IQ-Files.
- [50] F. Schad, private communication, 2017.
- [51] M. J. Flynn, “Some computer organizations and their effectiveness,” *IEEE Transactions on Computers*, vol. C-21, 1972.
- [52] A. Klöckner, N. Pinto, Y. Lee, B. Catanzaro, P. Ivanov, and A. Fasih, “PyCUDA and PyOpenCL: A Scripting-Based Approach to GPU Run-Time Code Generation,” *Parallel Computing*, vol. 38, no. 3, pp. 157–174, 2012.
- [53] G. Zaccane, *Python Parallel Programming Cookbook: Master efficient parallel programming to build powerful applications using Python*. Packt Publishing, 2015.
- [54] R. A. E. Fosbury, M. C. Bird, W. Nicholson, and J. V. Wall, “The identification and nature of the powerful radio galaxy PKS 1934-63,” *Monthly Notices of the Royal Astronomical Society*, vol. 225, pp. 761–768, Apr. 1987.
- [55] C. P. O’Dea, “The Compact Steep-Spectrum and Gigahertz Peaked-Spectrum Radio Sources,” *Publications of the Astronomical Society of the Pacific*, vol. 110, pp. 493–532, May 1998.
- [56] F. F. M. M. B. BOLTON, J. G.; GARDNER, “A radio source with a very unusual spectrum,” *Nature*, vol. 199, 8 1963.
- [57] K. I. Kellermann, “The radio source 1934-63,” *Australian Journal of Physics*, vol. 19, p. 195, Apr. 1966.
- [58] V. I. SLISH, “Angular size of radio stars,” *Nature*, vol. 199, 8 1963.
- [59] J. S. Gubbay, A. J. Legg, D. S. Robertson, N. Craske, and G. Nicolson, “The structure of p 1934-63,” *The Astronomical Journal*, vol. 76, p. 965, 11 1971.

- [60] R. A. Preston, D. L. Jauncey, D. L. Meier, A. K. Tzioumis, J. Ables, R. Batchelor, J. Faulkner, J. Gates, B. Greene, P. A. Hamilton, B. R. Harvey, R. F. Haynes, B. Johnson, K. Lambeck, A. P. Louie, P. McCulloch, G. Moorey, D. D. Morabito, G. D. Nicolson, A. E. Niell, J. G. Robertson, G. R. Royle, L. Skjerve, M. A. Slade, O. B. Slee, A. Stolz, A. Watkinson, A. E. Wehrle, and A. E. Wright, “The Southern Hemisphere VLBI experiment,” *The Astronomical Journal*, vol. 98, pp. 1–26, Jul. 1989.
- [61] A. Tzioumis, E. King, R. Morganti, D. Dallacasa, C. Tadhunter, C. Fanti, J. Reynolds, D. Jauncey, R. Preston, P. McCulloch, S. Tingay, P. Edwards, M. Costa, D. Jones, J. Lovell, R. Clay, D. Meier, D. Murphy, R. Gough, R. Ferris, G. White, and P. Jones, “A sample of southern Compact Steep Spectrum radio sources: The VLBI observations,” *Astronomy and Astrophysics*, vol. 392, pp. 841–850, Sep. 2002.
- [62] A. Tzioumis, R. Morganti, C. Tadhunter, R. Dickson, C. Fanti, D. Dallacasa, J. Reynolds, D. Jauncey, R. Preston, P. McCulloch, E. King, S. Tingay, P. Edwards, M. Costa, D. Jones, J. Lovell, R. Clay, D. Meier, D. Murphy, R. Gough, R. Ferris, G. White, and P. Jones, “High Resolution Structure of Southern Compact Steep Spectrum Sources,” in *Extragalactic Radio Sources*, ser. IAU Symposium, R. D. Ekers, C. Fanti, and L. Padrielli, Eds., vol. 175, 1996, p. 73.
- [63] E. A. King and SHEVE Team, “A VLBI survey of southern hemisphere peaked spectrum sources,” in *Sub-arcsecond Radio Astronomy*, R. J. Davis and R. S. Booth, Eds., 1993, p. 152.
- [64] R. Ojha, A. L. Fey, K. J. Johnston, D. L. Jauncey, A. K. Tzioumis, and J. E. Reynolds, “VLBI Observations of the Gigahertz-Peaked Spectrum Galaxy PKS 1934-638,” *The Astronomical Journal*, vol. 127, pp. 1977–1981, Apr. 2004.
- [65] A. K. Tzioumis, E. A. King, D. L. Jauncey, J. E. Reynolds, P. M. McCulloch, R. A. Preston, D. L. Meier, D. W. Murphy, J. E. J. Lovell, M. E. Costa, T. D. van Ommen, and et al., “New results on the southern GPS source 1934-638,” in *Gigahertz Peaked Spectrum and Compact Steep Spectrum Radio Sources*, I. A. G. Snellen, R. T. Schilizzi, H. J. A. Roettgering, and M. N. Bremer, Eds., 1997, pp. 58–66.
- [66] R. Falomo *et al.*, “The jet of the BL Lac object PKS 0521 -365 in the near-IR : MAD adaptive optics observations,” *Astron. Astrophys.*, vol. 501, p. 907, 2009.
- [67] S. Leon, P. C. Cortes, M. Guerard, E. Villard, T. Hidayat, B. Ocaña Flaquer, and B. Vila-Vilaro, “Anatomy of a blazar in the (sub-)millimeter: ALMA observations of PKS 0521-365,” *Astronomy and Astrophysics*, vol. 586, p. A70, Feb. 2016.
- [68] W. C. Keel, “The jet of PKS 0521 - 36: an aging counterpart of M87?” *The Astrophysical Journal*, vol. 302, pp. 296–305, Mar. 1986.
- [69] C. P. O’Dea, W. de Vries, J. A. Biretta, and S. A. Baum, “Hubble Space Telescope and VLA Observations of Two Optical Continuum Knots in the Jet of 3C 380,” *The Astrophysical Journal*, vol. 117, pp. 1143–1150, Mar. 1999.

- [70] R. Scarpa, C. M. Urry, R. Falomo, and A. Treves, “Hubble space telescope observations of the optical jets of pks 0521–365, 3c 371, and pks 2201+044,” *The Astrophysical Journal*, vol. 526, no. 2, p. 643, 1999. [Online]. Available: <http://stacks.iop.org/0004-637X/526/i=2/a=643>
- [71] S. J. Tingay and P. G. Edwards, “The Parsec-Scale Structure and Evolution of PKS 0521-365,” *The Astronomical Journal*, vol. 124, pp. 652–661, Aug. 2002.
- [72] E. Lenc, “Studies of Radio Galaxies and Starburst Galaxies using Wide-field, High Spatial Resolution Radio Imaging,” Ph.D. dissertation, Swinburne University Of Technology, 2014. [Online]. Available: <http://inspirehep.net/record/1278156/files/arXiv:1401.4791.pdf>
- [73] M. Wenger, F. Ochsenbein, D. Egret, P. Dubois, F. Bonnarel, S. Borde, F. Genova, G. Jasniewicz, S. Laloë, S. Lesteven, and R. Monier, “The SIMBAD astronomical database. The CDS reference database for astronomical objects,” *American Association of Pharmaceutical Scientists*, vol. 143, pp. 9–22, Apr. 2000.
- [74] J. E. Reynolds, “A Revised Flux Scale for the AT Compact Array,” 1994.
- [75] R. J. Sault, “ATCA flux density scale at 12mm,” 2003.
- [76] B. Partridge, M. López-Caniego, R. A. Perley, J. Stevens, B. J. Butler, G. Rocha, B. Walter, and A. Zacchei, “Absolute calibration of the radio astronomy flux density scale at 22 to 43 ghz using planck,” *The Astrophysical Journal*, vol. 821, no. 1, p. 61, 2016.
- [77] F. Rösch, “TANAMI VLBI Observations of PKS 0521-365,” Ph.D. dissertation, University of Würzburg, 2016. [Online]. Available: <http://inspirehep.net/record/1278156/files/arXiv:1401.4791.pdf>
- [78] M. Massardi, R. D. Ekers, T. Murphy, R. Ricci, E. M. Sadler, S. Burke, G. De Zotti, P. G. Edwards, P. J. Hancock, C. A. Jackson, M. J. Kesteven, E. Mahony, C. J. Phillips, L. Staveley-Smith, R. Subrahmanyam, M. A. Walker, and W. E. Wilson, “The Australia Telescope 20-GHz (AT20G) Survey: the Bright Source Sample,” *Monthly Notices of the Royal Astronomical Society*, vol. 384, pp. 775–802, 2008.
- [79] C. García-Miró, S. P. Rogstad, R. Navarro, J. E. Clark, C. J. Naudet, C. S. Jacobs, C. E. Goodhart, L. A. White, J. T. Trinh, M. Soriano, D. Wang, E. H. Sigman, J. V. Luvalle, G. Martinez, I. Sotuela, P. A. Pope, S. Horiuchi, J. Lobo, R. Alonso, and L. G. Snedeker, “VLBI Data Acquisition Terminal Modernization at the Deep Space Network,” in *Seventh General Meeting (GM2012) of the international VLBI Service for Geodesy and Astrometry (IVS), held in Madrid, Spain, March 4-9, 2012*, Eds: D. Behrend and K.D. Baver, National Aeronautics and Space Administration, p. 171-175, D. Behrend and K. D. Baver, Eds., Dec. 2012, pp. 171–175.
- [80] M. Mukerjee, N. D., and B. Vavala, “Packet processing on the GPU,” Department of Computer Science Carnegie Mellon University, Tech. Rep., 2012.

# Apéndice A

## Código fuente del pipeline

Código 8: Este es el código principal del pipeline.

---

```
import argparse
from libpipe import *
from filterdata import *
from libradsa import *
import proc
import gc
from contextlib import closing
from astropy.io import fits
from astropy.table import Table
import threading
import concurrent.futures
import glob

def copyandreduce(args):
    # Ejecutar solo si es la primera vez que se procesan los datos originales,
    # y se desea reducir los datos a UDP válidos.
    ## Schedule File
    if not (csvcheck(schd=args.schd)):
        csvbuild(schd=args.schd, qbits=args.qbits, fs=args.fs)
        if not (csvcheck(schd=args.schd)):
            raise ValueError("Please verify the format of your CSV Schedule File")

    ## Reduce Data, Valid UDP
    filterdata(schedulefile=args.schd, configfile=args.config,
               orkdir=args.workdir, surveypath=args.input, ifms=args.ifms)

def process(args):
    import glob
    # Se recomienda el procesamiento de los datos reducidos.

    # Listado de archivos.
    files = glob.glob(args.workdir+'/*.bin')

    df=pd.DataFrame.from_dict({'Filename':[np.nan], 'Timestamp':[np.nan],
                              'Quantization':[np.nan],
                              'SampleFrequency':[np.nan],
                              'IntegrationTime':[np.nan],
                              'rms_ch0':[np.nan], 'rms_ch1':[np.nan],
                              'rms_ch2':[np.nan], 'rms_ch3':[np.nan]},
                              orient='columns')

    maxw=4
    dictres=[]
    if args.cuda:
        print 'Processing over GPU...'
        with concurrent.futures.ProcessPoolExecutor(max_workers=maxw) as pool:
            dictres = pool.map(proc.cudaproc, files)
    else:
        print 'Processing over CPU...'
        with concurrent.futures.ProcessPoolExecutor(max_workers=maxw) as pool:
            dictres = pool.map(proc.cpubroc, files)

    for f in dictres:
        df=df.append(pd.DataFrame.from_dict(f,orient='columns'))

    ## Separate IFMS by groupby Filenames
    df.dropna(inplace=True)
    name=('%/result.csv'%(args.workdir)
    df.to_csv(name)
    name=('%/result.fits'%(args.workdir)
    t = Table.from_pandas(df)
    t.write(name,overwrite=True)

    print 'Done.'
```

---

```

def main(args):

    if args.feature == 'all':
        copyandreduce(args)
        process(args)

    if args.feature == 'reduce':
        copyandreduce(args)

    if args.feature == 'process':
        process(args)

if __name__ == "__main__":

    parser = argparse.ArgumentParser(description='Pipeline for processing recorded data with DSA3 from ESA')

    parser.add_argument('-r','--run', dest='feature',
                        help='ALL: Copy, reduce and process data.\n REDUCE: Copy and reduce data.\n PROCESS: Process reduced data.',
                        nargs='?', choices=('all', 'reduce', 'process'), required=True)
    parser.add_argument('-C','--cuda', dest='cuda', help='Enable GPU CUDA processing', required=False,action='store_true')

    parser.add_argument('-s', '--schedule', dest='schd',type=str, help='Schedule file.', required=True)

    parser.add_argument('-c', '--config', dest='config',type=argparse.FileType('r'), help='Config file.', required=False)
    parser.add_argument('-o', '--workdir', dest='workdir',type=str, help='Output directory PATH.', required=True)
    parser.add_argument('-q', dest='qbits', type=int, choices=[2,4,8,16],help="Bits quantization", required=True)
    parser.add_argument('-f', '--frequency', dest='fs',type=int, help='', required=True)
    parser.add_argument('-i', '--input', dest='input',type=str, help='Input directory PATH, Survey PATH.', required=True)
    parser.add_argument('-I', '--ifms', dest='ifms',type=str, help='1:Enable, 0:Disable, i.e 111 enables all IFMS 123 ', required=True)

    args = parser.parse_args()

    import time
    start_time = time.time()
    main(args)
    print("--- %s seconds ---" % (time.time() - start_time))
    
```

## Código 9: Librería escrita en C para la copia de archivos.

```

#include <iostream>
#include <fcntl.h> // open
#include <unistd.h> // read, write, close
#include <stdio.h> // BUFSIZ
#include <ctime>

extern "C"
{
    int CopyPrev(const char *inputname, const char *outputname, int offset)
    {
        size_t BUFFER_SIZE=1468; //1468*8

        char buf[BUFFER_SIZE];
        size_t size=0;

        int source = open(inputname, O_RDONLY, 0);
        int dest = open(outputname, O_WRONLY | O_APPEND | O_CREAT , 0644);

        off_t fsize=0;

        lseek(dest, 0, SEEK_END);
        lseek(source, 0, SEEK_SET);

        while ((size = read(source, buf, BUFFER_SIZE)) > 0) {
            fsize=lseek(source, 0, SEEK_CUR);
            if ( fsize > offset ){
                break;
            }
            write(dest, buf, size);
        }

        close(source);
        close(dest);
        return 0;
    }

    int CopyPost(const char *inputname, const char *outputname, int offset)
    {
        size_t BUFFER_SIZE=1468; //1468*8

        char buf[BUFFER_SIZE];
        size_t size=0;

        int source = open(inputname, O_RDONLY, 0);
        int dest = open(outputname, O_WRONLY | O_CREAT , 0644);
    }
}
    
```

```

lseek(source, 0, SEEK_SET);
lseek(source,offset,SEEK_SET);

while ((size = read(source, buf, BUFFER_SIZE)) > 0) {
    write(dest, buf, size);
}

close(source);
close(dest);
return 0;
}
}

```

Código 10: Este código contienen la función filterdata, utilizada para extraer paquetes UDP con datos válidos.

```

#Input for this software are a configuration file and a survey schedule in csv format.
import os
import glob
import csv
import pandas as pd
pd.set_option('display.width',512)
pd.options.mode.chained_assignment = None # default='warn'
import multiprocessing as mp
import numpy as np
import argparse
import datetime
import mmap
import sys
import gc
from readblock import datareduce

def find(indexfile,start,end):

    dtypes={'datetime':np.datetime64, 'start_seconds':np.float64,
            'date':'str','start_ttime':'str','freq':np.float64,
            'filename':'str','start_byte':'int64','end_byte':'int64'}

    try:
        aa = pd.read_csv(indexfile,
                        header=0,
                        parse_dates={'datetime':['date','start_ttime']},
                        keep_date_col = True,
                        index_col='datetime',dtype=dtypes)

    except:
        print "New Index %s is empty, check if the survey directory has the original file to process."%indexfile
        sys.exit()

    columns = ['start_seconds','date','start_ttime','freq','start_byte','end_byte']
    aa.drop(columns, inplace=True, axis=1)
    aa.dropna(inplace=True)
    df = aa[(aa.index >= start) & (aa.index <= end)]
    return df

def sec2time(sec, n_msec=3):
    ''' Convert seconds to 'D days, HH:MM:SS.FFF' '''
    if hasattr(sec,'__len__'):
        return [sec2time(s) for s in sec]
    m, s = divmod(sec, 60)
    h, m = divmod(m, 60)
    d, h = divmod(h, 24)
    if n_msec > 0:
        pattern = '%02d:%02d:%02d.%df' % (n_msec+3, n_msec)
    else:
        pattern = r'%02d:%02d:%02d'
    if d == 0:
        return pattern % (h, m, s)
    return ('%d days, ' + pattern) % (d, h, m, s)

def time2sec(time, n_msec=3):
    ''' Convert 'D days, HH:MM:SS.FFF' to seconds'''
    from datetime import datetime as dt
    pt=dt.strptime(time,'%H:%M:%S.%f')
    total_seconds=pt.second+pt.minute*60+pt.hour*3600
    return total_seconds

def equals(DF,DF1):
    try:
        pd.assert_frame_equal(DF, DF1)
        return True
    except: # appeantly AssertionError doesn't catch all
        return False

```

```

def findUDP(indexfile,start,end):

    ### Search files corresponding to the valid survey time
    start=np.datetime64(start)
    end=np.datetime64(end)

    df=find(indexfile,start,end)

    if df.empty:
        dtypes={'datetime':np.datetime64,'filename':'str'}
        labels=['datetime','filename']
        E1=pd.DataFrame(np.nan,labels,dtypes)
        E2=pd.DataFrame(np.nan,labels,dtypes)
        return [E1,E2]

    A=False
    B=False
    newstart=start
    newend=end

    delta = np.timedelta64(1,'m')

    while 1:
        df1=df

        if (df.index.values)[0] > start:
            newstart=start-delta
        else:
            A=True

        if (df.index.values)[-1]+delta < end:
            newend=end+delta
        else:
            B=True

        if A&B:
            break

        df=find(indexfile,newstart,newend)

        if equals(df,df1):
            break

    ### Separate the Polarization file list
    E1=df[df['filename'].str.contains('_E1_', case=True, flags=0, na=np.nan, regex=True)]
    E2=df[df['filename'].str.contains('_E2_', case=True, flags=0, na=np.nan, regex=True)]

    return [E1,E2]

def readheader(BS,hprint=None):
    """Reads the header of a UNIX format raw data file.
    Notes
    ====
    @param BS : byte stream
    """

    from bitstruct import unpack

    header={}
    header["magic"],header["recordlength"],header["hdrlen"],header["blocksize"],\
    header["samplerate"],header["cfegain"],header["qu"],header["msg"],\
    header["frameid"],header["version"],header["timetag_samps"],header["offsetfreq"],\
    header["timetag_secs"],header["subc"],header["digitalgain"],header["subchan0_offset"],\
    header["subchan1_offset"],header["subchan2_offset"],header["subchan3_offset"],\
    header["sweepirate"],header["path_delay"],header["gdspid"],header["hs"],\
    header["semr"],header["sweepchange"],header["ncov"],header["ncoreset_c"],\
    header["ncoreset_t"],empty = unpack(>r32u16u8u8u16u10u3u3u32u7u25s32u17u4u11s32s32s32s32s32u8uis12u11uis11u20r128', BS)

    if hprint:
        import yaml
        print(yaml.dump(header, default_flow_style=False))

    return header

def readblocks(filename):
    import mmap
    if filename.split('_')[-1] == '0000':
        return []

    fsize=os.path.getsize(filename)
    if not fsize == 0:
        f= open(filename, 'rb')
        mm = mmap.mmap(f.fileno(), length=1468, offset=0, prot=mmap.PROT_READ)
    else:
        return ['NaN','NaN','NaN',filename,'0',fsize]

    while True:
        # Read Header (check cuantization and save timestamp)

```

```

header = readheader(mm.read(76),hprint=None)
## Calculate UTC
X=np.float64(header["timetag_samps"])*np.float64(1./17500000)
Y=np.float64(header["path_delay"])*np.float64(1./35000000)
utctime=np.float64(header["timetag_secs"])+X-Y
ttime=sec2time(utctime,6)
fs=header["samplerate"]
mm.read(1392)
break
f.close()

## Generate DATE by YEAR, DOY and TIME
aux=filename.split('/')[0]
aux=aux.split('_')
year=int(aux[2])
doy=int(aux[3])
starttime=int(aux[6])
datetimestring= "%04d %03d %06d" % (year, doy, starttime)
a=datetime.datetime.strptime(datetimestring, '%Y %j %H%M%S')

datetimestring= "%04d %03d %s" % (year, doy, ttime)
b=datetime.datetime.strptime(datetimestring, '%Y %j %H:%M:%S.%f')
if a.strftime('%F%H%M%S') > b.strftime('%F%H%M%S'):
    doy=doy+1

datetimestring= "%04d %03d %s" % (year, doy, ttime)
c=datetime.datetime.strptime(datetimestring, '%Y %j %H:%M:%S.%f')
ddate=c.strftime('%F')

return [utctime,ddate,ttime,fs,filename,int(0),int(fsize)]

def genindex(indexfile,dirpath):
import csv
print dirpath

ll=sorted(glob.glob(dirpath+'/*'))
pp = mp.Pool(6)
results = pp.map(readblocks, ll, chunksize=1)
pp.close()
pp.join()

with open(indexfile, 'wa') as f:
    fieldnames = ['start_seconds','date','start_ttime','freq','filename','start_byte','end_byte']
    writer = csv.writer(f)
    writer.writerow(fieldnames)
    writer.writerows(results)

def processlist(name,group,schd,workdir):
##print name
##print group
filelist = group['filename'].tolist()
filetimes = group.index.to_pydatetime().tolist()
schdstart=datetime.datetime.strptime(schd.loc[name].datetime, '%Y/%m/%d/%H:%M:%S')
integrationtime=schd.loc[name].recordlength
schdend=schdstart+datetime.timedelta(seconds=schd.loc[name].recordlength)
schdtimes = [schdstart, schdend ]
scannumber=int(name)
outputfile=datareduce(schdtimes,filelist,filetimes,scannumber,workdir,integrationtime)
return {'Filename':outputfile, 'Timestamp':schd.loc[name].datetime}

def filterdata(schedulefile, configfile, workdir, surveypath, ifms):

## This should be build with enabled IFMS
indexfiles=[]
if ifms in ("100", "101", "110", "111"):
    indexfiles.extend(['ifms1_index.csv'])
if ifms in ("010", "011", "110", "111"):
    indexfiles.extend(['ifms2_index.csv'])
if ifms in ("001", "011", "101", "111"):
    indexfiles.extend(['ifms3_index.csv'])
if indexfiles == []:
    print 'No IFMS present'
    sys.exit()

## Generate First Index for the Survey
for i in indexfiles:
    indexfile=workdir+i
    try:
        os.stat(workdir)
    except:
        os.makedirs(workdir)
    if os.path.isfile(indexfile):
        print 'Index OK'
    else:
        print 'Index file doesn exist.'
        print 'Creating...',indexfile
        genindex(indexfile,surveypath+i.split('_')[0])

#####
## Find valid UDP

```

```

headers = ['datetime', 'recordlength', 'source', 'freq_hz', 'resolution']
dtypes = {'datetime': 'str', 'recordlength': 'float', 'source': 'str', 'freq_hz': 'float', 'resolution': 'int'}
sched = pd.read_csv(schedulefile, header=None, names=headers, dtype=dtypes)

newindex=pd.DataFrame.from_dict({'Filename':[np.nan],
                                'Timestamp':[np.nan]},
                                orient='columns')

## Generate Data Schedule
for idx in indexfiles:
    j=0
    Flag1=True
    Flag2=True
    for index, row in sched.iterrows():
        path=workdir+idx

        tstart=datetime.datetime.strptime(row['datetime'],'%Y/%m/%d/%H:%M:%S')
        tend=tstart+datetime.timedelta(seconds=row['recordlength'])

        E1,E2=findUDP(path,tstart.strftime("%Y-%m-%d %H:%M:%S.%f"),tend.strftime("%Y-%m-%d %H:%M:%S.%f"))
        E1.dropna(inplace=True)
        E2.dropna(inplace=True)
        if not E1.empty and not (E1.index.values[0] == 'datetime'):
            E1['ITIME']=row['recordlength']
            E1['SOURCE']=row['source']
            E1['SCAN']=j
            if not ( os.path.isfile(path+'gdsp1.csv') and Flag1):
                E1.to_csv(path+'gdsp1.csv', mode='a', header=False)
                Flag1=False

        if not E2.empty and not (E2.index.values[0] == 'datetime'):
            E2['ITIME']=row['recordlength']
            E2['SOURCE']=row['source']
            E2['SCAN']=j
            if not ( os.path.isfile(path+'gdsp2.csv') and Flag2):
                E2.to_csv(path+'gdsp2.csv', mode='a', header=False)
                Flag2=False

        j=j+1
    del E1
    del E2

#####
## Reduce

## Read SCHED File
#df
ll=[]
## Read Index File
for idx in indexfiles:
    path=workdir+idx
    for gdsp in ['gdsp1.csv','gdsp2.csv']:
        filetoread=path+gdsp
        if os.path.isfile(filetoread):
            print filetoread

            headers = ['timestamp','filename','itime','source','scan']
            aa = pd.read_csv(filetoread,
                            header=None,
                            names = headers,
                            parse_dates={'datetime':['timestamp]},
                            #keep_date_col = True,
                            index_col='datetime'
                            )

            grouped = aa.groupby('scan')

            pool = mp.Pool(processes=mp.cpu_count())
            ldf = [pool.apply_async(processlist, args=(name,group,sched,workdir)) for name, group in grouped]
            ldf = [p.get() for p in ldf]
            ldf.sort() # to sort the results by input window width
            del aa
            del grouped

        else:
            print filetoread
            print('Missing polarization')
            sys.exit()

    newindex=pd.DataFrame.from_dict(ldf)

newindex.dropna(inplace=True)
newindex.to_csv(workdir+'/new_index.csv')

```

## Código 11: Este código contienen las funciones del procesamiento de datos.

---

```
# Antena Data Processor
import numpy as np
import sys,os
import argparse
from bitarray import bitarray
import math
import mmap
import pandas as pd
from libradsa import *
from readblock import *
import gc
from contextlib import closing
from concurrent import futures
import multiprocessing as mp
from functools import partial

import ctypes

def pool_init():
    import gc
    gc.collect()

def remove(buff, idchunk):
    size = len(buff)
    bytes =1468
    skip=76
    subdata=bytearray()
    for i in range(0, size, bytes):
        subdata += buff[i+skip:i+bytes]

    return subdata

def removeheader(INFILE):
    SIZE = os.stat(INFILE).st_size
    ncpus = mp.cpu_count()
    output = bytearray(b'\x00')*SIZE
    with open(INFILE, 'rb') as f:
        f.readinto(output)

    nblocks=len(output)/1468
    nchunks=nblocks//ncpus
    chunksize=nchunks*1468

    tasks = []
    for i in range(ncpus-1):
        start=i*chunksize
        end=(i+1)*chunksize
        tasks.append( (output[start:end],i) )
    tasks.append( (output[end:len(output)],i) )

    data=bytearray()

    with closing( mp.Pool(processes=ncpus,initializer=pool_init, maxtasksperchild=1) ) as pool:
        results = [pool.apply( remove, t ) for t in tasks]

    for i in results:
        data+=i

    del output
    return data

def removeheader1(INFILE):
    SIZE = os.stat(INFILE).st_size
    BYTES=1468
    SKIP=76
    NEWBYTES=1392
    NEWSIZE=SIZE/BYTES*NEWBYTES

    with open(INFILE, 'rb') as fd:
        mm = mmap.mmap(fd.fileno(), 0, prot=mmap.PROT_READ)
        newoffset=0
        data = bytearray(NEWSIZE)
        for offset in range(0, SIZE, BYTES):
            data[newoffset:newoffset+NEWBYTES] = mm[offset+SKIP:offset+BYTES]
            newoffset += NEWBYTES

    del mm
    gc.collect()
    return data

def readdeco(buff,qbits):
    datastream = bitarray()
    datastream.frombytes(buff)

    ## Read data
    ch10,ch11,ch12,ch13=demux(datastream)
```

```

del buff
del datastream
gc.collect()

if qbits == 2:
    CH0,CH1,CH2,CH3=decode2bit(chl0,chl1,chl2,chl3)
elif qbits == 4:
    CH0,CH1,CH2,CH3=decode4bit(chl0,chl1,chl2,chl3)
elif qbits == 8:
    CH0,CH1,CH2,CH3=decode8bit(chl0,chl1,chl2,chl3)
elif qbits == 16:
    CH0,CH1,CH2,CH3=decode16bit(chl0,chl1,chl2,chl3)

return (CH0,CH1,CH2,CH3)

def multireaddeco(buff,qbits):

    ncpus = mp.cpu_count()

    nblocks=len(buff)/1392
    nchunks=nblocks//ncpus
    chunksize=nchunks*1392

    tasks = []
    for i in range(ncpus-1):
        start=i*chunksize
        end=(i+1)*chunksize
        tasks.append( (buff[start:end],qbits) )
    tasks.append( (buff[end:len(buff)],qbits) )
    del buff

    if (ncpus >= 4):
        with closing( mp.Pool(processes=4,initializer=pool_init,maxtasksperchild=1) ) as pool:
            results = [pool.apply( readdeco, t ) for t in tasks]
    else:
        with closing( mp.Pool(processes=ncpus,initializer=pool_init,maxtasksperchild=1) ) as pool:
            results = [pool.apply( readdeco, t ) for t in tasks]

    CH0=np.array([])
    CH1=np.array([])
    CH2=np.array([])
    CH3=np.array([])
    for i in results:
        CH0=np.append(CH0, i[0])
        CH1=np.append(CH1, i[1])
        CH2=np.append(CH2, i[2])
        CH3=np.append(CH3, i[3])

    del results
    gc.collect()

    return [CH0,CH1,CH2,CH3]

def cpurms(x,qbits):
    #Mapping to signal value
    val=2**(16-qbits)
    x=(x+0.5)*val
    #Number of samples, divided by 2 (one sample per IQ pair)
    Ns=len(x)/2
    y = x.copy()
    ydot=np.dot(x,y)

    rms=np.sqrt(ydot/Ns)

    return rms

def cudarms_aux(data, qbits):
    r=cudarms(data, qbits)
    return r

def cudarms(data, qbits):
    import pycuda.autoinit
    import pycuda.gpuarray as gpuarray
    #Number of samples
    N=len(data)
    Ns=N/2

    data=2**(16-qbits)*(data+0.5)
    a_gpu = gpuarray.to_gpu(data)
    b_gpu = gpuarray.to_gpu(data)
    c_gpu = gpuarray.dot(a_gpu, b_gpu)

    rms=np.sqrt(c_gpu.get()/Ns)
    return rms

def cudaproc(filename):

    res=[]
    #Read Firs block to get Timestamp, Quantization, SampleFrequency, IntegrationTime, 4*FrequencyChannels, 4*RMS

```

```

res=readfirstblock(filename)
qbits=res['Quantization']

# Process al UDP packets by Removing Headers, Demux bitarray, Decode array, Mapping, RMS Calc
auxbuf=removeheader(filename)
lch=[]
lch = multireaddeco(bytes(auxbuf),qbits)
del auxbuf

rms=[]
qb=np.ones(4,dtype=np.int)*qbits
with futures.ProcessPoolExecutor(max_workers=4) as pool:
    rms = pool.map(cudarms_aux, lch, qb)
rms=[f for f in rms]
# Return: [Timestamp, Filename, IFMStag, Quantization, SampleFrequency,
#          IntegrationTime, 4*FrequencyChannels, 4*RMS]
res.update({'rms_ch0':[rms[0]], 'rms_ch1':[rms[1]],
           'rms_ch2':[rms[2]], 'rms_ch3':[rms[3]]})

return res

def cpuproc_aux(filename):
res=[]
#Read Firs block to get Timestamp, Quantization, SampleFrequency, IntegrationTime, 4*FrequencyChannels, 4*RMS
res=readfirstblock(filename)
qbits=res['Quantization']
# Process al UDP packets by Removing Headers, Demux bitarray, Decode array, Mapping, RMS Calc
auxbuf=removeheader(filename)
lch=[]
lch = multireaddeco(bytes(auxbuf),qbits)
del auxbuf

ncpus = mp.cpu_count()
if (ncpus >= 4):
    with closing( mp.Pool(processes=4,initializer=pool_init,maxtasksperchild=1) ) as pool:
        rms = [pool.apply( cpurms, args=(channel, qbits) ) for channel in lch]
else:
    with closing( mp.Pool(processes=ncpus, initializer=pool_init,maxtasksperchild=1) ) as pool:
        rms = [pool.apply( cpurms, args=(channel, qbits) ) for channel in lch]

# Return: [Timestamp, Filename, IFMStag, Quantization, SampleFrequency, IntegrationTime, 4*FrequencyChannels, 4*RMS]
res.update({'rms_ch0':[rms[0]], 'rms_ch1':[rms[1]], 'rms_ch2':[rms[2]], 'rms_ch3':[rms[3]]})
return res

def cpuproc(filename):
resul=cpuproc_aux(filename)
gc.collect()
return resul

```

---

Código 12: Este código es una librería con las funciones específicas para leer, demultiplexar y procesar los datos grabados por la DSA3.

---

```

### RADSA MODULE
from bitarray import bitarray
import numpy as np

# MUX data
def mux(ch0,ch1,ch2,ch3):
    """Multiplex data and join channels into a single stream

    Notes7
    =====
    @param channel : channels with stream bits
    """
    b=bitarray(ch0.length()*2)
    c=bitarray(ch0.length()*2)
    stream=bitarray(ch0.length()*4)
    b.setall(False)
    c.setall(False)
    stream.setall(False)

    b[::2], b[1::2] = ch0, ch2
    c[::2], c[1::2] = ch1, ch3
    stream[::2], stream[1::2] = b, c

    return stream

# DeMUX data
def demux(stream):
    """Demultiplex data and separate channels

    Notes
    =====
    @param stream : bitarray of multiplexed bits channels

```

---

```

"""

b=bitarray(stream.length()/2)
c=bitarray(stream.length()/2)
b.setall(False)
c.setall(False)

ch0 = bitarray(stream.length()/4)
ch1 = bitarray(stream.length()/4)
ch2 = bitarray(stream.length()/4)
ch3 = bitarray(stream.length()/4)
ch0.setall(False)
ch1.setall(False)
ch2.setall(False)
ch3.setall(False)

b, c = stream[:,2], stream[1:,2]

ch0, ch2 = b[:,2], b[1:,2]
ch1, ch3 = c[:,2], c[1:,2]

return ch0,ch1,ch2,ch3

def decode2bit(ch0,ch1,ch2,ch3):
    # i.e. 2 bits and 2 bits for imaginary and real (I and Q)
    d = {-2:bitarray('10'), 0:bitarray('00'),
         -1:bitarray('11'), 1:bitarray('01')}
    CH0=np.array(ch0.decode(d),dtype=np.int8)
    CH1=np.array(ch1.decode(d),dtype=np.int8)
    CH2=np.array(ch2.decode(d),dtype=np.int8)
    CH3=np.array(ch3.decode(d),dtype=np.int8)
    return (CH0,CH1,CH2,CH3)

def decode4bit(ch0,ch1,ch2,ch3):
    # i.e. 4 bits and 4 bits for imaginary and real (I and Q)
    dt = np.dtype(np.int8)
    dt = dt.newbyteorder('>')
    CH0=np.zeros((ch0.length()/4,), dtype=dt)
    CH1=np.zeros((ch0.length()/4,), dtype=dt)
    CH2=np.zeros((ch0.length()/4,), dtype=dt)
    CH3=np.zeros((ch0.length()/4,), dtype=dt)
    CH0[:,2] = np.bitwise_and(ch0, 0xf0).astype(dt) >> 4
    CH0[1:,2] =(np.bitwise_and(ch0, 0xf0) << 4).astype(dt) >> 4
    CH1[:,2] = np.bitwise_and(ch1, 0xf0).astype(dt) >> 4
    CH1[1:,2] =(np.bitwise_and(ch1, 0xf0) << 4).astype(dt) >> 4
    CH2[:,2] = np.bitwise_and(ch2, 0xf0).astype(dt) >> 4
    CH2[1:,2] =(np.bitwise_and(ch2, 0xf0) << 4).astype(dt) >> 4
    CH3[:,2] = np.bitwise_and(ch3, 0xf0).astype(dt) >> 4
    CH3[1:,2] =(np.bitwise_and(ch3, 0xf0) << 4).astype(dt) >> 4
    return (CH0,CH1,CH2,CH3)

def decode8bit(ch0,ch1,ch2,ch3):
    # i.e. 8 bits and 8 bits for imaginary and real (I and Q)
    dt = np.dtype(np.int8)
    dt = dt.newbyteorder('>')
    CH0=np.frombuffer(ch0, dtype=dt)
    CH1=np.frombuffer(ch1, dtype=dt)
    CH2=np.frombuffer(ch2, dtype=dt)
    CH3=np.frombuffer(ch3, dtype=dt)
    return (CH0,CH1,CH2,CH3)

def decode16bit(ch0,ch1,ch2,ch3):
    from bitarray import bitarray
    # i.e. 16 bits and 16 bits for imaginary and real (I and Q)
    dt = np.dtype(np.int16)
    dt = dt.newbyteorder('>')
    CH0=np.frombuffer(ch0, dtype=dt)
    CH1=np.frombuffer(ch1, dtype=dt)
    CH2=np.frombuffer(ch2, dtype=dt)
    CH3=np.frombuffer(ch3, dtype=dt)
    return (CH0,CH1,CH2,CH3)

```

Código 13: Este código es una librería de funciones utilizadas para leer bloques, cabeceras y reducir datos.

```

import datetime
import numpy as np
import os
import mmap
import struct
import ctypes
from bitstring import BitStream, ConstBitStream,Bits
from bitstring import BitArray as bt
from bitarray import bitarray as BitArray

```

```

def readheader(BS,hprint=None):
    """Reads the header of a UNIX format raw data file.
    Notes
    =====
    @param BS : byte stream
    """

    from bitstruct import unpack

    header={}
    header["magic"],header["recordlength"],header["hdrlen"],header["blocksize"],\
    header["samplerate"],header["cfegain"],header["qu"],header["msg"],\
    header["frameid"],header["version"],header["timetag_samps"],header["offsetfreq"],\
    header["timetag_secs"],header["subc"],header["digitalgain"],header["subchan0_offset"],\
    header["subchan1_offset"],header["subchan2_offset"],header["subchan3_offset"],\
    header["sweepate"],header["path_delay"],header["gdspid"],header["hs"],\
    header["semr"],header["sweepchange"],header["ncov"],header["ncoreset_c"],\
    header["ncoreset_t"],empty = unpack('>r32u16u8u8u16u10u3u3u32u7u25s32u17u4u11s32s32s32s32s32s32u8u1s12u11u1s11u20r128', BS)

    if hprint:
        import yaml
        print(yaml.dump(header, default_flow_style=False))

    return header

def copypost(src, dst, offset):
    with open(src, 'rb') as f1:
        f1.seek(offset,0)
        with open(dst, 'ab') as f2:
            f2.write(f1.read())

def copyprev(src,dst, offset):
    with open(src, 'rb') as f1:
        with open(dst, 'ab') as f2:
            f2.write(f1.read(offset))

def sec2time(sec, n_msec=3):
    ''' Convert seconds to 'D days, HH:MM:SS.FFF' '''
    if hasattr(sec,'_len_'):
        return [sec2time(s) for s in sec]
    m, s = divmod(sec, 60)
    h, m = divmod(m, 60)
    d, h = divmod(h, 24)
    if n_msec > 0:
        pattern = '%02d:%02d:%02d.%df' % (n_msec+3, n_msec)
    else:
        pattern = r'%02d:%02d:%02d'
    if d == 0:
        return pattern % (h, m, s)
    return ('%d days, ' + pattern) % (d, h, m, s)

def readblock(filepointer, startbyte,endbyte):
    a = bt(filepointer)
    H=76*8
    R=1392*8
    pkg=H+R
    print a.len
    for i in range(0,a.len/pkg):
        del a[i*(R):i*(R)+H]
    print a.len

def readfirstblock(INFILE):
    SIZE = os.stat(INFILE).st_size
    BYTES=1468
    HEADER=76

    with open(INFILE, 'rb') as fd:
        mm = mmap.mmap(fd.fileno(), 0, prot=mmap.PROT_READ)
        BS= mm[0:HEADER]
        header1 = readheader(BS,hprint=None)
        X=np.float64(header1["timetag_samps"])*np.float64(1./17500000)
        Y=np.float64(header1["path_delay"])*np.float64(1./35000000)
        utctime1=np.float64(header1["timetag_secs"])+X-Y
        ttime1=sec2time(utctime1,6)
        BS = mm[SIZE-BYTES:SIZE-BYTES+HEADER]
        header2 = readheader(BS,hprint=None)
        X=np.float64(header2["timetag_samps"])*np.float64(1./17500000)
        Y=np.float64(header2["path_delay"])*np.float64(1./35000000)
        utctime2=np.float64(header2["timetag_secs"])+X-Y
        ttime2=sec2time(utctime2,6)

    recordlength=utctime2-utctime1
    fs=17500000./header1["samplerate"]
    qu=header1["qu"]
    if qu == 0:
        qu=1
    if qu ==1:
        qu=2

```

```

if qu == 2:
    qu=4
if qu == 4:
    qu=8
if qu == 5:
    qu=16

# [Filename, Timestamp, Quantization, SampleFrequency, IntegrationTime,
info={'Filename':INFILE.split("/")[-1], 'Timestamp':ttime1, 'Quantization':qu, 'SampleFrequency':fs, 'IntegrationTime':recordlength}
return info

def checkfile(INFILE,itime):
    SIZE = os.stat(INFILE).st_size
    print SIZE
    if SIZE == 0:
        return False

    BYTES=1468
    HEADER=76

    with open(INFILE, 'rb') as fd:
        mm = mmap.mmap(fd.fileno(), 0, prot=mmap.PROT_READ)
        BS = mm[0:HEADER]
        header1 = readheader(BS,hprint=None)
        X=np.float64(header1["timetag_samps"])*np.float64(1./17500000)
        Y=np.float64(header1["path_delay"])*np.float64(1./35000000)
        utctime1=np.float64(header1["timetag_secs"])*X-Y
        ttime1=sec2time(utctime1,6)
        BS = mm[SIZE-BYTES:SIZE-BYTES+HEADER]
        header2 = readheader(BS,hprint=None)
        X=np.float64(header2["timetag_samps"])*np.float64(1./17500000)
        Y=np.float64(header2["path_delay"])*np.float64(1./35000000)
        utctime=np.float64(header2["timetag_secs"])*X-Y
        ttime2=sec2time(utctime2,6)

    diff=utctime2-utctime1
    return np.isclose(itime,diff,rtol=1e-4)

def datareduce(schdtimes,filelist,filetimes,scannumber,output,integrationtime):
    TestLib = ctypes.cdll.LoadLibrary('./TestLib.so')

    output="%s%s_scan_%04d.bin" % (output, '_'.join((filelist[0].split('/')[-1]).split('_')[:-1]),scannumber)
    ## Check if file exist and is correct
    if os.path.isfile(output):
        ## Check if file has the correct length
        if checkfile(output,integrationtime):
            print 'File exist and is correct'
            return 0
        else:
            print 'File exist, but is not correct, deleting...'
            os.remove(output)

    for i in np.arange(2):
        with open(filelist[i]) as fd:
            mm = mmap.mmap(fd.fileno(), 0, prot=mmap.PROT_READ)
            header = readheader(mm[0:76],hprint=None)

            fs=header["samplerate"]
            qu=header["qu"]

            if qu == 5: #16-bits
                nsamples=87

            freq=17500000./(fs)
            timefilestart=filetimes[i]
            filename=filelist[i]

            filesize=os.path.getsize(filename)

            blocksize=1468
            N=float(filesize)/blocksize
            T=1./freq
            sec=T*nsamples*N

            ## Calculate end time file (next starttimefie)
            delta=datetime.timedelta(seconds=sec)

            tschdstart=schdtimes[0]
            tschdend=schdtimes[1]

            tfilestart=timefilestart
            tfileend=tfilestart+delta

            ## Lower bound
            if tfilestart < tschdstart < tfileend:
                tdiff = tschdstart-tfilestart
                tdiff = tdiff.seconds+1e-6*tdiff.microseconds
                N1 = int(tdiff/(T*87))
                offset=blocksize*N1

```

```

    ### Bytes Offset file
    res=TestLib.CopyPost( ctypes.c_char_p(filename), ctypes.c_char_p(output), offset)

    ## Upper bound
    if tfilestart < tschdend < tfileend:
        tdiff = tschdend-tfilestart
        tdiff = tdiff.seconds+1e-6*tdiff.microseconds
        N1 = int(tdiff/(T*87))
        offset=blocksize*N1
        ### Bytes Offset file
        res=TestLib.CopyPrev( ctypes.c_char_p(filename), ctypes.c_char_p(output), offset)

return output

```

---

Código 14: Este código sirve para generar arreglos de bits multiplexados, se utilizó para simular datos.

---

```

# Antena Data format simulator
import numpy as np
import sys
import argparse

from bitarray import bitarray
from multiprocessing.dummy import Pool as ThreadPool
from functools import partial

from libradsa import *

def roundup(nsamples,qbits):
    """Round number of bits for IQ data fill a byte (nearest multiple)

    Notes
    ====
    @param nsamples : number of pairs IQ
          qbits : data quantization bits, allowed 2, 4, 8, 16
    """
    n = nsamples*qbits
    m = 8
    a=(n + m - 1) / m * m
    return a

def channel(qbits,npairs):
    """Generate IQ bits data

    Notes
    ====
    @param qbits : data quantization bits, allowed 2, 4, 8, 16
          npairs : Number of pairs IQ
    """
    if qbits in [2, 4, 8, 16]:
        nsamples = npairs
        maxim=(2**(qbits-1))
        minim=-1*(2**(qbits-1))

        bitsamples = roundup(nsamples,qbits)
        nsamples = bitsamples/qbits

        IQ=np.random.randint(minim,maxim,nsamples, dtype='int16')
        aux=IQ.view(dtype='uint16')
        del IQ
        d=[('00000000000000'+bin(xi)[2:][-qbits:]-qbits:] for xi in aux)
        del aux
        a=bitarray('').join(d)
        del d
    else:
        raise TypeError('Please set quantization bits to 2,4,8 or 16')

    return a

def main(args):
    qbits=args.qbits
    npairs=args.nsamples*2

    if args.test:
        npairs=4*2

    #If npair > 1e6 chunk
    N=int(npairs/1e6)
    R=int(npairs%1e6)

    print "Number of chunks",N
    print "Last chunk",R

```

---

```

for i in range(0, N):
    ## Create data
    pool = ThreadPool(4)
    iterable = [ int(1e6), int(1e6), int(1e6), int(1e6) ]
    func = partial(channel, qbits)
    result = pool.map(func, iterable)
    datastream=mux(result[0],result[1],result[2],result[3])
    del result
    print 'datastream length',datastream.length()
    if args.outfile:
        with open(args.outfile, 'a') as f:
            datastream.tofile(f)

## Create data
pool = ThreadPool(4)
iterable = [ R, R, R, R ]
func = partial(channel, qbits)
result = pool.map(func, iterable)
datastream=mux(result[0],result[1],result[2],result[3])
del result
print 'datastream length',datastream.length()
if args.outfile:
    with open(args.outfile, 'a') as f:
        datastream.tofile(f)

if __name__ == "__main__":

    parser = argparse.ArgumentParser(description='Simulate antenna data format.')
    parser.add_argument('-q', dest='qbits', type=int, choices=[2,4,8,16],
                        help="Bits quantization", required=True)
    parser.add_argument('-n', dest='nsamples', type=int,
                        help='Numdeb of IQ pairs (samples*2)', required=True)
    parser.add_argument('-o', '--outfile', dest='outfile',type=str,
                        help='Write to OUT_FILE the simulated data.', required=True)
    parser.add_argument('-t', '--test', dest='test',type=str,
                        help='Print 4 samples pairs', required=False)

    args = parser.parse_args()

    main(args)

```

Código 15: Este código contiene la función para usar memoria asignada con pyCUDA.

```

def cudarms(data,qbits):
    import numpy as np
    import math
    import pycuda.autoinit
    import pycuda.driver as drv
    from pycuda.compiler import SourceModule

    dot_mod = SourceModule("""
__global__ void full_dot( float* v1, float* v2, float* out, int N ) {
    __shared__ int cache[ 1024 ];
    int i = blockIdx.x * blockDim.x + threadIdx.x;
    //i += blockDim.x * gridDim.x;
    cache[ threadIdx.x ] = 0;
    while( i < N ) {
        cache[ threadIdx.x ] += v1[ i ] * v2[ i ] + v1[ i ];
        i += blockDim.x * blockDim.x;
    }
    __syncthreads(); // required because later on the current thread is accessing
                    // data written by another thread

    i = 1024 / 2;
    while( i > 0 ) {
        if( threadIdx.x < i ) cache[ threadIdx.x ] += cache[ threadIdx.x + i ];
        __syncthreads();
        i /= 2; //not sure bitwise operations are actually faster
    }

#ifdef NO_SYNC // serialized access to shared data;
    if( threadIdx.x == 0 ) atomicAdd( out, cache[ 0 ] );
#else // no sync, what most likely happens is:
    // 1) all threads read 0
    // 2) all threads write concurrently 16 (local block dot product)
    if( threadIdx.x == 0 ) *out += cache[ 0 ];
#endif
}
""")

dot = dot_mod.get_function("full_dot")

##Number of samples
N=len(data)

```

```

Ns=N/2
BLOCK_SIZE = 1024
BLOCKS = int(math.ceil(N/BLOCK_SIZE))
THREADS_PER_BLOCK = BLOCK_SIZE

# Time use of pinned host memory:
x = drv.aligned_empty(N, dtype=np.int32, order='C')
x = drv.register_host_memory(x, flags=drv.mem_host_register_flags.DEVICEMAP)
x_gpu_ptr = np.intp(x.base.get_device_pointer())

# Time use of pinned host memory:
y = drv.aligned_empty(N, dtype=np.int32, order='C')
y = drv.register_host_memory(y, flags=drv.mem_host_register_flags.DEVICEMAP)
y_gpu_ptr = np.intp(y.base.get_device_pointer())

# Time use of pinned host memory:
z = drv.aligned_empty(1, dtype=np.int32, order='C')
z = drv.register_host_memory(z, flags=drv.mem_host_register_flags.DEVICEMAP)
z_gpu_ptr = np.intp(z.base.get_device_pointer())

z[:] = np.zeros(1)
x[:] = np.zeros(N)
y[:] = np.zeros(N)

x[:] = data.astype(np.float32)
y[:] = x[:]

dot(x_gpu_ptr,
    y_gpu_ptr,
    z_gpu_ptr,
    np.uint32(N),
    block=(THREADS_PER_BLOCK, 1, 1), grid=(BLOCKS,1))
drv.Context.synchronize()

#Mapping to signal value
ydot=2**(16-qbits)*(float(z[0])+N*0.25)

rms=np.sqrt(ydot/Ns)
return rms

```

---



# **Apéndice B**

## **Reportes de la ESA**

Se muestran las primeras tres hojas de cada reporte de observación de la ESA. En donde se puede leer la configuración de la antena, el schedule utilizado y las condiciones climáticas durante la observación, también cualquier detalle registrado por personal de la estación.

## Observación 3 - DOY 038 de 2017



### MLG Local Operation - Support Report

<b>S/C</b>	CONAE		
<b>Schedule as per OMS-11</b>	DOY038-2017		
<b>BOA</b>	<b>BOT</b>	<b>EOT</b>	<b>EOA</b>
038T17:00	038T17:00	039T00:00	039T00:00
EOCR 82142 - CONAE Support - Station MCP --- Local Operation for CONAE observation time.			
<b>Type of Support</b>	Star Tracking and Dual EOLP recording (NET4-DDOR)		
<b>Frequency Plan</b>			
LDC1	8449.600 MHz		
LDC2	8450.000 MHz		
LDC3	8450.400 MHz		
<b>Downlink Chains</b>			
LDC1-IFMS1-ESU1			
LDC2-IFMS2-ESU2			
LDC3-IFMS3-ESU3			
<b>IFMS Configuration:</b>			
Prepared by:	D.Pazos		
<b>All three IFMSs configured as follows</b>			
<b>CFE AGC</b>	OFF		
<b>CFE Gain (X)</b>	30 dB		
<b>CFE Gain (Y)</b>	30 dB		
<b>EOLP AGC</b>	OFF		
<b>EOLP Gain (X)</b>	60 dB		
<b>EOLP Gain (Y)</b>	60 dB		
EOLP Nominal Sample Rate	100000 Hz		
EOLP Quantisation	16 bit		
EOLP1 Polarization	X (RHCP)		
EOLP1 SubChannel 0 Frequency OffSet	-100000 Hz		
EOLP1 SubChannel 1 Frequency OffSet	0 Hz		
EOLP1 SubChannel 2 Frequency OffSet	+100000 Hz		
EOLP1 SubChannel 3 Frequency OffSet	+200000 Hz		
EOLP2 Polarization	Y (LHCP)		
EOLP2 SubChannel 0 Frequency	-100000 Hz		

# Observación 3 - DOY 038 de 2017



Offset	
EOLP2 SubChannel 1 Frequency Offset	0 Hz
EOLP2 SubChannel 2 Frequency Offset	+100000 Hz
EOLP2 SubChannel 3 Frequency Offset	+200000 Hz
<b>FEC configuration</b>	
<b>Star Catalogue</b>	Prepared by M.Colazo/B.Garcia (CONAE/ITeDa).
0521-365 05:22:57.984651	-36:27:30.850920
C0521OFF 05:22:57.984651	-37:27:30.850920
1934-638 19:39:25.026000	-63:42:45.630000
C1934OFF 19:39:25.026000	-64:42:45.630000
<b>Schedule</b>	Prepared by M.Colazo/B.Garcia (CONAE/ITeDa). Validated by M&O Team
2017/02/07/17:00:00	55 1934-638
2017/02/07/17:03:00	55 C1934OFF
2017/02/07/17:10:00	55 1934-638
2017/02/07/17:13:00	55 C1934OFF
2017/02/07/17:20:00	55 1934-638
2017/02/07/17:23:00	55 C1934OFF
2017/02/07/17:30:00	55 1934-638
2017/02/07/17:33:00	55 C1934OFF
2017/02/07/17:40:00	55 1934-638
2017/02/07/17:43:00	55 C1934OFF
2017/02/07/17:50:00	55 1934-638
2017/02/07/17:53:00	55 C1934OFF
2017/02/07/18:00:00	55 1934-638
2017/02/07/18:03:00	55 C1934OFF
2017/02/07/18:10:00	55 1934-638
2017/02/07/18:13:00	55 C1934OFF
2017/02/07/18:20:00	55 1934-638
2017/02/07/18:23:00	55 C1934OFF
2017/02/07/18:30:00	55 1934-638
2017/02/07/18:33:00	55 C1934OFF
2017/02/07/18:40:00	55 1934-638
2017/02/07/18:43:00	55 C1934OFF
2017/02/07/18:50:00	55 1934-638
2017/02/07/18:53:00	55 C1934OFF
2017/02/07/19:00:00	55 1934-638
2017/02/07/19:03:00	55 C1934OFF
2017/02/07/19:10:00	55 1934-638
2017/02/07/19:13:00	55 C1934OFF
2017/02/07/19:20:00	55 1934-638
2017/02/07/19:23:00	55 C1934OFF
2017/02/07/19:30:00	55 1934-638
2017/02/07/19:33:00	55 C1934OFF

## Observación 3 - DOY 038 de 2017



2017/02/07/19:40:00	55	1934-638
2017/02/07/19:43:00	55	C1934OFF
2017/02/07/20:10:00	55	0521-365
2017/02/07/20:13:00	55	C0521OFF
2017/02/07/20:20:00	55	0521-365
2017/02/07/20:23:00	55	C0521OFF
2017/02/07/20:30:00	55	0521-365
2017/02/07/20:33:00	55	C0521OFF
2017/02/07/20:40:00	55	0521-365
2017/02/07/20:43:00	55	C0521OFF
2017/02/07/20:50:00	55	0521-365
2017/02/07/20:53:00	55	C0521OFF
2017/02/07/21:00:00	55	0521-365
2017/02/07/21:03:00	55	C0521OFF
2017/02/07/21:10:00	55	0521-365
2017/02/07/21:13:00	55	C0521OFF
2017/02/07/21:20:00	55	0521-365
2017/02/07/21:23:00	55	C0521OFF
2017/02/07/21:30:00	55	0521-365
2017/02/07/21:33:00	55	C0521OFF
2017/02/07/21:40:00	55	0521-365
2017/02/07/21:43:00	55	C0521OFF
2017/02/07/21:50:00	55	0521-365
2017/02/07/21:53:00	55	C0521OFF
2017/02/07/22:00:00	55	0521-365
2017/02/07/22:03:00	55	C0521OFF
2017/02/07/22:10:00	55	0521-365
2017/02/07/22:13:00	55	C0521OFF
2017/02/07/22:20:00	55	0521-365
2017/02/07/22:23:00	55	C0521OFF
2017/02/07/22:30:00	55	0521-365
2017/02/07/22:33:00	55	C0521OFF
2017/02/07/22:40:00	55	0521-365
2017/02/07/22:43:00	55	C0521OFF
2017/02/07/22:50:00	55	0521-365
2017/02/07/22:53:00	55	C0521OFF
2017/02/07/23:00:00	55	0521-365
2017/02/07/23:03:00	55	C0521OFF
2017/02/07/23:10:00	55	0521-365
2017/02/07/23:13:00	55	C0521OFF
2017/02/07/23:20:00	55	0521-365
2017/02/07/23:23:00	55	C0521OFF
<b>Summary of the activities</b>		
<b>Outdoor Conditions</b>	Clear Sky to 10% to 20% cloud coverage. Medium speed winds (10 m/s avg)	
<b>METEO Data</b>	Meteo data recorded for the full support starting at 17h42z and finishing at 23h25z	

# Observación 4 - DOY 255, 256, 257 de 2017



## MLG Local Operation - Support Report

<b>S/C</b>	CONAE		
<b>Schedule as per OMS-11</b>	DOY255-2017		
<b>BOA</b>	<b>BOT</b>	<b>EOT</b>	<b>EOA</b>
255T00:00	255T00:00	255T09:00	255T09:00
EOCR 82142 - CONAE Support - Station MCP --- Local Operation for CONAE observation time.			
<b>Type of Support</b>	Star Tracking and Dual EOLP recording (NET4-DDOR)		
<b>Frequency Plan</b>			
LDC1	8449.600 MHz		
LDC2	8450.400 MHz		
TTCP1	8450.000 MHz		
<b>Downlink Chains</b>			
LDC1-IFMS1-ESU1			
LDC2-IFMS2-ESU2			
TTCP1-ESU3			
<b>IFMS Configuration:</b>			
Prepared by:	J. Galera / A. de Nevrezé		
<b>Both IFMSs configured as follows</b>			
<b>CFE AGC</b>	OFF		
<b>CFE Gain (X)</b>	30 dB		
<b>CFE Gain (Y)</b>	30 dB		
<b>EOLP AGC</b>	OFF		
<b>EOLP Gain (X)</b>	60 dB		
<b>EOLP Gain (Y)</b>	60 dB		
EOLP Nominal Sample Rate	200 kHz		
EOLP Quantisation	16 bit		
EOLP1 Polarization	X (RHCP)		
EOLP1 SubChannel 0 Frequency Offset	-300000 Hz		
EOLP1 SubChannel 1 Frequency Offset	-100000 Hz		
EOLP1 SubChannel 2 Frequency Offset	+100000 Hz		
EOLP1 SubChannel 3 Frequency Offset	+300000 Hz		
EOLP2 Polarization	Y (LHCP)		
EOLP2 SubChannel 0 Frequency Offset	-300000 Hz		
EOLP2 SubChannel 1 Frequency Offset	-100000 Hz		
EOLP2 SubChannel 2 Frequency Offset	+100000 Hz		

# Observación 4 - DOY 255, 256, 257 de 2017



Offset		
EOLP2 SubChannel 3 Frequency Offset	+300000 Hz	
<b>TTCP Configured as follows</b>		
<b>OLRX AGC</b>	OFF	
<b>OLRX Gain (X)</b>	60 dB	
<b>OLRX Gain (Y)</b>	60 dB	
OLRX Nominal Sample Rate	1 MHz	
OLRX Quantisation	16 bit	
<b>OLRX Subchannels configuration</b>	<b>Frequency Offset</b>	<b>Polarization</b>
OLRX SubChannel 0	-1500000 Hz	X (RHC)
OLRX SubChannel 1	-500000 Hz	X (RHC)
OLRX SubChannel 2	+500000 Hz	X (RHC)
OLRX SubChannel 3	+1500000 Hz	X (RHC)
OLRX SubChannel 4	-1500000 Hz	Y (LHC)
OLRX SubChannel 5	-500000 Hz	Y (LHC)
OLRX SubChannel 6	+500000 Hz	Y (LHC)
OLRX SubChannel 7	+1500000 Hz	Y (LHC)
<b>FEC configuration</b>		
<b>Star Catalogue</b>	Prepared by M.Colazo/B.Garcia (CONAE/ITeDa).	
0521-365	05:22:57.984651	-36:27:30.850920
C0521OFF	05:22:57.984651	-37:27:30.850920
1934-638	19:39:25.026000	-63:42:45.630000
C1934OFF	19:39:25.026000	-64:42:45.630000
<b>Schedule</b>	Prepared by M.Colazo/B.Garcia (CONAE/ITeDa). Validated by M&O Team	
2017/09/12/00:00:00	55	1934-638
2017/09/12/00:03:00	55	C1934OFF
2017/09/12/00:06:00	55	1934-638
2017/09/12/00:09:00	55	C1934OFF
2017/09/12/00:12:00	55	1934-638
2017/09/12/00:15:00	55	C1934OFF
2017/09/12/00:18:00	55	1934-638
2017/09/12/00:21:00	55	C1934OFF
2017/09/12/00:24:00	55	1934-638
2017/09/12/00:27:00	55	C1934OFF
2017/09/12/00:30:00	55	1934-638
2017/09/12/00:33:00	55	C1934OFF
2017/09/12/00:36:00	55	1934-638
2017/09/12/00:39:00	55	C1934OFF
2017/09/12/00:42:00	55	1934-638
2017/09/12/00:45:00	55	C1934OFF
2017/09/12/00:48:00	55	1934-638
2017/09/12/00:51:00	55	C1934OFF
2017/09/12/00:54:00	55	1934-638
2017/09/12/00:57:00	55	C1934OFF
2017/09/12/01:00:00	55	1934-638
2017/09/12/01:03:00	55	C1934OFF
2017/09/12/01:06:00	55	1934-638

# Observación 4 - DOY 255, 256, 257 de 2017



2017/09/12/01:09:00	55	C1934OFF
2017/09/12/01:12:00	55	1934-638
2017/09/12/01:15:00	55	C1934OFF
2017/09/12/01:18:00	55	1934-638
2017/09/12/01:21:00	55	C1934OFF
2017/09/12/01:24:00	55	1934-638
2017/09/12/01:27:00	55	C1934OFF
2017/09/12/01:30:00	55	1934-638
2017/09/12/01:33:00	55	C1934OFF
2017/09/12/01:36:00	55	1934-638
2017/09/12/01:39:00	55	C1934OFF
2017/09/12/01:42:00	55	1934-638
2017/09/12/01:45:00	55	C1934OFF
2017/09/12/01:48:00	55	1934-638
2017/09/12/01:51:00	55	C1934OFF
2017/09/12/01:54:00	55	1934-638
2017/09/12/01:57:00	55	C1934OFF
2017/09/12/02:00:00	55	1934-638
2017/09/12/02:03:00	55	C1934OFF
2017/09/12/02:06:00	55	1934-638
2017/09/12/02:09:00	55	C1934OFF
2017/09/12/02:12:00	55	1934-638
2017/09/12/02:15:00	55	C1934OFF
2017/09/12/02:18:00	55	1934-638
2017/09/12/02:21:00	55	C1934OFF
2017/09/12/02:24:00	55	1934-638
2017/09/12/02:27:00	55	C1934OFF
2017/09/12/02:30:00	55	1934-638
2017/09/12/02:33:00	55	C1934OFF
2017/09/12/02:36:00	55	1934-638
2017/09/12/02:39:00	55	C1934OFF
2017/09/12/02:42:00	55	1934-638
2017/09/12/02:45:00	55	C1934OFF
2017/09/12/02:48:00	55	1934-638
2017/09/12/02:51:00	55	C1934OFF
2017/09/12/02:54:00	55	1934-638
2017/09/12/02:57:00	55	C1934OFF
2017/09/12/03:00:00	55	1934-638
2017/09/12/03:03:00	55	C1934OFF
2017/09/12/03:06:00	55	1934-638
2017/09/12/03:09:00	55	C1934OFF
2017/09/12/03:12:00	55	1934-638
2017/09/12/03:15:00	55	C1934OFF
2017/09/12/03:18:00	55	1934-638
2017/09/12/03:21:00	55	C1934OFF
2017/09/12/03:24:00	55	1934-638
2017/09/12/03:27:00	55	C1934OFF
2017/09/12/03:30:00	55	1934-638
2017/09/12/03:33:00	55	C1934OFF
2017/09/12/03:36:00	55	1934-638
2017/09/12/03:39:00	55	C1934OFF
2017/09/12/03:42:00	55	1934-638

## Observación 4 - DOY 255, 256, 257 de 2017



### MLG Local Operation - Support Report

<b>S/C</b>	CONAE		
<b>Schedule as per OMS-11</b>	DOY256-2017		
<b>BOA</b>	<b>BOT</b>	<b>EOT</b>	<b>EOA</b>
256T00:00	256T00:00	256T09:00	256T09:00
EOCR 82142 - CONAE Support - Station MCP --- Local Operation for CONAE observation time.			
<b>Type of Support</b>	Star Tracking and Dual EOLP recording (NET4-DDOR)		
<b>Frequency Plan</b>			
LDC1	8449.600 MHz		
LDC2	8450.400 MHz		
TTCP1	8450.000 MHz		
<b>Downlink Chains</b>			
LDC1-IFMS1-ESU1			
LDC2-IFMS2-ESU2			
TTCP1-ESU3			
<b>IFMS Configuration:</b>			
Prepared by:	J. Galera / Augusto de Nevrezé		
<b>Both IFMSs configured as follows</b>			
<b>CFE AGC</b>	OFF		
<b>CFE Gain (X)</b>	30 dB		
<b>CFE Gain (Y)</b>	30 dB		
<b>EOLP AGC</b>	OFF		
<b>EOLP Gain (X)</b>	60 dB		
<b>EOLP Gain (Y)</b>	60 dB		
EOLP Nominal Sample Rate	200 kHz		
EOLP Quantisation	16 bit		
EOLP1 Polarization	X (RHCP)		
EOLP1 SubChannel 0 Frequency Offset	-300000 Hz		
EOLP1 SubChannel 1 Frequency Offset	-100000 Hz		
EOLP1 SubChannel 2 Frequency Offset	+100000 Hz		
EOLP1 SubChannel 3 Frequency Offset	+300000 Hz		
EOLP2 Polarization	Y (LHCP)		
EOLP2 SubChannel 0 Frequency Offset	-300000 Hz		
EOLP2 SubChannel 1 Frequency Offset	-100000 Hz		
EOLP2 SubChannel 2 Frequency Offset	+100000 Hz		

# Observación 4 - DOY 255, 256, 257 de 2017



Offset		
EOLP2 SubChannel 3 Frequency Offset	+300000 Hz	
<b>TTCP Configured as follows</b>		
<b>OLRX AGC</b>	OFF	
<b>OLRX Gain (X)</b>	60 dB	
<b>OLRX Gain (Y)</b>	60 dB	
OLRX Nominal Sample Rate	1 MHz	
OLRX Quantisation	16 bit	
<b>OLRX Subchannels configuration</b>	<b>Frequency Offset</b>	<b>Polarization</b>
OLRX SubChannel 0	-1500000 Hz	X (RHC)
OLRX SubChannel 1	-500000 Hz	X (RHC)
OLRX SubChannel 2	+500000 Hz	X (RHC)
OLRX SubChannel 3	+1500000 Hz	X (RHC)
OLRX SubChannel 4	-1500000 Hz	Y (LHC)
OLRX SubChannel 5	-500000 Hz	Y (LHC)
OLRX SubChannel 6	+500000 Hz	Y (LHC)
OLRX SubChannel 7	+1500000 Hz	Y (LHC)
<b>FEC configuration</b>		
<b>Star Catalogue</b>	Prepared by M.Colazo/B.Garcia (CONAE/ITeDa).	
0521-365	05:22:57.984651	-36:27:30.850920
C0521OFF	05:22:57.984651	-37:27:30.850920
1934-638	19:39:25.026000	-63:42:45.630000
C1934OFF	19:39:25.026000	-64:42:45.630000
<b>Schedule</b>	Prepared by M.Colazo/B.Garcia (CONAE/ITeDa). Validated by M&O Team	
2017/09/13/00:00:00	55	1934-638
2017/09/13/00:03:00	55	C1934OFF
2017/09/13/00:06:00	55	1934-638
2017/09/13/00:09:00	55	C1934OFF
2017/09/13/00:12:00	55	1934-638
2017/09/13/00:15:00	55	C1934OFF
2017/09/13/00:18:00	55	1934-638
2017/09/13/00:21:00	55	C1934OFF
2017/09/13/00:24:00	55	1934-638
2017/09/13/00:27:00	55	C1934OFF
2017/09/13/00:30:00	55	1934-638
2017/09/13/00:33:00	55	C1934OFF
2017/09/13/00:36:00	55	1934-638
2017/09/13/00:39:00	55	C1934OFF
2017/09/13/00:42:00	55	1934-638
2017/09/13/00:45:00	55	C1934OFF
2017/09/13/00:48:00	55	1934-638
2017/09/13/00:51:00	55	C1934OFF
2017/09/13/00:54:00	55	1934-638
2017/09/13/00:57:00	55	C1934OFF
2017/09/13/01:00:00	55	1934-638
2017/09/13/01:03:00	55	C1934OFF
2017/09/13/01:06:00	55	1934-638

**Observación 4 - DOY 255, 256, 257 de 2017**

2017/09/13/01:09:00	55	C1934OFF
2017/09/13/01:12:00	55	1934-638
2017/09/13/01:15:00	55	C1934OFF
2017/09/13/01:18:00	55	1934-638
2017/09/13/01:21:00	55	C1934OFF
2017/09/13/01:24:00	55	1934-638
2017/09/13/01:27:00	55	C1934OFF
2017/09/13/01:30:00	55	1934-638
2017/09/13/01:33:00	55	C1934OFF
2017/09/13/01:36:00	55	1934-638
2017/09/13/01:39:00	55	C1934OFF
2017/09/13/01:42:00	55	1934-638
2017/09/13/01:45:00	55	C1934OFF
2017/09/13/01:48:00	55	1934-638
2017/09/13/01:51:00	55	C1934OFF
2017/09/13/01:54:00	55	1934-638
2017/09/13/01:57:00	55	C1934OFF
2017/09/13/02:00:00	55	1934-638
2017/09/13/02:03:00	55	C1934OFF
2017/09/13/02:06:00	55	1934-638
2017/09/13/02:09:00	55	C1934OFF
2017/09/13/02:12:00	55	1934-638
2017/09/13/02:15:00	55	C1934OFF
2017/09/13/02:18:00	55	1934-638
2017/09/13/02:21:00	55	C1934OFF
2017/09/13/02:24:00	55	1934-638
2017/09/13/02:27:00	55	C1934OFF
2017/09/13/02:30:00	55	1934-638
2017/09/13/02:33:00	55	C1934OFF
2017/09/13/02:36:00	55	1934-638
2017/09/13/02:39:00	55	C1934OFF
2017/09/13/02:42:00	55	1934-638
2017/09/13/02:45:00	55	C1934OFF
2017/09/13/02:48:00	55	1934-638
2017/09/13/02:51:00	55	C1934OFF
2017/09/13/02:54:00	55	1934-638
2017/09/13/02:57:00	55	C1934OFF
2017/09/13/03:00:00	55	1934-638
2017/09/13/03:03:00	55	C1934OFF
2017/09/13/03:06:00	55	1934-638
2017/09/13/03:09:00	55	C1934OFF
2017/09/13/03:12:00	55	1934-638
2017/09/13/03:15:00	55	C1934OFF
2017/09/13/03:18:00	55	1934-638
2017/09/13/03:21:00	55	C1934OFF
2017/09/13/03:24:00	55	1934-638
2017/09/13/03:27:00	55	C1934OFF
2017/09/13/03:30:00	55	1934-638
2017/09/13/03:33:00	55	C1934OFF
2017/09/13/03:36:00	55	1934-638
2017/09/13/03:39:00	55	C1934OFF
2017/09/13/03:42:00	55	1934-638

# Observación 4 - DOY 255, 256, 257 de 2017



## MLG Local Operation - Support Report

<b>S/C</b>	CONAE		
<b>Schedule as per OMS-11</b>	DOY257-2017		
<b>BOA</b>	<b>BOT</b>	<b>EOT</b>	<b>EOA</b>
257T05:00	257T05:00	257T09:00	257T09:00
EOCR 82142 - CONAE Support - Station MCP --- Local Operation for CONAE observation time.			
<b>Type of Support</b>	Star Tracking and Dual EOLP recording (NET4-DDOR)		
<b>Frequency Plan</b>			
LDC1	8448.000 MHz		
LDC2	8452.000 MHz		
<b>Downlink Chains</b>			
LDC1-IFMS1-ESU1 LDC2-IFMS2-ESU2			
<b>IFMS Configuration:</b>			
Prepared by:	J. Galera / Augusto de Nevrezé		
<b>Both IFMSs configured as follows</b>			
<b>CFE AGC</b>	OFF		
<b>CFE Gain (X)</b>	30 dB		
<b>CFE Gain (Y)</b>	30 dB		
<b>EOLP AGC</b>	OFF		
<b>EOLP Gain (X)</b>	60 dB		
<b>EOLP Gain (Y)</b>	60 dB		
EOLP Nominal Sample Rate	1 MHz		
EOLP Quantisation	4 bit		
EOLP1 Polarization	X (RHCP)		
EOLP1 SubChannel 0 Frequency Offset	-1500000 Hz		
EOLP1 SubChannel 1 Frequency Offset	-500000 Hz		
EOLP1 SubChannel 2 Frequency Offset	+500000 Hz		
EOLP1 SubChannel 3 Frequency Offset	+1500000 Hz		
EOLP2 Polarization	Y (LHCP)		
EOLP2 SubChannel 0 Frequency Offset	-1500000 Hz		
EOLP2 SubChannel 1 Frequency Offset	-500000 Hz		
EOLP2 SubChannel 2 Frequency Offset	+500000 Hz		
EOLP2 SubChannel 3 Frequency Offset	+1500000 Hz		

# Observación 4 - DOY 255, 256, 257 de 2017



Offset		
FEC configuration		
Star Catalogue		Prepared by M.Colazo/B.Garcia (CONAE/ITeDa).
0521-365	05:22:57.984651	-36:27:30.850920
C0521OFF	05:22:57.984651	-37:27:30.850920
Schedule		Prepared by M.Colazo/B.Garcia (CONAE/ITeDa). Validated by M&O Team
2017/09/14/05:00:00	55	0521-365
2017/09/14/05:03:00	55	C0521OFF
2017/09/14/05:06:00	55	0521-365
2017/09/14/05:09:00	55	C0521OFF
2017/09/14/05:12:00	55	0521-365
2017/09/14/05:15:00	55	C0521OFF
2017/09/14/05:18:00	55	0521-365
2017/09/14/05:21:00	55	C0521OFF
2017/09/14/05:24:00	55	0521-365
2017/09/14/05:27:00	55	C0521OFF
2017/09/14/05:30:00	55	0521-365
2017/09/14/05:33:00	55	C0521OFF
2017/09/14/05:36:00	55	0521-365
2017/09/14/05:39:00	55	C0521OFF
2017/09/14/05:42:00	55	0521-365
2017/09/14/05:45:00	55	C0521OFF
2017/09/14/05:48:00	55	0521-365
2017/09/14/05:51:00	55	C0521OFF
2017/09/14/05:54:00	55	0521-365
2017/09/14/05:57:00	55	C0521OFF
2017/09/14/06:00:00	55	0521-365
2017/09/14/06:03:00	55	C0521OFF
2017/09/14/06:06:00	55	0521-365
2017/09/14/06:09:00	55	C0521OFF
2017/09/14/06:12:00	55	0521-365
2017/09/14/06:15:00	55	C0521OFF
2017/09/14/06:18:00	55	0521-365
2017/09/14/06:21:00	55	C0521OFF
2017/09/14/06:24:00	55	0521-365
2017/09/14/06:27:00	55	C0521OFF
2017/09/14/06:30:00	55	0521-365
2017/09/14/06:33:00	55	C0521OFF
2017/09/14/06:36:00	55	0521-365
2017/09/14/06:39:00	55	C0521OFF
2017/09/14/06:42:00	55	0521-365
2017/09/14/06:45:00	55	C0521OFF
2017/09/14/06:48:00	55	0521-365
2017/09/14/06:51:00	55	C0521OFF
2017/09/14/06:54:00	55	0521-365
2017/09/14/06:57:00	55	C0521OFF
2017/09/14/07:00:00	55	0521-365
2017/09/14/07:03:00	55	C0521OFF
2017/09/14/07:06:00	55	0521-365
2017/09/14/07:09:00	55	C0521OFF

# Observación 4 - DOY 255, 256, 257 de 2017



2017/09/14/07:12:00	55	0521-365
2017/09/14/07:15:00	55	C0521OFF
2017/09/14/07:18:00	55	0521-365
2017/09/14/07:21:00	55	C0521OFF
2017/09/14/07:24:00	55	0521-365
2017/09/14/07:27:00	55	C0521OFF
2017/09/14/07:30:00	55	0521-365
2017/09/14/07:33:00	55	C0521OFF
2017/09/14/07:36:00	55	0521-365
2017/09/14/07:39:00	55	C0521OFF
2017/09/14/07:42:00	55	0521-365
2017/09/14/07:45:00	55	C0521OFF
2017/09/14/07:48:00	55	0521-365
2017/09/14/07:51:00	55	C0521OFF
2017/09/14/07:54:00	55	0521-365
2017/09/14/07:57:00	55	C0521OFF
2017/09/14/08:00:00	55	0521-365
2017/09/14/08:03:00	55	C0521OFF
2017/09/14/08:06:00	55	0521-365
2017/09/14/08:09:00	55	C0521OFF
2017/09/14/08:12:00	55	0521-365
2017/09/14/08:15:00	55	C0521OFF
2017/09/14/08:18:00	55	0521-365
2017/09/14/08:21:00	55	C0521OFF
2017/09/14/08:24:00	55	0521-365
2017/09/14/08:27:00	55	C0521OFF
2017/09/14/08:30:00	55	0521-365
2017/09/14/08:33:00	55	C0521OFF
2017/09/14/08:36:00	55	0521-365
2017/09/14/08:39:00	55	C0521OFF
2017/09/14/08:42:00	55	0521-365
2017/09/14/08:45:00	55	C0521OFF
2017/09/14/08:48:00	55	0521-365
2017/09/14/08:51:00	55	C0521OFF
2017/09/14/08:54:00	55	0521-365
2017/09/14/08:57:00	55	C0521OFF
<b>Summary of the activities</b>		
<b>Outdoor Conditions</b>	Clear skies, no clouds observed. Medium speed winds (10 m/s avg).	
<b>METEO Data</b>	Meteo data recorded for the full support starting at 2209z and finishing at 09h12z. ESU Data started before the pass began, only pass files are included.	
<b>Local Operation performed by</b>	D. Aloï / J. Galera / A. de Nevrezé	
<b>Events</b>	The support ran smooth. Data was started previously to the beginning of the pass.	
<b>Deliverables</b>		
<b>METEO IFMS1</b>		
17K sep 14 10:02 MG13_NET4_2017_256_OP_ME_220820_0000		
17K sep 14 10:02 MG13_NET4_2017_256_OP_ME_220820_0001		
17K sep 14 10:02 MG13_NET4_2017_256_OP_ME_220820_0002		
17K sep 14 10:02 MG13_NET4_2017_256_OP_ME_220820_0003		

## Observación 5 - DOY 284, 285 de 2017



### MLG Local Operation - Support Report

<b>S/C</b>	CONAE		
<b>Schedule as per OMS-11</b>	DOY284-2017		
<b>BOA</b>	<b>BOT</b>	<b>EOT</b>	<b>EOA</b>
284T21:00	284T21:00	285T07:45	285T07:45
EOCR 82142 - CONAE Support - Station MCP --- Local Operation for CONAE observation time.			
<b>Type of Support</b>	Star Tracking and Dual EOLP recording (NET4-DDOR)		
<b>Frequency Plan</b>			
LDC1	8449.600 MHz		
LDC2	8450.400 MHz		
<b>Downlink Chains</b>			
LDC1-IFMS1-ESU1 LDC2-IFMS2-ESU2			
<b>IFMS Configuration:</b>			
Prepared by:	J. Galera / A. de Nevrezé		
<b>Both IFMSs configured as follows</b>			
<b>CFE AGC</b>	OFF		
<b>CFE Gain (X)</b>	30 dB		
<b>CFE Gain (Y)</b>	30 dB		
<b>EOLP AGC</b>	OFF		
<b>EOLP Gain (X)</b>	60 dB		
<b>EOLP Gain (Y)</b>	60 dB		
EOLP Nominal Sample Rate	200 kHz		
EOLP Quantisation	16 bit		
EOLP1 Polarization	X (RHCP)		
EOLP1 SubChannel 0 Frequency Offset	-300000 Hz		
EOLP1 SubChannel 1 Frequency Offset	-100000 Hz		
EOLP1 SubChannel 2 Frequency Offset	+100000 Hz		
EOLP1 SubChannel 3 Frequency Offset	+300000 Hz		
EOLP2 Polarization	Y (LHCP)		
EOLP2 SubChannel 0 Frequency Offset	-300000 Hz		
EOLP2 SubChannel 1 Frequency Offset	-100000 Hz		
EOLP2 SubChannel 2 Frequency Offset	+100000 Hz		
EOLP2 SubChannel 3 Frequency Offset	+300000 Hz		

# Observación 5 - DOY 284, 285 de 2017



Offset		
FEC configuration		
Star Catalogue	Prepared by M.Colazo/B.Garcia (CONAE/ITeDa).	
0521-365	05:22:57.984651	-36:27:30.850920
C0521OFF	05:22:57.984651	-37:27:30.850920
1934-638	19:39:25.026000	-63:42:45.630000
C1934OFF	19:39:25.026000	-64:42:45.630000
0823-500	08:25:26.869000	-50:10:38.487700
C0823OFF	08:25:26.869000	-51:10:38.487700
Schedule	Prepared by M.Colazo/B.Garcia (CONAE/ITeDa). Validated by M&O Team	
2017/10/11/21:05:00	55	1934-638
2017/10/11/21:08:00	55	C1934OFF
2017/10/11/21:11:00	55	1934-638
2017/10/11/21:14:00	55	C1934OFF
2017/10/11/21:17:00	55	1934-638
2017/10/11/21:20:00	55	C1934OFF
2017/10/11/21:23:00	55	1934-638
2017/10/11/21:26:00	55	C1934OFF
2017/10/11/21:29:00	55	1934-638
2017/10/11/21:32:00	55	C1934OFF
2017/10/11/21:35:00	55	1934-638
2017/10/11/21:38:00	55	C1934OFF
2017/10/11/21:41:00	55	1934-638
2017/10/11/21:44:00	55	C1934OFF
2017/10/11/21:47:00	55	1934-638
2017/10/11/21:50:00	55	C1934OFF
2017/10/11/21:53:00	55	1934-638
2017/10/11/21:56:00	55	C1934OFF
2017/10/11/21:59:00	55	1934-638
2017/10/11/22:02:00	55	C1934OFF
2017/10/11/22:05:00	55	1934-638
2017/10/11/22:08:00	55	C1934OFF
2017/10/11/22:11:00	55	1934-638
2017/10/11/22:14:00	55	C1934OFF
2017/10/11/22:17:00	55	1934-638
2017/10/11/22:20:00	55	C1934OFF
2017/10/11/22:23:00	55	1934-638
2017/10/11/22:26:00	55	C1934OFF
2017/10/11/22:29:00	55	1934-638
2017/10/11/22:32:00	55	C1934OFF
2017/10/11/22:35:00	55	1934-638
2017/10/11/22:38:00	55	C1934OFF
2017/10/11/22:41:00	55	1934-638
2017/10/11/22:44:00	55	C1934OFF
2017/10/11/22:47:00	55	1934-638
2017/10/11/22:50:00	55	C1934OFF
2017/10/11/22:53:00	55	1934-638
2017/10/11/22:56:00	55	C1934OFF
2017/10/11/22:59:00	55	1934-638
2017/10/11/23:02:00	55	C1934OFF
2017/10/11/23:05:00	55	1934-638

**Observación 5 - DOY 284, 285 de 2017**

2017/10/11/23:08:00	55	C1934OFF
2017/10/11/23:11:00	55	1934-638
2017/10/11/23:14:00	55	C1934OFF
2017/10/11/23:17:00	55	1934-638
2017/10/11/23:20:00	55	C1934OFF
2017/10/11/23:23:00	55	1934-638
2017/10/11/23:26:00	55	C1934OFF
2017/10/11/23:29:00	55	1934-638
2017/10/11/23:32:00	55	C1934OFF
2017/10/11/23:35:00	55	1934-638
2017/10/11/23:38:00	55	C1934OFF
2017/10/11/23:41:00	55	1934-638
2017/10/11/23:44:00	55	C1934OFF
2017/10/11/23:47:00	55	1934-638
2017/10/11/23:50:00	55	C1934OFF
2017/10/11/23:53:00	55	1934-638
2017/10/11/23:56:00	55	C1934OFF
2017/10/11/23:59:00	55	1934-638
2017/10/12/00:02:00	55	C1934OFF
2017/10/12/00:05:00	55	1934-638
2017/10/12/00:08:00	55	C1934OFF
2017/10/12/00:11:00	55	1934-638
2017/10/12/00:14:00	55	C1934OFF
2017/10/12/00:17:00	55	1934-638
2017/10/12/00:20:00	55	C1934OFF
2017/10/12/00:23:00	55	1934-638
2017/10/12/00:26:00	55	C1934OFF
2017/10/12/00:29:00	55	1934-638
2017/10/12/00:32:00	55	C1934OFF
2017/10/12/00:35:00	55	1934-638
2017/10/12/00:38:00	55	C1934OFF
2017/10/12/00:41:00	55	1934-638
2017/10/12/00:44:00	55	C1934OFF
2017/10/12/00:47:00	55	1934-638
2017/10/12/00:50:00	55	C1934OFF
2017/10/12/00:53:00	55	1934-638
2017/10/12/00:56:00	55	C1934OFF
2017/10/12/00:59:00	55	1934-638
2017/10/12/01:02:00	55	C1934OFF
2017/10/12/01:05:00	55	1934-638
2017/10/12/01:08:00	55	C1934OFF
2017/10/12/01:11:00	55	1934-638
2017/10/12/01:14:00	55	C1934OFF
2017/10/12/01:17:00	55	1934-638
2017/10/12/01:20:00	55	C1934OFF
2017/10/12/01:23:00	55	1934-638
2017/10/12/01:26:00	55	C1934OFF
2017/10/12/01:29:00	55	1934-638
2017/10/12/01:32:00	55	C1934OFF
2017/10/12/01:35:00	55	1934-638
2017/10/12/01:38:00	55	C1934OFF
2017/10/12/01:41:00	55	1934-638
2017/10/12/01:44:00	55	C1934OFF

# Observación 5 - DOY 284, 285 de 2017



## MLG Local Operation - Support Report

<b>S/C</b>	CONAE		
<b>Schedule as per OMS-11</b>	DOY285-2017		
<b>BOA</b>	<b>BOT</b>	<b>EOT</b>	<b>EOA</b>
285T21:00	285T21:00	286T05:00	286T05:00
EOCR 82142 - CONAE Support - Station MCP --- Local Operation for CONAE observation time.			
<b>Type of Support</b>	Star Tracking and Dual EOLP recording (NET4-DDOR)		
<b>Frequency Plan</b>			
LDC1	8449.600 MHz		
LDC2	8450.400 MHz		
<b>Downlink Chains</b>			
LDC1-IFMS1-ESU1 LDC2-IFMS2-ESU2			
<b>IFMS Configuration:</b>			
Prepared by:	J. Galera / Augusto de Nevrezé		
<b>Both IFMSs configured as follows</b>			
<b>CFE AGC</b>	OFF		
<b>CFE Gain (X)</b>	30 dB		
<b>CFE Gain (Y)</b>	30 dB		
<b>EOLP AGC</b>	OFF		
<b>EOLP Gain (X)</b>	60 dB		
<b>EOLP Gain (Y)</b>	60 dB		
EOLP Nominal Sample Rate	200 kHz		
EOLP Quantisation	16 bit		
EOLP1 Polarization	X (RHCP)		
EOLP1 SubChannel 0 Frequency Offset	-300000 Hz		
EOLP1 SubChannel 1 Frequency Offset	-100000 Hz		
EOLP1 SubChannel 2 Frequency Offset	+100000 Hz		
EOLP1 SubChannel 3 Frequency Offset	+300000 Hz		
EOLP2 Polarization	Y (LHCP)		
EOLP2 SubChannel 0 Frequency Offset	-300000 Hz		
EOLP2 SubChannel 1 Frequency Offset	-100000 Hz		
EOLP2 SubChannel 2 Frequency Offset	+100000 Hz		
EOLP2 SubChannel 3 Frequency Offset	+300000 Hz		

# Observación 5 - DOY 284, 285 de 2017



Offset		
FEC configuration		
Star Catalogue	Prepared by M.Colazo/B.Garcia (CONAE/ITeDa).	
0521-365	05:22:57.984651	-36:27:30.850920
C0521OFF	05:22:57.984651	-37:27:30.850920
1934-638	19:39:25.026000	-63:42:45.630000
C1934OFF	19:39:25.026000	-64:42:45.630000
0823-500	08:25:26.869000	-50:10:38.487700
C0823OFF	08:25:26.869000	-51:10:38.487700
Schedule	Prepared by M.Colazo/B.Garcia (CONAE/ITeDa). Validated by M&O Team	
2017/10/12/21:05:00	55	1934-638
2017/10/12/21:08:00	55	C1934OFF
2017/10/12/21:11:00	55	1934-638
2017/10/12/21:14:00	55	C1934OFF
2017/10/12/21:17:00	55	1934-638
2017/10/12/21:20:00	55	C1934OFF
2017/10/12/21:23:00	55	1934-638
2017/10/12/21:26:00	55	C1934OFF
2017/10/12/21:29:00	55	1934-638
2017/10/12/21:32:00	55	C1934OFF
2017/10/12/21:35:00	55	1934-638
2017/10/12/21:38:00	55	C1934OFF
2017/10/12/21:41:00	55	1934-638
2017/10/12/21:44:00	55	C1934OFF
2017/10/12/21:47:00	55	1934-638
2017/10/12/21:50:00	55	C1934OFF
2017/10/12/21:53:00	55	1934-638
2017/10/12/21:56:00	55	C1934OFF
2017/10/12/21:59:00	55	1934-638
2017/10/12/22:02:00	55	C1934OFF
2017/10/12/22:05:00	55	1934-638
2017/10/12/22:08:00	55	C1934OFF
2017/10/12/22:11:00	55	1934-638
2017/10/12/22:14:00	55	C1934OFF
2017/10/12/22:17:00	55	1934-638
2017/10/12/22:20:00	55	C1934OFF
2017/10/12/22:23:00	55	1934-638
2017/10/12/22:26:00	55	C1934OFF
2017/10/12/22:29:00	55	1934-638
2017/10/12/22:32:00	55	C1934OFF
2017/10/12/22:35:00	55	1934-638
2017/10/12/22:38:00	55	C1934OFF
2017/10/12/22:41:00	55	1934-638
2017/10/12/22:44:00	55	C1934OFF
2017/10/12/22:47:00	55	1934-638
2017/10/12/22:50:00	55	C1934OFF
2017/10/12/22:53:00	55	1934-638
2017/10/12/22:56:00	55	C1934OFF
2017/10/12/22:59:00	55	1934-638
2017/10/12/23:02:00	55	C1934OFF
2017/10/12/23:05:00	55	1934-638

# Observación 5 - DOY 284, 285 de 2017



2017/10/12/23:08:00	55	C1934OFF
2017/10/12/23:11:00	55	1934-638
2017/10/12/23:14:00	55	C1934OFF
2017/10/12/23:17:00	55	1934-638
2017/10/12/23:20:00	55	C1934OFF
2017/10/12/23:23:00	55	1934-638
2017/10/12/23:26:00	55	C1934OFF
2017/10/12/23:29:00	55	1934-638
2017/10/12/23:32:00	55	C1934OFF
2017/10/12/23:35:00	55	1934-638
2017/10/12/23:38:00	55	C1934OFF
2017/10/12/23:41:00	55	1934-638
2017/10/12/23:44:00	55	C1934OFF
2017/10/12/23:47:00	55	1934-638
2017/10/12/23:50:00	55	C1934OFF
2017/10/12/23:53:00	55	1934-638
2017/10/12/23:56:00	55	C1934OFF
2017/10/12/23:59:00	55	1934-638
2017/10/13/00:02:00	55	C1934OFF
2017/10/13/00:05:00	55	1934-638
2017/10/13/00:08:00	55	C1934OFF
2017/10/13/00:11:00	55	1934-638
2017/10/13/00:14:00	55	C1934OFF
2017/10/13/00:17:00	55	1934-638
2017/10/13/00:20:00	55	C1934OFF
2017/10/13/00:23:00	55	1934-638
2017/10/13/00:26:00	55	C1934OFF
2017/10/13/00:29:00	55	1934-638
2017/10/13/00:32:00	55	C1934OFF
2017/10/13/00:35:00	55	1934-638
2017/10/13/00:38:00	55	C1934OFF
2017/10/13/00:41:00	55	1934-638
2017/10/13/00:44:00	55	C1934OFF
2017/10/13/00:47:00	55	1934-638
2017/10/13/00:50:00	55	C1934OFF
2017/10/13/00:53:00	55	1934-638
2017/10/13/00:56:00	55	C1934OFF
2017/10/13/00:59:00	55	1934-638
2017/10/13/01:02:00	55	C1934OFF
2017/10/13/01:05:00	55	1934-638
2017/10/13/01:08:00	55	C1934OFF
2017/10/13/01:11:00	55	1934-638
2017/10/13/01:14:00	55	C1934OFF
2017/10/13/01:17:00	55	1934-638
2017/10/13/01:20:00	55	C1934OFF
2017/10/13/01:23:00	55	1934-638
2017/10/13/01:26:00	55	C1934OFF
2017/10/13/01:29:00	55	1934-638
2017/10/13/01:32:00	55	C1934OFF
2017/10/13/01:35:00	55	1934-638
2017/10/13/01:38:00	55	C1934OFF
2017/10/13/01:41:00	55	1934-638
2017/10/13/01:44:00	55	C1934OFF



# Apéndice C

## Publicaciones

En este apartado se adjuntan la publicaciones que se realizaron durante el desarrollo de este trabajo de investigación.





## Procesamiento de señales radioastronómicas, implementación para la antena de espacio profundo DSA 3 de la Agencia Espacial Europea.

A. Cancio<sup>1</sup>, M. Colazo<sup>2</sup> & B. García<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Instituto en Tecnologías de Detección y Astropartículas, CNEA-CONICET-UNSAM, Argentina

<sup>2</sup> Comisión Nacional de Actividades Espaciales, CONAE, Argentina

Contacto / angel.cancio@iteda.cnea.gov.ar

**Resumen** / En diciembre de 2012, la Agencia Espacial Europea inauguró su tercera estación de Espacio Profundo en el departamento de Malargüe, provincia de Mendoza, Argentina. Debido a la naturaleza de sus operaciones, la antena cuenta con características de exigencia en la estabilidad de las señales de referencia y equipos de bajo ruido de fase que la convierten en candidata para su uso en aplicaciones de radioastronomía. En el presente trabajo se evalúa una primera experiencia de observación de fuentes astronómicas.

**Abstract** / In December 2012, the European Space Agency opened its third Deep Space Station in Malargüe, province of Mendoza, Argentina. Due to the nature of its operations, the antenna has requirements for the stability of reference signals and low phase noise equipment that makes it a candidate for use in radio astronomy applications. The present work evaluates the first experience of observation of astronomical sources.

*Keywords* / telescopes – instrumentation: detectors

### 1. Introducción

En 1998, la Agencia Espacial Europea (ESA por sus siglas en inglés) decidió establecer su propia red para el seguimiento de las naves en el espacio profundo, con el objetivo de hacer frente al rápido aumento esperado en el número de misiones interplanetarias. En diciembre de 2012, la Agencia Espacial Europea inauguró su tercera estación de Espacio Profundo, conocida como DSA 3, la cual se encuentra instalada a 30 km de la ciudad de Malargüe, provincia de Mendoza, Argentina.

La antena posee un reflector principal de 35 metros equipado con un sistema de alimentación de guía de ondas de haz tipo Cassegrain con un sistema de radio frecuencia (RF), con espejos dióicos y amplificadores de bajo nivel de ruido (LNA). Esta antena cuenta con la capacidad de recepción en banda X (8400 MHz - 8500 MHz) y recepción banda Ka (31800 MHz - 32300 MHz), también tiene la capacidad de transmitir en ambas bandas.

La estación está diseñada para proporcionar servicios de telemetría y telemando, así como servir para otros propósitos tales como la investigación en radio ciencia (ESA, 2016a).

Las estaciones de espacio profundo de la ESA brindan apoyo a las misiones de Venus Express, Mars Express, Herschel y Planck entre otras (ESA, 2016b).

El seguimiento de una nave espacial para la determinación de la órbita requiere de referencia de frecuencias estables a mediano plazo y tiempo exactos para obtener posiciones de las sondas con suficiente precisión. Algunas misiones de radio ciencia requieren una alta estabilidad a corto plazo para que los eventos puedan ser

medidos correctamente a una tasa de un evento por segundo. Para cumplir con estas exigencias la antena se encuentra equipada con un sistema de tiempo y frecuencia que consta de un Maser Activo de Hidrogeno (Solana et al., 2013).

El crecimiento en la cantidad de este tipo de antenas por parte de las distintas agencias espaciales, y el potencial de nuevas tecnologías de telescopios para reducir los costos de construcción y operación, sugieren una unión natural entre la radioastronomía y las telecomunicaciones de espacio profundo en el desarrollo de conceptos avanzados de radiotelescopios. Las limitaciones impuestas en el diseño de los enlaces de telecomunicaciones de espacio profundo conduce a requisitos técnicos que son muy similares a los requisitos de los equipos de radioastronomía (grandes áreas de recolección, receptores de bajo ruido, flexibilidad operativa, entre otros).

La Argentina tiene acceso al 10% del tiempo operativo de la antena DSA 3 para proyectos nacionales (Benaglia et al., 2011). En ese marco se presenta este trabajo.

### 2. Objetivos

Los objetivos planteados en este trabajo son los siguientes:

- Planificar observaciones de fuentes astronómicas en banda X.
- Realizar una la observación utilizando la DSA3.
- Describir la cascada de detección de la antena utilizando el equipo existente propio de la estación.

# Procesamiento de señales con Antena DS3

Procesamiento de señales con Antena DS3

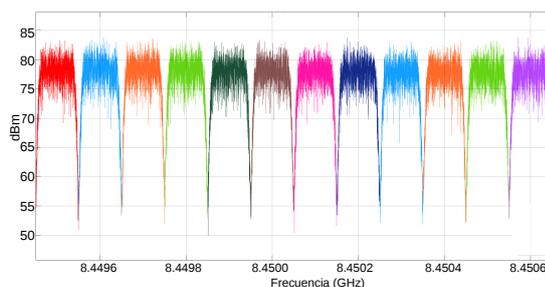
- Describir y explicar las etapas de procesamiento de los datos digitales obtenidos durante la observación.
- Identificar la señal en los datos de una observación.

## 3. Metodología

Para dar servicio a las diferentes misiones interplanetarias de la ESA, las estaciones disponen de un receptor de frecuencia intermedia (IFMS por sus siglas en inglés), que es utilizado para múltiples propósitos como ser la transmisión de telecomandos, la recepción de telemetría, la decodificación de datos y las mediciones Doppler de las señales. La estación permite la recepción de datos en un modo denominado de bucle abierto mejorado (EOLP) (James et al., 2009). En este modo, el IFMS puede procesar 2 bloques de banda ancha del espectro de frecuencia intermedia (70 MHz) (Madde et al., 2007). Estos bloques pueden corresponder a diferentes polarizaciones centradas en una misma frecuencia o la misma polarización centrados en diferentes frecuencias. Pueden capturarse hasta 8 subcanales centrados a diferentes frecuencias, dependiendo de la configuración de la estación. El ancho de banda de los canales puede configurarse en un rango de 1 kHz a 2 MHz. También puede configurarse la cantidad de bits de cada muestra (cuantización) de 1 a 16 bits. Para las observaciones astronómicas se utilizaron los tres IFMS disponibles que se utilizaron de manera tal de abarcar el mayor ancho de banda de frecuencia posible. Como la mayoría de los equipos de telecomunicaciones, la antena divide el ancho de banda espectral total en canales de frecuencias (12 subbandas en total, en este caso) y realiza una conversión de la frecuencia de banda X (8 GHz) o Ka (32 GHz) a frecuencias intermedias. La información de la señal adquirida en la observación se almacena en las unidades de almacenamiento externo (ESU) en archivos que contienen paquetes UDP/IP, cada uno con una cabecera y un bloque de datos crudos compuestos por muestras de valores complejos (*In-phase and Quadrature*, IQ). Cada bloque tiene la información de 4 subcanales de frecuencia y están sincronizados internamente. Además, se configuró la estación para obtener datos para las dos polarizaciones circulares, LHCP y RHCP, lo que lleva a un total de 24 canales. Sin embargo hay que realizar una sincronización de datos entre los tres equipos IFMS para obtener los 24 canales sincronizados y poder realizar el análisis de los datos. Este preprocesamiento o adaptación de la señal digitalizada es una etapa previa y necesaria para poder realizar el análisis espectral de la señal recibida. La configuración del receptor en EOLP tiene ciertas restricciones para diseñar el plan de observación. La frecuencia de muestreo (SR) tiene que ser mayor que el ancho de banda (BW). Para evitar colisiones el ancho de banda máximo utilizado debe ser menor a 36 Mbps. Este ancho banda máximo dependerá de la cantidad de subcanales y el grado de cuantización utilizado. De esta manera resulta que para los 4 subcanales y una resolución de la muestra de 16 bits 281 kHz es la máxima frecuencia de muestreo. El 28 de marzo de 2016 observaron las fuentes PKS 0521-36, PKS 1934-63 y B1145-676 (Tabla 1). La fuente PKS 1934-63 fue observada efectuando seis pares de observaciones ON (observación de

**Tabla 1.** Información de las fuentes observadas. Datos extraídos de (Massardi et al., 2008).

Fuente	RA	$\delta$	S8.6GHz [Jy]
PKS 0521-36	05:22:57.94	-36:27:30.4	6.57±1.04
PKS 1934-63	19:39:24.83	-63:42:45.4	2.99±0.15
PKS 1145-676	11:47:33.40	-67:53:41.5	1.49±0.07



**Figura 1.** Espectro de la fuente PKS 1934-63 en ON (LHCP).

la fuente) y OFF (campo cercano sin fuente), con un tiempo de integración de 56 segundos en cada una de las posiciones.

## 4. Resultados y Discusión

La Figura 1 muestra el espectro de potencia de la fuente PKS 1934-638, grabado por la estación durante el estudio, en los 12 canales de adquisición. El espectro muestra una salida similar en todas las canales, que seguramente es causada por el hecho que el ancho de banda observado es muy angosto respecto del ancho de banda continuo emitido por la fuente, o que podría existir otro parámetro en el modo de adquisición que afecte la observación. Al evaluar los datos adquiridos, el control automático de ganancias (*AGC* por sus siglas en inglés) estaba habilitado, y el efecto de este parámetro lleva a la modificación de parte de la información de potencia de la señal adquirida. Este parámetro debe deshabilitarse para las observaciones radioastronómicas, utilizando un nivel fijo de ganancia de la antena.

A pesar de esto se realizó un análisis temporal de la señal recibida y se intentó revertir el efecto del *AGC*, ya que se conoce el ajuste de ganancia que realiza la estación en cada momento de la observación.

### 4.1. Análisis temporal de la señal

La primer aproximación utilizada para obtener la amplitud de la señal observada corresponde a la variación temporal de la potencia instantánea de los valores IQ que corresponde al módulo de la señal compleja, mediante la expresión:

$$P_{out} = \sqrt{I^2 + Q^2} \quad (1)$$

Los valores obtenidos utilizando el modo EOLP de los IFMS son medidas relativas, por lo que para deter-

# Procesamiento de señales con Antena DS3

Cancio et al.

minar una magnitud absoluta es necesario realizar una calibración absoluta utilizando una fuente conocida como referencia.

La expresión (1) no involucra el efecto del ajuste de ganancia, por este motivo se calculó la potencia recibida utilizando la potencia de salida y los valores de ajuste automático la ganancia (ec. 2). Estos valores de potencia deben promediarse para todo el tiempo de integración y sumar los valores de todos los subcanales para obtener el valor de potencia para cada observación (ec. 3).

$$G = 10 \times \log \left( \frac{P_{out}}{P_{in}} \right) \Rightarrow P_{in} = P_{out} \times 10^{(G/10)} \quad (2)$$

$$PA = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n P_{in_i} = \frac{1}{n} (P_{in_1} + P_{in_2} + \dots + P_{in_n}) \quad (3)$$

Una vez obtenidos los valores de potencia para las observaciones ON y OFF puede calcularse el valor de potencia neta de cada fuente. Utilizando una fuente conocida puede utilizarse este valor para calibrar absolutamente utilizando mínimos cuadrados con los valores absolutos tabulados para la fuente de referencia.

## 5. Conclusiones

La actual investigación y el presente trabajo muestran de una manera preliminar la posibilidad de utilizar la antena DSA 3 para detectar fuentes de radio astronómicas, en principio en estudios del espectro de continuo, y ha permitido entender los límites y procedimientos de funcionamiento de la antena, el proceso de solicitud de tiempo de observación y las consideraciones a tener en cuenta. Se realizó la lectura de los datos suministrados por la antena y actualmente se está trabajando en la calibración absoluta y ajuste de unidades para obtener los valores de potencia total de las señales observadas, para así intentar derivar el flujo en el continuo de radio de las radiofuentes observadas, y comparar los mismos con determinaciones derivadas de otras observaciones llevadas a cabo con otros instrumentos.

## Referencias

- Benaglia P., et al., 2011, Boletín de la Asociación Argentina de Astronomía, 54, 447
- ESA, 2016a, DSA3 Malargüe ground Station
- ESA, 2016b, Mission Navigator
- James N., et al., 2009, Acta Astronautica, 64, 1041
- Madde R., et al., 2007, Proceedings of the IEEE, 95, 2215
- Massardi M., et al., 2008, Monthly Notices of the Royal Astronomical Society, 384, 775
- Solana A., et al., 2013, in Joint European Frequency and Time Forum International Frequency Control Symposium (EFTF/IFC). pp 636–640





## A software pipeline for processing the data recorded by the Deep Space Antenna 3

Cancio A.<sup>1</sup>, Colazo M.<sup>2</sup> & García B.<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Instituto de Tecnologías en Detección y Astropartículas (CNEA, CONICET, UNSAM)

<sup>2</sup> Comisión Nacional de Actividades Espaciales (CONAE)

Contact / angel.cancio@iteda.cnea.gov.ar

**Resumen** / En esta contribución se explica la estructura de datos astrofísicos adquiridos con la estación terrestre de Malargüe, la Deep Space Antenna 3 (DSA-3), que es parte de la Red ESTRACK de la Agencia Espacial Europea. Se detalla el *pipeline* de software utilizado para la lectura, el cálculo y el análisis de los datos. Las pruebas se realizaron observando fuentes radioastronómicas de calibración en banda X con ganancia fija. Debido a la ausencia de una referencia de ruido durante la observación, se utilizó un método de cambio de posición con ciclos on/off, se evaluaron los valores de flujo obtenidos de las fuentes de calibración y se compararon con los datos publicados y los modelos de cada fuente.

**Abstract** / In this contribution, the structure of the astrophysical data acquired by the Malargüe ground station, Deep Space Antenna 3 (DSA-3), which is part of the ESTRACK Network of the European Space Agency, is explained. It is detailed the software pipeline used for reading, calculation, and analysis of the data. The tests were performed by observing radio-astronomical calibrating sources at X-band with fixed gain. Due to the absence of a noise reference during the observation it was used a position switching technique with on-off cycles, the flux values obtained from the calibration sources were evaluated and were compared with the published data and models of each source.

**Keywords** / telescopes — instrumentation: detectors

### 1. Introduction

In order to use a telecommunications antenna as a single dish radio telescope, it is necessary to know the general behavior of the existing communications equipment installed in the instrument and the specifications of the ground station with the objective of designing a method with which to make astronomical observations that generate products of interest for the scientific community.

The use of the Deep Space Antenna 3 (antenna DS3 or MGUE-1) for radio astronomy projects was proposed by (Benaglia et al., 2011) and (Cancio et al., 2016).

A system for detecting radio signals has a first stage for amplification of the RF signal using low noise amplifiers (LNAs). After amplification, the signal is passed into a mixer that changes the frequency of the input signal. After mixing, the signal is at a different (and usually lower) frequency than the RF, this frequency is called Intermediate Frequency (IF).

The DS3 have an intermediate frequency receiver (IFMS), which in open loop (EOLP) mode, can process 2 broadband blocks of IF spectrum (70 MHz) (Madde et al., 2007). These blocks may correspond to different polarizations. The signal information acquired in the observation is stored in the external storage units (ESU) into files that have UDP packets with thousands of complex value samples (In-phase and Quadrature, IQ). Each block has the information of 4 frequency subchannels and it is synchronized internally. In addition, the station can be configured to obtain the data of the circular

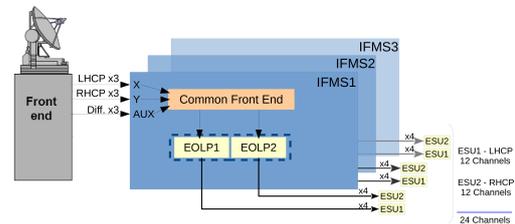


Figure 1: Simplified block diagram of the data-flow recorded by the station.

polarizations, LHCP and RHCP, which carries a total of 24 channels, as is shown in Fig. 1 (Cancio et al., 2016).

#### 1.1. Data Format

The IQ pairs components conform a complex number that corresponds to a sample of the radio signal in IF. These complex values can have a quantization of 2, 4, 8 or 16 bits and are stored in the UDP packets in 32-bit words in a multiplexed manner; these packets consist of a header containing the timestamp of the first sample (pair IQ) contained in the array of multiplexed bits.

To determine the power of the signal stored in the data array, the I and Q values must be obtained by demultiplexing the array, and then calculate the mean

# Software pipeline for processing DSA3 data

Software pipeline for processing DSA3 data

square root of a complex signal, as follows:

$$RMS_{complex} = \left( \frac{\sum |z|^2}{N} \right)^{1/2} \quad (1)$$

$$|z|^2 = \left( (I^2 + Q^2)^{1/2} \right)^2 \quad (2)$$

$$RMS_{complex} = \left( \frac{\sum (I^2 + Q^2)}{N} \right)^{1/2} \quad (3)$$

## 2. Methodology

The most basic of measurements of the radio signals from a given direction in the sky is the “total power”, or power response, which is obtained with the aid of a radio-detector system. There are several methods of observing modes for total power measurement and depend on the use or not of a temperature system reference (i.e. a noise diode). In the present study, there was no access to any temperature reference of the system, for this, a switching position observing method was used. The telescope moves between an offset position (OFF) (in relative or absolute coordinates) and a source position (ON). Optimally, the OFF position has a fixed azimuth and the same elevation than the target position to ensure that the ON and OFF positions are measured through the same air-mass. Relative position switching to a specific OFF position is required when observing complex emission regions (making it difficult to find an emission-free reference position) (Mangum et al., 2000). Using this procedure, the radio telescope moves between the ON and OFF sky positions in the OFF-ON-OFF-ON or OFF-ON-ON-OFF pattern. A sequence is composed of one or more repetitions of this basic cycle. This order of samples eliminates the effects on linear change measurements in atmospheric noise or receiver gain. It is possible to specify the integration time per position.

In order to perform a survey tests, calibration radio sources with well known fluxes to evaluate the switching position method to get total flux width the DS3 and without temperature reference were considered.

## 3. Calibrating Radio Sources

- **PKS 1934-638:** The first radio source chosen was PKS 1934-638, a Seyfert II galaxy. A high-resolution angular observations of PKS 1934-638 were made periodically over more than 20 years (Preston et al., 1989; Tzioumis et al., 1996; King, 1994) over a wide range of frequencies. More recently, Ojha et al. (2004) presented VLBI observations at 8.4 GHz PKS 1934-638 as part of a combined analysis of 30 years of observations.
- **PKS 0521-365:** The second source chosen was PKS 0521-365, a BL Lac. object (Falomo et al., 2009; Leon et al., 2016). Tingay et al. (1996) observed PKS 0521-365 in three times at 4.8 GHz and 8.4 GHz.

Both sources have been observed for more than two decades at different wavelengths or frequencies (see table 1). Their integrated flux along radio spectra are well

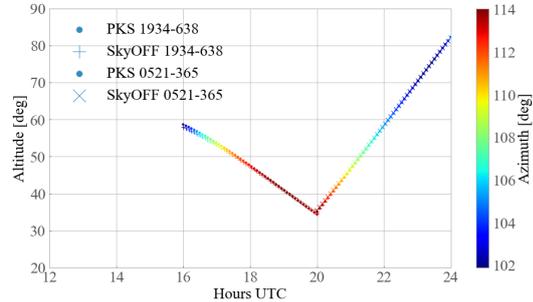


Figure 2: Observation plan.

known, and their flux distributions have been mapped on some frequencies. Both sources are being used as flux density calibrators for the Australia Telescope Compact Array (ATCA) at centimeter wavelengths, particularly PKS 1934-638 as primary calibrator and 0521-365 as secondary calibrator. Moreover, there are mathematical models that fit the observed data for each one of these sources.

The mathematical models published for each calibrator source, are:

For PKS 1934-638:

Model 1: 0 to 11 GHz. (Reynolds, 1994)

$$\log_{10}(S_\nu) = -30.7667 + 26.4908 \times \log_{10}(\nu) - 7.0977 \times \log_{10}(\nu)^2 + 0.605334 \times \log_{10}(\nu)^3$$

Model 2: 10 to 24 GHz. (Sault, 2003)

$$\log_{10}(S_\nu) = -202.6259 + 149.7321 \times \log_{10}(\nu) - 36.4943 \times \log_{10}(\nu)^2 + 2.9372 \times \log_{10}(\nu)^3$$

For PKS 0521-365, the model that fits the published data (SIMBAD database) for 80 to 8400 MHz, was obtained as part of the present work:

Model 3: 80 to 8400 MHz.

$$\log_{10}(S_\nu) = -869.78 + 822.42 \times \log_{10}(\nu)^{0.5} + 708.05 \times \log_{10}(\nu)^{-1} - 328.08 \times \log_{10}(\nu)^{0.75} - 374.06 \times \log_{10}(\nu)^{-2}$$

## 4. Results

Using the calibrating radio sources catalogue, Tab. 2, a survey test on DOY 038 2017 was performed. Fig. 2 shows the transit during the observation windows time for each source and the corresponding sky OFF position.

The signal contribution of the calibrating radio source (ON) by relative difference with the background (OFF), using the power calculated for each position ON/OFF as it was explained in Sec. 1.1., was calculated as,

$$Flux = \frac{(ON - OFF)}{OFF} \quad (4)$$

As is shown in Fig. 3a the data recorded by the DS3 for PKS 1934-638 using the switching position method allows to get a total flux approximation that fits with the published data and models. In Fig. 3b it can be seen the difference between the IFMS, each group of 4 channels has a gain offset that correspond with the internal calibration of the telecommunication system.

# Software pipeline for processing DSA3 data

Cancio et al.

Table 1: Radio sources data fro SIMBAD database (Wenger et al., 2000)

RAJ2000 "h:m:s"	DEJ2000 "d:m:s"	Bname	Ident	Mag	z	S80 Jy	S408 Jy	S1410 Jy	S2700 Jy	S5000 Jy	S8400 Jy
05:22:58.010	-36:27:31.90	B0521-365	N	16.8	55	89	36.1	16.3	12.5	9.23	6.4
19:39:25.010	-63:42:45.70	B1934-638	G	18.4	185		6.24	16.4	11.5	6.13	3

Table 2: Catalogue information for the survey test

Name	RA	DEC
0521-365	05:22:57.984651	-36:27:30.850920
C0521OFF	05:22:57.984651	-37:27:30.850920
1934-638	19:39:25.026000	-63:42:45.630000
C1934OFF	19:39:25.026000	-64:42:45.630000

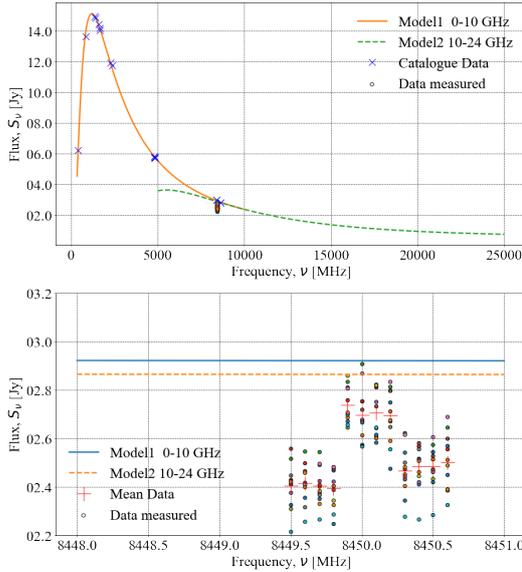


Figure 3: Upper panel: Shows the published PKS 1934-638 models for different frequency ranges and the published data with crosses. The dot points represents the acquired data by DS3. Lower panel: It is a zoom over the bandwidth observed by DA3, the error between the models and the data is 15%, and the offset between frequency channels is due to calibration between the IFMS devices.

Figure 4a shows the data recorded by the DS3 for PKS 0521-365, with the same; the total flux approximation fits with the published data and the proposed model. Again, Fig. 4b shows the difference between the IFMS.

## 5. Conclusions

From this work it is possible to show that DS3 is capable, with some limitations and choosing correctly the observation technique, of being a single dish radio telescope using the telecommunication devices installed. In order to avoid the limitations, be more flexible, and precise, the development of a specific device capable of handling more subchannels and maybe a wider bandwidth, is recommended.

*Acknowledgements:* The authors want to thank ITeDA, CONAE and ESA for their active participation and permanent support to this job. The collaboration of DS3 staff in order to carry out the observations, is deeply appreciated. The help and advice by Paula Benaglia

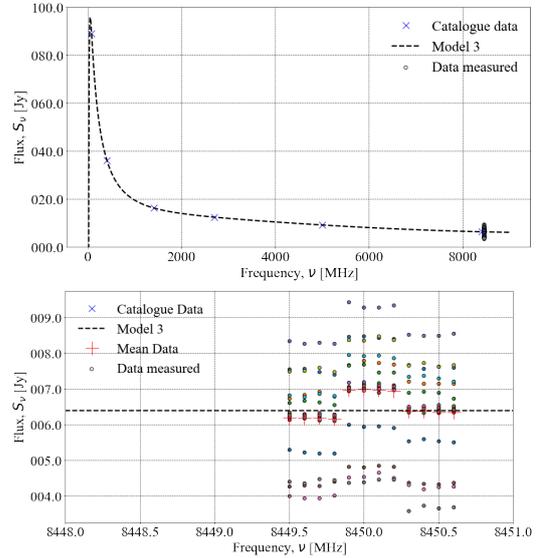


Figure 4: Upper panel: Shows the PKS 0521-365 proposed model and the published data with crosses. The dot points represents the acquired data by DS3. Lower panel: It is a zoom over the bandwidth observed by DS3, the error between the model and the data is less than 6%, and the offset between frequency channels is due to calibration between the IFMS devices.

in choosing the radio sources observed was fundamental for this reaseach. This publication will be included in the PhD thesis co-financed by CONICET "Procesamiento de Señales de Radio mediante computación paralela con GPU: Implementación para la DSA 3". by A. Cancio.

## References

- Benaglia P., et al., 2011, Boletin de la Asociacion Argentina de Astronomia, 54, 447
- Cancio A., et al., 2016, Boletin de la Asociacion Argentina de Astronomia, 59
- Falomo R., et al., 2009, A&A, 501, 907
- King E., , 1994, Ph.D. thesis, Univ. Tasmania
- Leon S., et al., 2016, A&A, 586, A70
- Madde R., et al., 2007, Proceedings of the IEEE, 95, 2215
- Mangum J. G., Emerson D. T., Greisen E., 2000, ASP Conference Series 217, p. 179
- Ojha R., et al., 2004, The Astrophysical Journal Supplement Series, 150, 187
- Preston R. A., et al., 1989, AJ, 98, 1
- Reynolds J. E., , 1994, A Revised Flux Scale for the AT Compact Array, AT Memo 39.3/040
- Sault R. J., , 2003, ATCA flux density scale at 12mm, AT Memo 39.3/124
- Tingay S. J., et al., 1996, AJ, 111, 718
- Tzioumis A., et al., 1996, in Ekers R. D., Fanti C., Padrielli L., eds., IAU Symposium Vol. 175, Extragalactic Radio Sources. p. 73
- Wenger M., et al., 2000, A&AS, 143, 9