

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ

FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA

Sección de Electricidad y Electrónica



**DISEÑO DE UN ESPECTRÓMETRO DIGITAL DE TRANSFORMADA
RÁPIDA DE FOURIER PARA RADIOASTRONOMÍA BASADO EN UN
SISTEMA DE PROCESAMIENTO HETEROGÉNEO**

Tesis para optar el título de ingeniero electrónico, que presenta el bachiller:

Rodrigo Guillermo Freundt Rueda

ASESOR: Jorge Heraud Pérez, PhD.

Lima, noviembre de 2016

*A mi madre, por confiar siempre en mí y todo el apoyo brindado.
A la PUCP y en especial al INRAS, por darme la oportunidad de crecer
profesionalmente realizando una de mis mayores pasiones.*

¡Gracias!



RESUMEN

El proceso experimental en radioastronomía consiste en captar y analizar las ondas electromagnéticas emitidas por diversas fuentes de radio en el universo. Para poder extraer información espectral de dichas fuentes, es necesario contar con un instrumento que procese digitalmente las señales eléctricas obtenidas a la salida del receptor del radiotelescopio. En particular, para medir con precisión tanto el espectro continuo como las líneas espectrales de dichas señales de origen astrofísico, es necesario un análisis de banda ancha y alta resolución espectral, lo cual eleva el costo computacional del instrumento.

Este trabajo de tesis tiene como objetivo diseñar un espectrómetro de transformada rápida de Fourier haciendo uso de un GPU TESLA K40c donado por la compañía NVIDIA y una tarjeta FPGA FlexRIO NI-7966R para adquirir las muestras digitalizadas a la salida del módulo receptor FlexRIO NI-5792R. Estos dispositivos de la compañía National Instruments, entre otros, fueron adquiridos por el Instituto de Radioastronomía (INRAS) de nuestra universidad, gracias al Proyecto de Equipamiento Científico para Laboratorios de FINCyT (Innovate-Perú) con número de contrato 127-ECL-2014.

Los resultados muestran que el uso del entorno de desarrollo integrado de hardware y software de National Instruments, potenciado con el lenguaje de programación gráfico orientado al flujo de datos de LabVIEW, permite acelerar el ciclo de diseño y desarrollo de este tipo de instrumentos científicos. Por otro lado, el uso de recursos de GPUs de NVIDIA a través del modelo de programación CUDA, permite acelerar considerablemente aplicaciones con gran complejidad computacional como el espectrómetro de alta resolución y de banda ancha diseñado.

En el Capítulo 1, se realiza una breve introducción a la radioastronomía, explicando rápidamente su historia y los conceptos básicos necesarios para ubicar al espectrómetro en la cadena de recepción del radiotelescopio. En el Capítulo 2, se expone el marco teórico y el estado de arte correspondiente a los espectrómetros digitales para radioastronomía. En el Capítulo 3, se procede a detallar el diseño de la cadena de procesamiento del instrumento. Finalmente, en el Capítulo 4 se muestra un resumen de las principales pruebas realizadas para validar y contrastar el funcionamiento y rendimiento del FFTS diseñado. Este trabajo de tesis finaliza con las conclusiones y recomendaciones pertinentes.



TEMA DE TESIS PARA OPTAR EL TÍTULO DE INGENIERO ELECTRÓNICO

Título : Diseño de un espectrómetro digital de transformada rápida de Fourier para radioastronomía basado en un sistema de procesamiento heterogéneo

Área : Circuitos y Sistemas Electrónicos # 1340

Asesor : Dr. Jorge Heraud Pérez

Alumno : Rodrigo Guillermo Freundt Rueda

Código : 20111338

Fecha : 20/10/16



Descripción y Objetivos

El proceso experimental en la radioastronomía consiste en captar y analizar las ondas de radio emitidas por diversas fuentes en el universo. Para poder extraer la información espectral de dichas fuentes de radio de origen astrofísico, a cierta frecuencia central y en un determinado ancho de banda, es necesario contar con un instrumento que procese digitalmente el espectro de potencias de las señales eléctricas obtenidas a la salida del receptor del radiotelescopio. En particular, si se quiere medir con precisión tanto el espectro continuo como las líneas espectrales de diversas radiofuentes del universo, es necesario un análisis de banda ancha y alta resolución espectral, lo cual eleva el costo computacional del instrumento.

El estado del arte en cuanto a espectrómetros digitales de transformada rápida de Fourier (FFTS) se ha basado principalmente en dispositivos FPGA (*Field Programmable Gate Array*). Sin embargo, su relativa dificultad de programación, sumado a su baja capacidad de memoria e incompatibilidad con la aritmética de punto flotante, ha resultado en la consideración de otras alternativas de computación de alta performance como los GPUs (*Graphics Processor Unit*).

Este trabajo de tesis tiene como objetivo diseñar un FFTS haciendo uso de un GPU TESLA K40c donado por la compañía NVIDIA. Debido a que los FPGA son capaces de adquirir señales con gran ancho de banda, estos siguen siendo ideales a la salida del conversor analógico/digital (ADC). Así, se utilizará una tarjeta FPGA FlexRIO NI-7966R basado en un chip Xilinx Virtex-5 para adquirir y pre-procesar las muestras digitalizadas a la salida del módulo receptor de RF FlexRIO NI-5792R. Estos y otros equipos fueron adquiridos previamente por el Instituto de Radioastronomía (INRAS) de nuestra universidad gracias al Proyecto de Equipamiento Científico para Laboratorios de FINCyT (Innovate-Perú), con número de contrato 127-ECL-2014.

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ
FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA

M. Sc. Ing. MIGUEL ÁNGEL CATAÑO SÁNCHEZ
Director de la Especialidad de Ingeniería Electrónica

Jorge Herrera

MÁXIMO 50 PÁGINAS



TEMA DE TESIS PARA OPTAR EL TÍTULO DE INGENIERO ELECTRÓNICO

Título : Diseño de un espectrómetro digital de transformada rápida de Fourier para radioastronomía basado en un sistema de procesamiento heterogéneo.

Índice

Introducción

1. Observación del universo en la ventana de radio
2. Uso de espectrómetros en radioastronomía
3. Diseño de la cadena de procesamiento
4. Pruebas y resultados

Conclusiones

Recomendaciones

Bibliografía

Anexos

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ
FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA

M. Sc. Ing. MIGUEL ANGEL CATANO SÁNCHEZ
Coordinador de la Especialidad de Ingeniería Electrónica

Jorge Herrera

Q

MÁXIMO 50 PÁGINAS

GLOSARIO

ADC	Convertidor analógico-digital.
AGN	Núcleo activo galáctico.
BRAM	Bloque de memoria de acceso aleatorio.
CLB	Bloque lógico configurable.
CLIP	Propiedad intelectual a nivel de componente.
CMBR	Radiación de fondo cósmico de microondas.
CUDA	Arquitectura unificada de dispositivos de computo.
DC	Corriente directa.
DFT	Transformada discreta de Fourier.
DMA	Acceso directo a memoria.
DSP	Procesamiento digital de señales.
FFT	Transformada rápida de Fourier.
FFTS	Espectrómetro de transformada rápida de Fourier.
FIFO	Primero en entrar, primero en salir.
FIR	Filtro con respuesta finita al impulso.
FPGA	Arreglo de compuertas programables en campo.
GPU	Unidad de procesamiento gráfico.
HDL	Lenguaje de descripción de hardware.
HLS	Síntesis de alto nivel
LNA	Amplificador de bajo ruido.
LSB	Bit menos significativo.
NI	National Instruments.
PCI	Interconexión de componentes periféricos.
PFB	Banco de filtros polifásicos.
PXI	Extensión para instrumentación PCI.
RF	Radio frecuencia.
RFI	Interferencia de RF.
SFDR	Rango dinámico libre de espurias.
SIMD	Una instrucción, múltiples datos.

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN.....	1
Capítulo 1. OBSERVACION DEL UNIVERSO EN LA VENTANA DE RADIO	2
1.1. Introducción a la radioastronomía	2
1.1.1. Breve reseña histórica	3
1.1.2. La ventana de radio	4
1.1.3. El radiotelescopio.....	4
1.1.4. La función de brillo.....	5
1.1.5. Fuentes de radiación cósmica	6
1.2. Cadena de recepción de un radiotelescopio.....	8
1.2.1. Modelo de la señal.....	8
1.2.2. El frente del radiotelescopio o front-end.....	8
1.2.3. El receptor de conversión directa.....	9
1.2.4. El instrumento de salida o back-end	10
Capítulo 2. USO DE ESPECTRÓMETROS EN RADIOASTRONOMÍA	11
2.1. Introducción a los espectrómetros digitales	11
2.2. Variables de diseño.....	12
2.3. La Transformada rápida de Fourier	13
2.4. Tipos de espectrómetros digitales	14
2.4.1. Espectrómetro de autocorrelación	14
2.4.2. Espectrómetro de transformada rápida de Fourier	15
2.5. Estado del arte	16
2.5.1. Respecto al algoritmo	16
2.5.2. Respecto a la plataforma	20
2.6. Definiciones operativas	22
2.7. Importancia y justificación del estudio	23
2.7.1. Fundamentación teórico-académica	23

2.7.2. Fundamentación relacionada a la realidad.....	23
2.7.3. Fundamentación personal.....	24
Capítulo 3. DISEÑO DE LA CADENA DE PROCESAMIENTO.....	25
3.1. Consideraciones generales.....	25
3.2. Objetivo de diseño y alcance.....	26
3.3. Descripción del sistema.....	27
3.4. Diagrama de flujo del procesamiento.....	28
3.5. Criterios de diseño.....	29
3.5.1. Análisis de velocidades de transmisión de datos.....	29
3.5.2. Control de flujo de datos.....	32
3.6. Diseño de la cadena de procesamiento del FFTS.....	34
3.6.1. Etapa de adquisición.....	35
3.6.2. Etapa de procesamiento, visualización y registro.....	38
Capítulo 4. PRUEBAS Y RESULTADOS.....	45
4.1. Respuesta en frecuencia.....	45
4.2. Prueba con generador de señales.....	48
4.3. Prueba de rendimiento.....	50
CONCLUSIONES.....	52
RECOMENDACIONES.....	53
REFERENCIAS.....	54

LISTA DE ANEXOS (CD ADJUNTO)

Anexo 1: Documentación y códigos fuente

Anexo 2: Hojas de datos de los dispositivos utilizados

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1: Representación artística del cielo de radio.....	2
Figura 2 Karl Jansky y su antena direccional	3
Figura 3 Ventana de radio y ventana óptica.....	4
Figura 4: El radiotelescopio típico	4
Figura 5: Intensidad de radiación B (brillo) que incide sobre el área A.....	5
Figura 6: Radiación de un cuerpo negro (ley de radiación de Planck).....	7
Figura 7: Cadena de recepción típica	9
Figura 8: Diagrama de bloques del receptor NI 5792R	10
Figura 9: Señal en el dominio del tiempo (izquierda) y en el dominio de la frecuencia (derecha).....	11
Figura 10: Variables de diseño de un espectrómetro digital.....	13
Figura 11: Algoritmo radix-2 de diezmado en frecuencia para N=8.....	14
Figura 12: Teorema de Wiener-Khinchin	15
Figura 13: Espectrómetro de transformada rápida de Fourier.....	15
Figura 14. Comparación de respuesta en frecuencia de canal para FFT directa y para ventana Hanning.....	16
Figura 15. Representación gráfica de la técnica PFB para L = 4.....	17
Figura 16: Comparación de respuesta en frecuencia de canal para FFT directa, con ventana Hanning y utilizando PFB	18
Figura 17. Implementación eficiente de la técnica PFB.....	18
Figura 18. Algoritmo WOLA	19
Figura 20: Arquitectura de un FPGA.....	20
Figura 21: Sistema FlexRIO, compuesto por una tarjeta FPGA para PXI y módulos adaptadores para distintas aplicaciones	21
Figura 22. Diagrama de bloques del sistema	27
Figura 23. Diagrama de flujo del algoritmo.....	28
Figura 24. Flujo de datos del sistema	29
Figura 25. Velocidades de transmisión entre elementos del sistema	30
Figura 26. PXIe-PCIe 8381 de NI	30
Figura 27. Representación del periodo de adquisición.....	31
Figura 28. Patrón de diseño productor/consumidor.....	32
Figura 30. Instrumentación para Radiociencia en el cuarto de control del INRAS..	34
Figura 31. Plantilla preinstalada con los drivers del FlexRIO.	36
Figura 32. Ejemplo de uso de Network Streams.	37

Figura 33. Ejemplo de uso de colas en LabVIEW.	39
Figura 34. SubVI simplificado de procesamiento en el GPU	40
Figura 35. Extracto del diagrama de bloques del programa del servidor	42
Figura 36. Diagramas de flujo del kernel para la conversión a voltaje (derecha) y para el PFB (Izquierda).....	43
Figura 37. Diagrama de flujo de los kernels encargados de la acumulación del espectro y la conversión a dBm	44
Figura 38. Respuesta en frecuencia de canales contiguos.	45
Figura 39. Comparación respuesta en frecuencia: PFB Vs FFT	46
Figura 40. Espectro utilizando FFT directamente.....	46
Figura 41. Espectro hallado usando PFB.....	47
Figura 42. Señal tenue en presencia de RFI. Resultado usando FFT directa	47
Figura 43. Señal tenue en presencia de RFI. Resultado usando PFB.....	48
Figura 44. Espectro de 16384 canales.....	49
Figura 45. Espectro de 262144 canales.....	49
Figura 46. Espectro de 4194304 canales.....	49
Figura 47. Medición del SFDR del generador usando el FFTS diseñado.....	50
Figura 48. Tiempos de ejecución (CPU vs GPU) según número de canales.....	51
Figura 49. Factor de aceleración (CPU vs GPU) según número de canales.....	51
Figura 50. Tiempo de procesamiento promedio desde 2^{16} canales hasta 2^{24}	51

INDICE DE TABLAS

Tabla 1. Velocidades de transmisión máximas según número de canales.....	33
Tabla 2. Parámetros para pruebas del FFTS con PFB de orden 4.....	48



INTRODUCCIÓN

Un espectrómetro es un instrumento que mide el espectro de potencia o la densidad espectral de potencia de una señal, es decir, la distribución de potencias de las componentes de frecuencia que conforman la señal. El análisis espectral es una herramienta utilizada en muchos ámbitos de la ingeniería y la ciencia para extraer información no disponible directamente en el dominio temporal.

La radioastronomía es la rama de la astronomía observacional que estudia al universo en la región de radio del espectro. El procedimiento experimental en radioastronomía consiste en medir el contenido espectral de las señales a partir de mediciones temporales o espaciales de las componentes de campo eléctrico de ondas electromagnéticas emitidas por fuentes de radio de origen astrofísico a millones de años luz de distancia. En el caso particular de un radiotelescopio de una sola antena, la señal es muestreada en el dominio del tiempo y convertida eficientemente al dominio de la frecuencia utilizando la transformada rápida de Fourier (FFT), ya sea transformando la función de autocorrelación de la señal o transformando directamente el conjunto de muestras, donde la magnitud de la salida de cada punto de la FFT es elevada al cuadrado para hallar la potencia [1].

El espectrómetro es el instrumento de salida (último elemento de la cadena de recepción de un radiotelescopio) más utilizado en radioastronomía de una sola antena [2]. Por tanto, en el marco de los proyectos de construcción de los radiotelescopios RT-20 [3] y RT-8 del Instituto de Radioastronomía (INRAS) de la PUCP, se requiere el diseño del instrumento de recepción y procesamiento de las señales a la salida de los radiotelescopios, etapa esencial para conseguir resultados observacionales contrastables.

El instrumento diseñado en el presente trabajo de tesis es un espectrómetro digital de transformada rápida de Fourier de banda ancha y alta resolución espectral, capaz de procesar y analizar las señales de origen astrofísico en el dominio de la frecuencia y en tiempo real. Esto permite obtener múltiples tipos de información acerca de diversas radiofuentes en el universo, como la velocidad, rotación o composición química de galaxias activas, remanentes de supernova o pulsares.

Capítulo 1.

OBSERVACION DEL UNIVERSO EN LA VENTANA DE RADIO

1.1. Introducción a la radioastronomía

La Figura 1 es una representación artística de cómo se vería el cielo (posiblemente en un lugar alejado de la contaminación lumínica) si nuestros ojos o nuestros telescopios clásicos fueran sensibles a las ondas de radio. Muchos de los puntos brillantes que se observan no son en realidad estrellas, sino radiogalaxias a millones de años luz de distancia. Las fuentes más extensas pueden representar nubes de hidrogeno ionizado o remanentes de supernovas [4].



Figura 1: Representación artística del cielo de radio.

Tomado de: National Radio Astronomy Observatory / Associated Universities. [4]

Desde que Galileo miró por primera vez a través de su telescopio, la humanidad dio un gran salto al empezar a descubrir y comprender la verdadera naturaleza de los cuerpos celestes. El telescopio fue desde entonces el instrumento que nos ha permitido mejorar nuestra imagen del universo y nuestra ubicación en él. Hoy, el cielo ya no está limitado exclusivamente a lo que podemos observar con nuestros ojos; el ser humano ha sido capaz de construir instrumentos que no solo nos permiten ver

cada vez más lejos en el tiempo y mejor en el espacio, sino que son capaces de observar en regiones del espectro fuera del rango visible (por ejemplo, la región de radio), y abriendo nuevas ventanas de observación al universo, como la radioastronomía.

Esta capacidad de construir nuevos y mejores instrumentos de observación permitió el descubrimiento de objetos celestes y fenómenos astrofísicos solo visibles en la región de radio del espectro, como cuásares, pulsares y el fondo de radiación cósmica de microondas (CMBR, por sus siglas en inglés). La radioastronomía se convirtió entonces en una rama muy importante de la astronomía observacional y de mucha actividad debido a su alto interés científico, por lo que el desarrollo de mejores instrumentos de recepción y procesamiento, con nuevas tecnologías, más sensibles y más precisos, es un asunto de estudio muy competitivo en la comunidad científica dedicada a esta ciencia.

1.1.1. Breve reseña histórica

Hasta la década de 1930, la mayor parte del conocimiento del universo provenía de observaciones ópticas. No fue hasta 1932 que los experimentos encomendados a ingeniero Karl. G. Jansky por la compañía *Bell Telephone* para el estudio del ruido en comunicaciones transatlánticas (Figura 2) ocasionado por tormentas eléctricas descubrieron sin querer una intensa fuente de ruido en el cielo que, poco después, se demostró que provenía del centro de la vía láctea. Más tarde, Grote Reber, interesado en la serendipia de Jansky, construyó una antena parabólica de 9.1 metros en el patio trasero de su casa y realizó el primer mapeo del cielo en ondas de radio a 160MHz [5]. Ambos son recordados por haber abierto una nueva ventana de observación al universo.

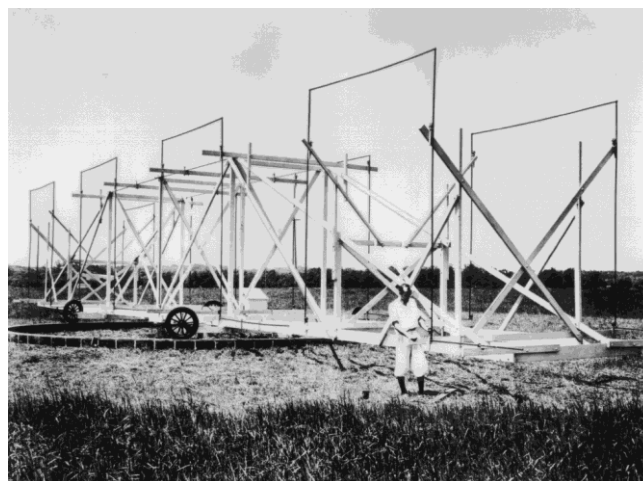


Figura 2 Karl Jansky y su antena direccional. [5].

1.1.2. La ventana de radio

La importancia de la astronomía óptica y radioastronomía radica en la capacidad de realizar observaciones desde la superficie de la tierra debido a que ambas cubren las dos principales bandas del espectro que son transparentes ante la atmósfera terrestre: la ventana óptica y la ventana de radio; sin embargo, además de cubrir más décadas en el espectro electromagnético, la ventaja de la radioastronomía frente a la astronomía óptica es que no se necesita un cielo despejado ni buen clima para realizar observaciones en longitudes de onda mayores a 1 cm, como se puede apreciar en la Figura 3.

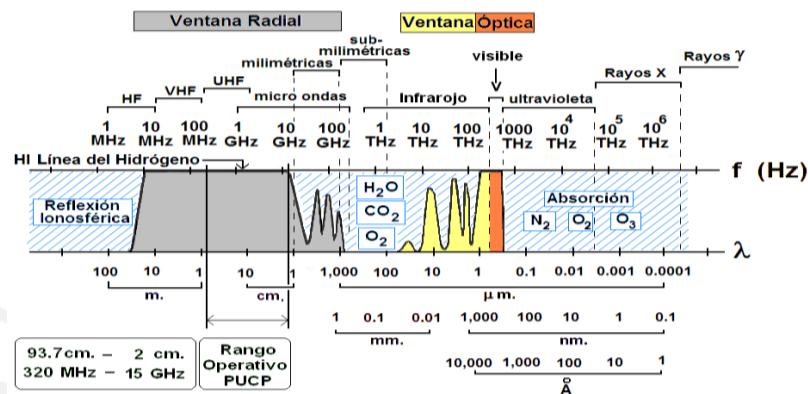


Figura 3 Ventana de radio y ventana óptica. [6]

1.1.3. El radiotelescopio

El instrumento principal utilizado en radioastronomía es el radiotelescopio. Así como se utilizan antenas y receptores de diversos tipos y características en radiocomunicaciones, en radioastronomía es difícil establecer una configuración como típica [5]. Sin embargo, es posible explicar sus partes principales asumiendo una antena parabólica como la mostrada en la Figura 4.

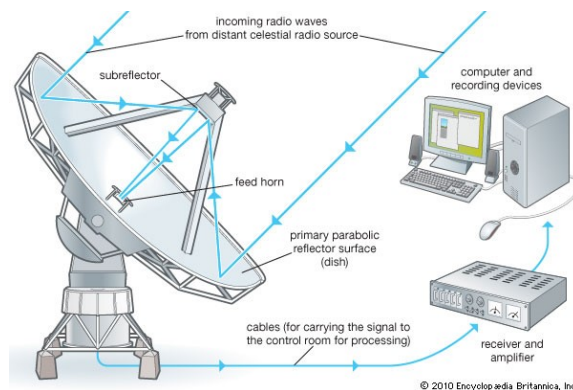


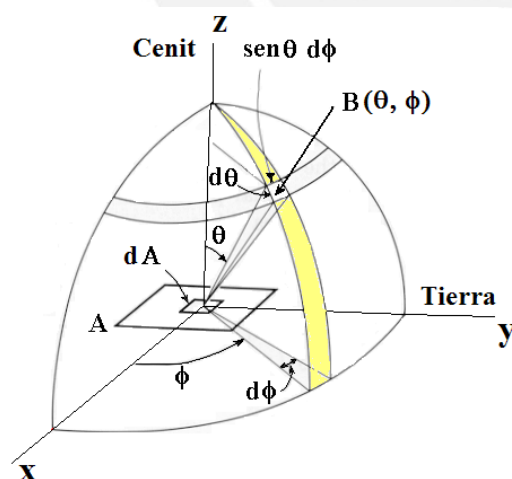
Figura 4: El radiotelescopio típico. Fuente: Enciclopedia británica.

Hablando ampliamente, el radiotelescopio es una antena direccional que está compuesta de un reflector principal que concentra las ondas de radio en el foco de la superficie parabólica, donde se ubica el alimentador (o un reflector secundario, si se trata de una antena *cassegrain*) que convierte las ondas electromagnéticas en señales de voltaje. En radioastronomía, es necesario que la antena sea muy direccional, para que, mediante motores en los ejes de azimut y elevación, se pueda apuntar el haz de la antena en la región de la esfera celeste que se quiera estudiar.

Cabe decir que, debido a la baja resolución que ofrecen incluso las grandes antenas parabólicas, y la imposibilidad mecánica de construir antenas con apertura aún más grande, la tendencia en radioastronomía es utilizar arreglos de antenas distribuidas espacialmente que operan en conjunto como un solo instrumento y, de esta forma, se puedan generar imágenes del cielo a muy alta resolución usando la técnica de interferometría de radio o síntesis de apertura [7].

1.1.4. La función de brillo

En general, la radioastronomía consiste en observar el brillo del cielo con el haz del radiotelescopio, es decir, mapear la esfera celeste según la intensidad de la radiación recibida en cada punto de observación o porción del cielo. El brillo es un parámetro fundamental en la astronomía y es una medida de la intensidad de radiación recibida por unidad de área efectiva de la antena, por unidad de ángulo sólido y por unidad de ancho de banda [5]:



$$dW = B(\theta, \phi) \cdot \cos\theta \cdot d\Omega \cdot dA \cdot dv$$

donde :

dW = Potencia (W)

$B(\theta, \phi)$ = Brillo del cielo ($Wm^{-2}Hz^{-1}rad^{-2}$)

$d\Omega$ = ángulo sólido: $sen\theta d\theta d\phi$ (rad^2)

θ = ángulo cenital (rad)

ϕ = ángulo azimutal (rad)

dA = diferencial de área (m^2)

dv = diferencial de ancho de banda (Hz)

Figura 5: Intensidad de radiación B (brillo) que incide sobre el área A .

Fuente: Jorge Heraud Pérez [6].

Integrando podemos obtener la potencia total incidente sobre el área A para cierto ancho de banda dv y para determinado ancho de haz $d\Omega$:

$$W = A \int_v^{v+dv} \iint_{\Omega} B(\theta, \phi) \cos \theta d\Omega dv \quad (W)$$

Por otro lado, la función de brillo también depende de la frecuencia. La potencia recibida por unidad de ancho de banda en función de la dirección observada es conocido como la densidad espectral de potencia:

$$W(\theta, \phi, \nu) = A \iint_{\Omega} B(\theta, \phi, \nu) \cos \theta d\Omega \quad (W \text{ Hz}^{-1})$$

Cabe decir que la medición de la densidad espectral de potencia a determinada frecuencia central y en distintas regiones de la esfera celeste es el asunto de estudio de este trabajo de tesis, y el instrumento que mide esta magnitud, el espectrómetro, será tratado en el Capítulo 2.

1.1.5. Fuentes de radiación cósmica

La radiación proveniente del universo en la región de radio del espectro se divide en tres tipos según la naturaleza del proceso de emisión: radiación térmica, radiación no térmica y líneas espectrales.

- Radiación térmica

La radiación térmica es la que mayor predomina en el universo pues toda materia con temperatura por encima del cero absoluto emite radiación electromagnética [6]. La ley de Planck relaciona el brillo de un cuerpo negro ideal o radiador perfecto a determinada frecuencia en función de su temperatura:

$$B_{\nu}(T) = \frac{2h\nu^3}{c^3} \frac{1}{e^{h\nu/kT} - 1} \quad (Wm^{-2}Hz^{-1}rad^{-2})$$

Dónde h es la constante de Planck (6.63×10^{-34} Joule.s), c la velocidad de la luz (3×10^8 ms⁻¹) y k la constante de Boltzmann (1.38×10^{-23} Joule.K⁻¹). En la Figura 6 se observa cómo la intensidad de radiación aumenta con la frecuencia y alcanza su máximo valor en el visible o en el infrarrojo según la temperatura del cuerpo negro.

En la región de radio, se cumple que $h\nu \ll kT$ y podemos aproximar la ley de Planck para obtener la ley de Rayleigh-Jeans, la cual es de especial interés en radioastronomía pues relaciona de manera lineal la temperatura de un cuerpo negro y la intensidad de radiación emitida por este, lo cual permite emplear una escala equivalente de temperaturas de brillo en lugar de intensidades de radiación.

$$e^{h\nu/kT} - 1 \approx \frac{h\nu}{kT} \rightarrow B_{\lambda}(T) = \frac{2h\nu^3}{c^2} \frac{kT}{h\nu} = \frac{2\nu^2 kT}{c^2} = \frac{2kT}{\lambda^2}$$

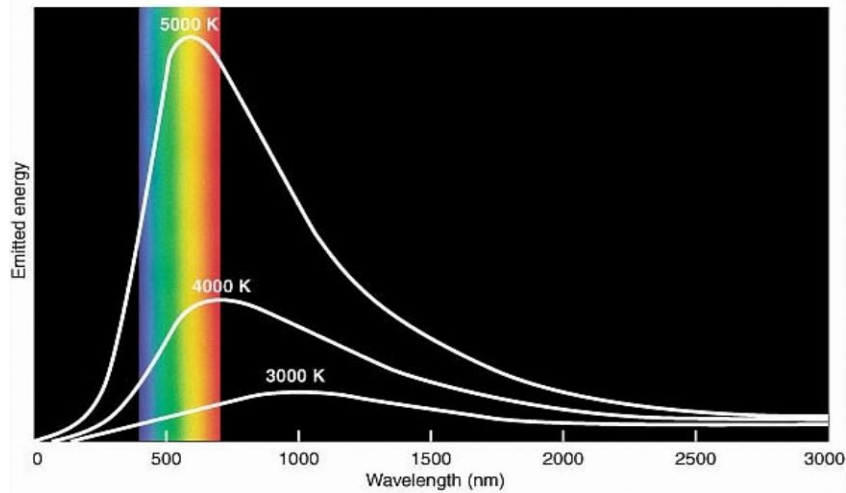


Figura 6: Radiación de un cuerpo negro (ley de radiación de Planck).

Fuente: NRAO.

- Radiación no térmica

Cuando la intensidad de radiación disminuye con la frecuencia, es decir, no cumple la ley de Rayleigh-Jeans, se trata de radiación no térmica [6]. Este tipo de radiación se produce por frenado o aceleración de cargas eléctricas que se encuentran en fuertes campos magnéticos.

Por ejemplo, la radiación sincrotrón se produce por electrones de alta energía atrapados en campos magnéticos intensos, como los de un núcleo galáctico activo o AGN (*active galactic nuclei*). Dichos electrones radian como resultado de su movimiento orbital y viajan a velocidades relativistas (velocidades cercanas a la velocidad de la luz). Bajo estas condiciones, la radiación emitida por cada electrón es concentrada en la dirección instantánea de su movimiento y presentada al observador, al igual que la radiación térmica, como un radio continuo [7].

Otros tipos de radiación no térmica son la dispersión de *Thompson*, dispersión de *Compton*, *Compton* inverso y *Bremsstrahlung* térmico y magnético. Cabe mencionar que es necesario un análisis de banda ancha para poder detectar estos tipos de radiación (térmica y no térmica).

- Líneas espectrales

Las líneas espectrales son producidas por transiciones atómicas de ciertos elementos químicos y, en contraste con la radiación continua, se producen a frecuencias muy precisas. En la región de radio del espectro electromagnético se

suelen encontrar líneas espectrales de transición, rotacionales y vibracionales de los átomos y moléculas más comunes en el universo. Estas líneas suelen observarse en emisión pero también pueden observarse en absorción sobre un fondo de radio continuo [8].

Por ejemplo, la línea del hidrogeno neutro es la más conocida en radioastronomía y se encuentra exactamente a 1.420405751786 GHz. Sin embargo, el desplazamiento Doppler, producido por el movimiento térmico de los átomos y el movimiento a gran escala de las nubes de gas desplaza la línea a cientos de KHz de su frecuencia original, lo cual permite extraer información de la estructura, velocidad y rotación de ciertas fuentes galácticas [7]. Adicionalmente, la identificación de átomos y moléculas permite conocer la composición química más abundante de estrellas y galaxias completas. Para poder detectar las líneas espectrales en la región de radio es necesario un análisis con alta resolución espectral.

1.2. Cadena de recepción de un radiotelescopio

1.2.1. Modelo de la señal

Como se explicó anteriormente, las ondas de radio emitidas, por ejemplo, por AGNs, viajan en todas direcciones y pueden ser captadas por el reflector parabólico del radiotelescopio y concentradas en el foco de la superficie, donde suele ubicarse el alimentador. Los voltajes inducidos a la salida del alimentador son nuestras señales de interés, pero estos voltajes no contienen información desde el punto de vista típico de la ingeniería [7]. Tales señales son generadas por procesos naturales y pueden ser modeladas como ruido aleatorio gaussiano [9]. Para muchas radiofuentes, las características de estas señales son invariantes en el tiempo en la escala de minutos u horas, duración típica de observaciones en radioastronomía. Tales señales son consideradas usualmente como estacionarias y ergódicas. Por último, las potencias de las señales de interés son muy débiles, por lo que grandes periodos de integración o acumulación son necesarios.

1.2.2. El frente del radiotelescopio o *front-end*

Corresponde a los primeros dispositivos analógicos por los que atraviesa la señal, los cuales tienen como función amplificar, filtrar y convertir la señal a una frecuencia intermedia (Figura 7).

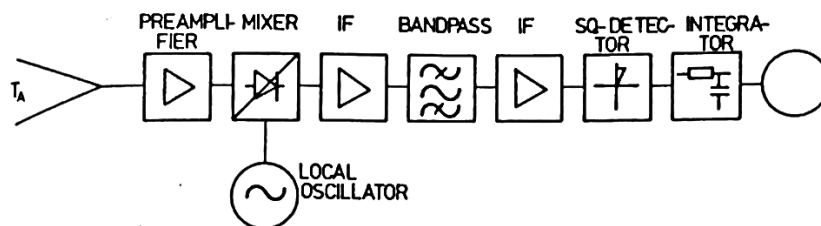


Fig. 4.6. The principal parts of a (super)heterodyne receiver

Figura 7: Cadena de recepción típica [2]

Cuando el radiotelescopio está apuntando a una determinada región del cielo con bajo brillo en el espectro de radio, el haz de la antena observa un cielo muy frío: 2.725K originado por el CMBR y modificada por la atmosfera [10]. Para mejorar la sensibilidad de la cadena de recepción del radiotelescopio, se debe utilizar dispositivos con baja figura de ruido, es decir, que añadan la menor cantidad de ruido posible a la señal. El amplificador de bajo ruido o LNA (*Low Noise Amplifier*) como primer amplificador en la salida del alimentador (antes que cualquier otro dispositivo) es muy importante en radioastronomía ya que amplifica las señales de RF agregando el menor ruido posible mediante enfriamiento criogénico.

La conversión de la señal de RF a una frecuencia menor, llamada frecuencia intermedia o IF (*intermediate frequency*) es necesaria debido a la facilidad técnica de diseñar dispositivos e instrumentos analógicos o digitales que manipulen la señal a bajas frecuencias, además de presentarse menores pérdidas por atenuación en las líneas de transmisión.

1.2.3. El receptor de conversión directa

Para poder digitalizar y procesar la señal, se debe convertir la señal de RF a una frecuencia intermedia por las razones ya expuestas. Sin embargo, actualmente se está dando un cambio en la arquitectura de los receptores modernos y SDR (radios definidas por software). Por ejemplo, el receptor de RF 5792R de National Instruments utilizado en este trabajo de tesis es un receptor homodino o de conversión directa, es decir, convierte la señal de RF directamente a banda base, sin conversión previa a frecuencia intermedia. Cuenta internamente con un ADC de 14 bits, un oscilador local, un mezclador y un banco de filtros y amplificadores para el rango de frecuencias de 200MHz a 4.4GHz (ver Figura 8), por lo que podría pensarse no utilizar la etapa de conversión hacia abajo en el *front-end* si las frecuencias de observación son inferiores a 4.4GHz, como la frecuencia de del hidrogeno neutro a 1.42GHz (21cm). Sin embargo, ya que este módulo receptor no está diseñado para

ser montado en el foco de una antena, la conversión previa a una frecuencia intermedia es necesaria para evitar la atenuación de la línea de transmisión desde el foco de la antena hasta el cuarto de control.

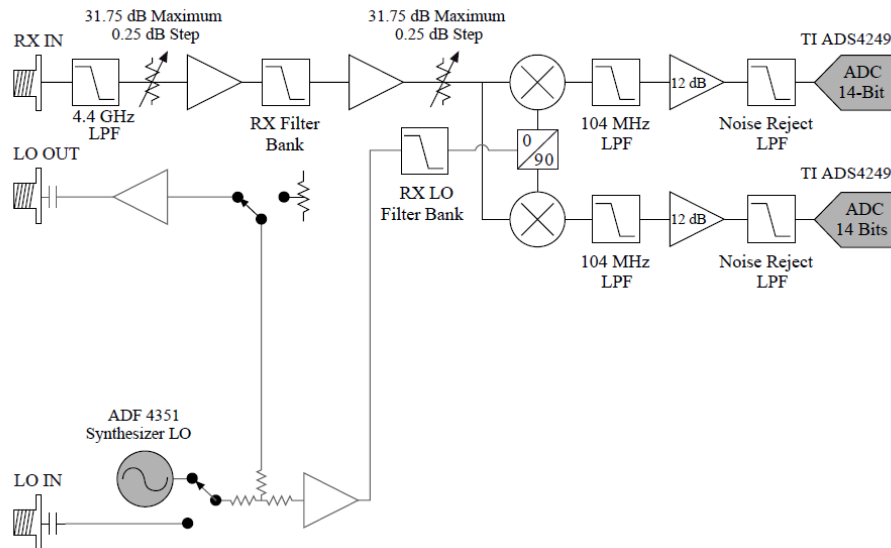


Figura 8: Diagrama de bloques del receptor NI 5792R. Fuente: NI

1.2.4. El instrumento de salida o *back-end*

Corresponde a la etapa final de la cadena de recepción, en donde la señal es muestreada y procesada digitalmente. El estado del arte en instrumentos de salida digitales en radioastronomía corresponde a utilizar plataformas digitales reconfigurables con alta capacidad de computación en paralelo para lograr un análisis de banda ancha y alta resolución con procesamiento en tiempo real [9].

Capítulo 2.

USO DE ESPECTRÓMETROS EN RADIOASTRONOMÍA

2.1. Introducción a los espectrómetros digitales

Un espectrómetro es un instrumento capaz de medir el espectro de potencias o densidad espectral de potencia de una señal, es decir, el contenido de potencia de las componentes de frecuencia que conforman la señal. El análisis espectral o espectroscopía es una herramienta poderosa en muchos ámbitos de la ingeniería y la ciencia. Particularmente, en radioastronomía, el análisis espectral consiste en medir las señales en el dominio de la frecuencia a partir de mediciones en el dominio temporal o espacial de las ondas de radio emitidas por fuentes a millones de años luz de distancia. En el caso de un radiotelescopio de una sola antena, la señal es muestreada en el dominio del tiempo y convertida al dominio de la frecuencia mediante la transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform*, por sus siglas en inglés), detallada en la sección 2.3.

El espectrómetro es el instrumento de salida más utilizado en radioastronomía pues permite extraer gran cantidad de información acerca de las radiofuentes en estudio, como su velocidad, rotación o composición química más abundante. En general, existen espectrómetros que utilizan distintos principios físicos para operar en distintas regiones del espectro electromagnético, como en el infrarrojo, óptico o rayos X. El instrumento diseñado en la presente tesis es un espectrómetro para la región de radio del espectro.

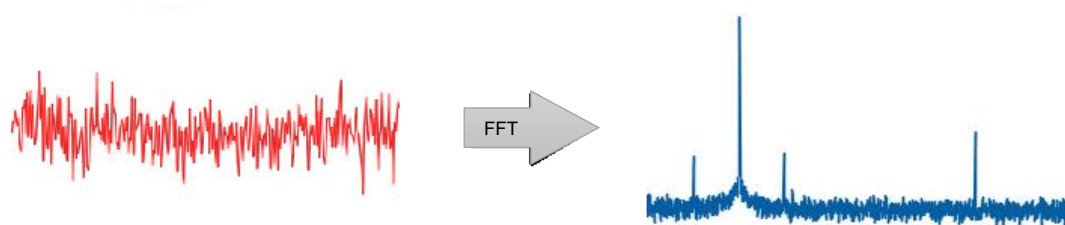


Figura 9: Señal en el dominio del tiempo (izquierda) y en el dominio de la frecuencia (derecha). Elaboración propia.

2.2. Variables de diseño

Para diseñar un espectrómetro debemos considerar dos especificaciones principales: cantidad de canales espectrales y ancho de banda. La cantidad de canales espectrales, también llamados *frequency bins*, es la cantidad de puntos disponibles en el dominio de la frecuencia, la cual coincide con la cantidad de muestras utilizadas para hallar el espectro de la señal. El ancho de banda o *bandwidth* (BW) es el rango de frecuencias en las que se realiza la medición, expresado en Hz, y es determinado por la frecuencia de muestreo del ADC. Para muestreo de Nyquist (muestras reales) y muestreo en cuadratura (muestras complejas), se cumple que:

$$BW = \frac{f_{ADC}}{2} \text{ (muestreo de Nyquist)}$$

$$BW = f_{ADC} \text{ (muestreo en cuadratura)}$$

En la Figura 10 se puede analizar el compromiso entre este par de variables en la respuesta del espectrómetro. En (a) tenemos un espectro de referencia con una cantidad determinada de canales N y de ancho de banda B . Si aumentamos la cantidad de canales manteniendo el ancho de banda fijo, obtendremos un espectro con mayor resolución espectral (b), por lo que podremos observar mayor cantidad de detalles. En contraste, si aumentamos el ancho de banda manteniendo el número de canales constante, obtendremos espectro en un rango de frecuencias más extenso (c) pero con la misma cantidad de canales a lo largo de la banda y, por ello, menor resolución espectral. Cabe indicar que lo único que incrementa la resolución espectral es la duración de la ventana de datos procesada, es decir, el tiempo t que toma obtener N muestras de la señal, según la siguiente relación:

$$\Delta f = \frac{F_s}{N} = \frac{F_s}{F_s \times t} = \frac{1}{t} = \Delta T$$

Donde Δf , la separación entre canales es directamente proporcional a ΔT , la resolución temporal, medida en espectros por segundo. Como la resolución espectral aumenta cuando disminuye la separación entre canales Δf , entonces, a mayor resolución espectral, menor resolución temporal. Esto quiere decir que hay un compromiso entre resolución temporal y resolución espectral: no se pueden lograr ciertos requerimientos al mismo tiempo.

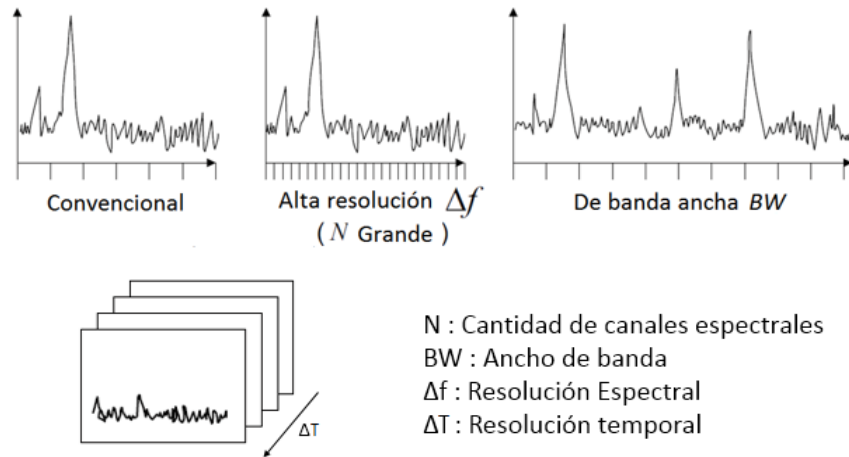


Figura 10: Variables de diseño de un espectrómetro digital. Editado de [11].

En el contexto de radioastronomía, la resolución temporal es un parámetro poco importante, ya que esta se pierde en la etapa de acumulación, en donde cierta cantidad de espectros son apilados antes de devolver el resultado final. Así, el objetivo de diseño de un espectrómetro digital para radioastronomía es conseguir la mayor resolución espectral en el mayor ancho de banda posible. Sin embargo, para un análisis de banda ancha y alta resolución, se requiere gran capacidad de computación en paralelo para procesar, en tiempo real, una elevada cantidad de canales espectrales (por ejemplo, del orden de 2^{20}) para una tasa de datos proporcional al ancho de banda requerido.

2.3. La Transformada rápida de Fourier

La transformada rápida de Fourier o FFT es un algoritmo computacionalmente eficiente para calcular la transformada discreta de Fourier (DFT) y juega un rol importante en procesamiento digital de señales para obtener la representación en el dominio de la frecuencia de las muestras temporales de una señal determinada. El par de transformadas de Fourier está definido por:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j2\pi ft} dt \leftrightarrow x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f)e^{j2\pi ft} df$$

Para poder implementar esta operación en un computador, según el teorema de Nyquist, debemos utilizar una ventana de muestras finita para analizar la señal en el ancho de banda determinado por la frecuencia de muestreo. Esto permite definir la transformada discreta de Fourier en donde N muestras son usadas para representar la señal en tiempo y frecuencia:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]e^{-j2\pi kn/N} = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]W_N^{kn}$$

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k]e^{j2\pi kn/N} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k]W_N^{-kn}$$

Donde W_N^{kn} y W_N^{-kn} son conocidos como *twiddle factors*. Se conoce como transformada rápida de Fourier a los algoritmos que permiten implementar la transformada de manera computacionalmente eficiente, aprovechando las propiedades de simetría y periodicidad de la DFT. El algoritmo más conocido es el de Cooley-Tukey en sus versiones de diezmado en el tiempo y diezmado en frecuencia. En la Figura 11 se muestra el diagrama de flujo de datos del algoritmo de diezmado en frecuencia.

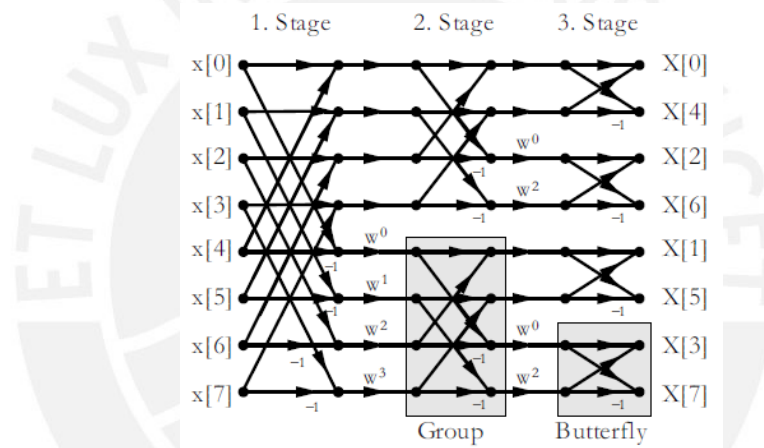


Figura 11: Algoritmo radix-2 de diezmado en frecuencia para N=8 [12]

2.4. Tipos de espectrómetros digitales

2.4.1. Espectrómetro de autocorrelación

El primer espectrómetro digital para radioastronomía fue publicado en 1963 por Weinreb [13], el cual utilizaba el teorema de Wiener-Khinchin (Figura 12) para calcular la densidad espectral de potencia a partir de la función de auto correlación de la señal. Debido a que la señal era acumulada antes de aplicar la transformada, este método facilitaba el cálculo del espectro con las capacidades computacionales de los ASICs (circuitos integrados de aplicación específica) y FPGAs de aquel entonces. Sin embargo, era necesario digitalizar la señal a baja resolución (1 o 2 bits) para reducir la complejidad del hardware, lo que degradaba el rango dinámico o sensibilidad del espectrómetro.

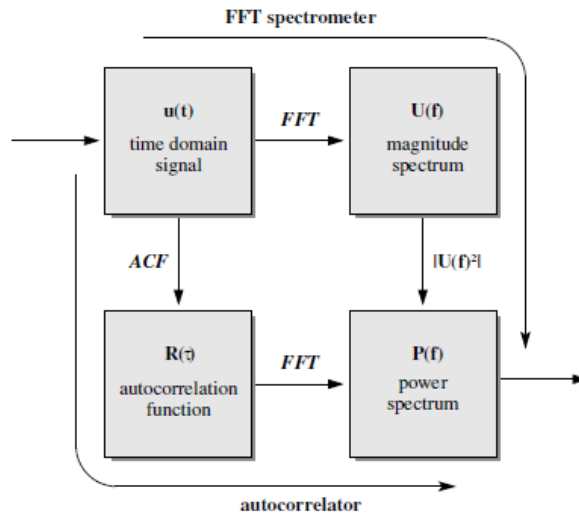


Figura 12: Teorema de Wiener-Khinchin [14]

2.4.2. Espectrómetro de transformada rápida de Fourier

El rápido crecimiento del poder de computación de los FPGAs y el incremento en la frecuencia de muestreo de los ADCs permitió digitalizar la señal con un mayor ancho de banda y realizar directamente la transformada de Fourier sobre la señal y en tiempo real [14]. A esta nueva tecnología se le llamo Espectrómetro de Transformada Rápida de Fourier o FFTS (*Fast Fourier Transform Spectrometer*) y permitió lograr anchos de banda más extensos, mayor resolución espectral y todas las ventajas de un sistema digital reconfigurable para reducir el tiempo de desarrollo de estos instrumentos.

Para un espectrómetro de Fourier convencional, como el mostrado en la Figura 13, la primera etapa del procesamiento consiste en convertir la señal digitalizada real en valores complejos en fase y cuadratura (IQ). Luego, se le aplica a la señal una función ventana para reducir el manchado espectral producido inherentemente con la FFT. Finalmente, se halla el espectro de potencia ($I^2 + Q^2$) y se acumula para aplanar el piso de ruido.

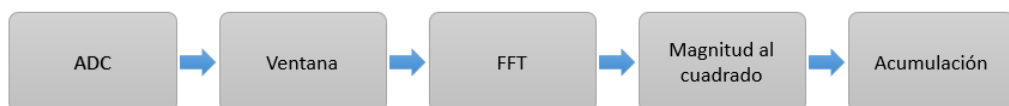


Figura 13: Espectrómetro de transformada rápida de Fourier. Elaboración propia.

2.5. Estado del arte

2.5.1. Respecto al algoritmo

2.5.1.1. Bancos de filtros polifásicos

La aplicación directa de la FFT sobre una señal presenta dos inconvenientes principales: *spectral leakage* (manchado espectral o dispersión) y *scalloping loss*. El manchado espectral es un fenómeno que ocurre debido a la naturaleza de una señal finita en el tiempo x_N' , la cual puede entenderse como la multiplicación de la señal infinita e ideal x por una ventana rectangular unitaria Π de longitud N [1]:

$$x_N'(n) = \Pi_N(n) \times x(n) \xleftrightarrow{FFT} X_N'(k) = \text{sinc}(k) * x(k)$$

Dicha multiplicación es equivalente a convolución en el dominio de la frecuencia. Por tanto, el espectro de potencias que realmente mide un espectrómetro digital es [1]:

$$S'(k) = |\text{sinc}(k) * x(k)|^2 = \text{sinc}^2(k) * S(k)$$

La expresión sinc^2 es la causante de los lóbulos laterales que presentan los canales del espectro (Figura 14). Por otro lado, el *scalloping loss* es la atenuación aparente de las señales de banda angosta cuando estas caen entre canales vecinos [15]. Debido a que la respuesta del lóbulo principal no es plana, parte de la potencia de una señal que no se encuentre en el centro de un canal espectral se filtrará en el canal vecino [16], lo que impediría medir correctamente su amplitud. En el contexto de radioastronomía, ambos fenómenos mencionados dificultan la detección de señales enmascaradas por interferencias e inmersas en el ruido de fondo.

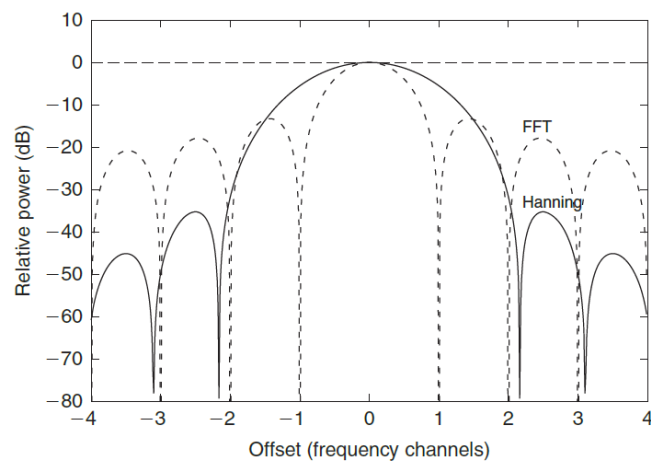


Figura 14. Comparación de repuesta en frecuencia de canal para FFT directa y para ventana Hanning. [15]

A pesar de que ambos fenómenos son ocasionados por la naturaleza finita de las señales digitales, particular importancia tiene el manchado espectral ya que, en presencia de interferencias de radiofrecuencia (RFIs), una señal de origen astrofísico muy débil puede quedar enmascarada por señales interferentes más intensas, las cuales levantan el piso de ruido en su vecindad y reduce la sensibilidad del espectrómetro. Convencionalmente, se utilizan gran variedad de funciones ventana con distintas características para para hacer frente a los inconvenientes ya mencionados; sin embargo, al intentar reducir los lóbulos laterales, se tiene como efecto secundario el ensanchamiento del lóbulo principal, lo cual degrada la resolución en frecuencia del espectro (Figura 14).

La técnica de banco de filtros polifásicos (PFB, del inglés *Polyphase Filter Bank*) [16], también llamada técnica WOLA (del inglés *Weight, Overlap and Add*) [17] o *Windows-presum FFT* [18] es una técnica ampliamente utilizada en radioastronomía para mejorar considerablemente la respuesta en frecuencia de canal. La técnica consiste en utilizar muestras adicionales de la señal para calcular un espectro con menor número de puntos que el número de muestras utilizadas, es decir, se incrementa la longitud N de la señal a una longitud $M = L \times N$ de modo que, del resultado de la transformada de M puntos, solo se considere la salida de cada “ L ” canales para construir el espectro resultante de N puntos (Figura 15), donde L se conoce como el número de taps u orden del banco de filtros. Esto tiene como resultado una disminución aún mayor de los lóbulos laterales (Figura 16) sin el incremento indeseado del lóbulo principal (debido a que los canales quedan más separados) pero con el mismo número de puntos de la FFT original.

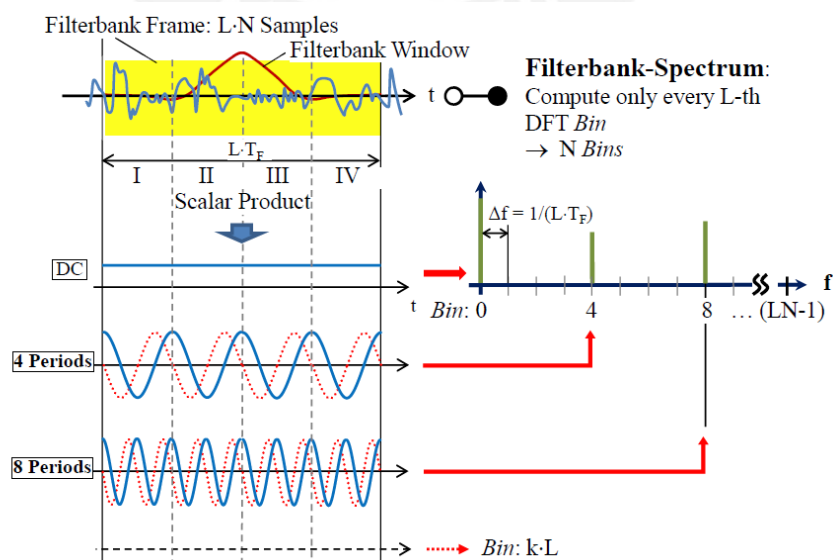


Figura 15. Representación gráfica de la técnica PFB para $L = 4$. [19]

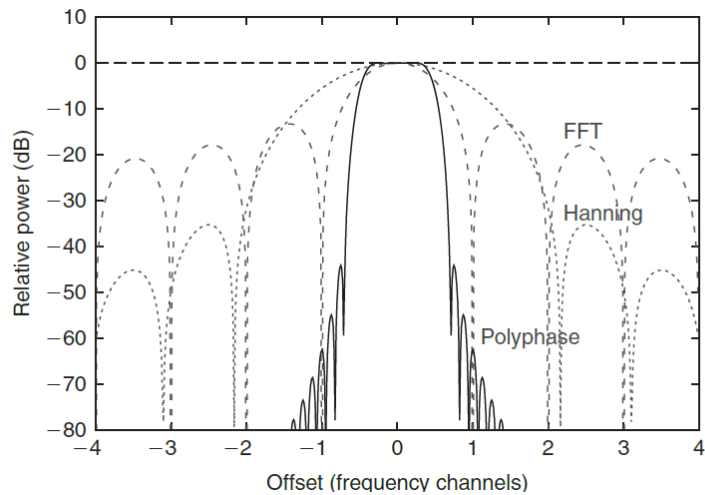


Figura 16: Comparación de respuesta en frecuencia de canal para FFT directa, con ventana Hanning y utilizando PFB. Tomado de [15]

Sin embargo, el procedimiento descrito tiene con desventaja que, como se necesita una FFT con mayor número de puntos, decimar a la salida es ineficiente, sobretodo en aplicaciones en tiempo real. No obstante, dicho procedimiento puede implementarse de manera computacionalmente eficiente llevando la etapa de decimación hacia la etapa inicial del algoritmo mediante un arreglo de filtros FIR de descomposición polifásica antes de la FFT (la demostración matemática puede ser revisada en [15] y [20]). De esta manera, mediante esta técnica, se forma a la salida de la FFT un banco de filtros modulados y uniformemente espaciados con respuesta en frecuencia controlada. A partir de aquí se calcula la magnitud al cuadrado de cada punto para obtener un espectro [1].

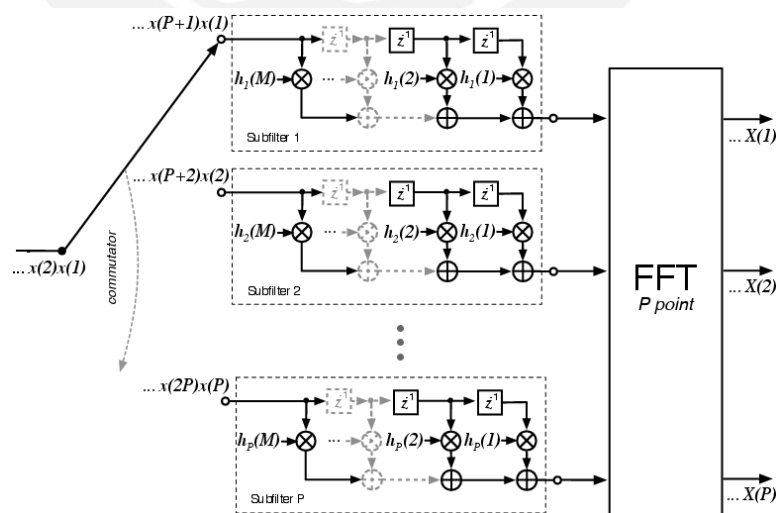


Figura 17. Implementación eficiente de la técnica PFB. [1]

Desde este punto de vista, el esquema mostrado en la Figura 17 actúa como un banco de filtros pasabanda idénticos y adyacentes. La función ventana utilizada

determina las características de filtro pasa bajo del canal 0 o DC, conocido como filtro prototipo (*prototype lowpass filter*). El resto de canales son versiones pasabanda centradas en cada *frequency bin* mediante desplazamiento en frecuencia [19] (el filtro prototipo es modulado mediante los *twiddle factors* de la FFT). Con el fin de obtener una respuesta de canal lo más parecida a un filtro pasabanda ideal (función rectangular en frecuencia), se utiliza como función ventana la antitransformada de la respuesta en frecuencia deseada, es decir, la función *sinc*. Como dicha función es no causal, para obtener los coeficientes del banco de filtros (Figura 18) se emplea la técnica de la ventana para muestrear y acotar la función *sinc*. Así, se controla la respuesta en frecuencia de cada canal espectral, haciendo el lóbulo principal más plano y con caída de lóbulos laterales mucho más pronunciada (Figura 16).

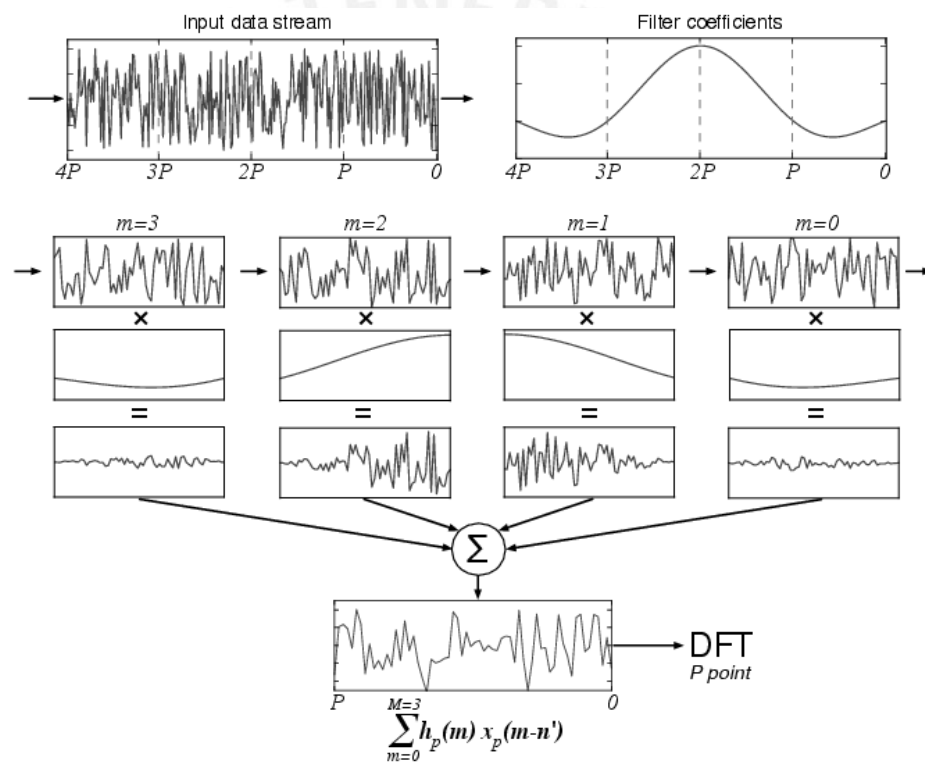


Figura 18. Algoritmo WOLA. Esta representación es equivalente a la de la Figura 17. [1]

Cabe mencionar que, como el banco de filtros polifásicos canaliza los datos en bandas de frecuencia uniformemente espaciadas, esta técnica puede ser usada para diezmar la señal y procesar solo ciertas sub-bandas de interés (implementación conocida como *Zoom Spectrometer* [17]), o bien se puede procesar cada sub-banda en un procesador distintos dentro de un sistema de procesamiento distribuido, como un arreglo de FPGAs [21]. Esta configuración se conoce como espectrómetro de dos etapas pues se realizan dos canalizaciones (*coarse channelization* y *fine channelization*).

2.5.2. Respecto a la plataforma

El estado del arte respecto a la implementación de espectrómetros digitales consiste en utilizar CPUs, FPGAs, GPUs o una combinación de estos para cubrir la complejidad computacional que se requiere en la etapa final de la cadena de recepción de los radiotelescopios modernos.

2.5.2.1. FPGAs

Los arreglos de compuertas programables en campo o FPGAs son dispositivos semiconductores que contienen bloques de lógica cuya interconexión y funcionalidad puede ser configurada mediante un lenguaje de descripción de hardware como VHDL o Verilog [22]. Los FPGAs modernos están compuestos por bloques lógicos reconfigurables e interconectables (CLB) compuestos de tablas de consulta (LUTs), bloques de memoria RAM (BRAM) y bloques DSP48E (Figura 19).

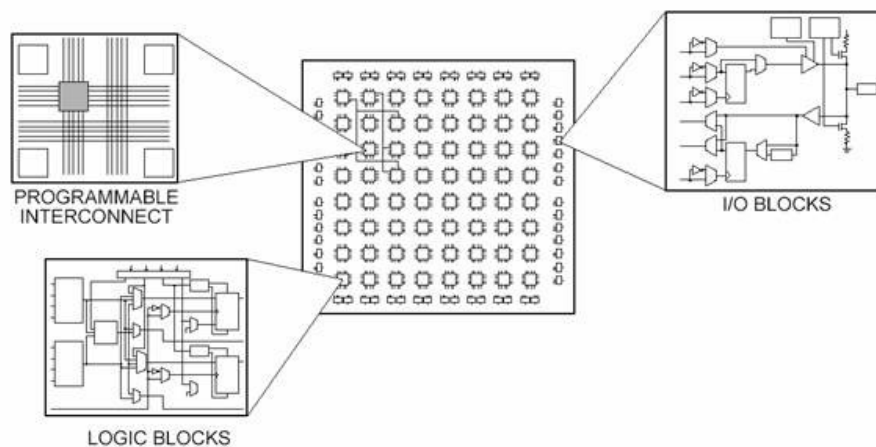


Figura 19: Arquitectura de un FPGA [23].

La tecnología de FPGAs ha sido ampliamente utilizada para diseñar instrumentos de procesamiento digital en radioastronomía debido a la capacidad de implementar algoritmos que operen en paralelo usando hardware verdaderamente (físicamente) en paralelo, además de la alta flexibilidad que ofrecen para depurar diseños y hacer prototipos (en contraste con los ASIC).

Existe gran cantidad de diseños de FFTs basados en FPGAs disponibles en la literatura. Por ejemplo, la comunidad CASPER (*Collaboration for Astronomy Signal Processing and Electronics Research* [24]) ha propagado el uso de esta tecnología, la cual ha reducido el costo y acelerado el tiempo de desarrollo de este tipo de instrumentos. Para esto, la comunidad CASPER ha diseñado tarjetas FPGA modulares e interconectables, junto con librerías de procesamiento digital de señales

compatibles con todas sus tarjetas [21]. Así, siguiendo la filosofía de hardware y software de libre acceso, la comunidad ha conseguido una arquitectura de procesamiento generalizada y extensible, pudiendo interconectar tantas tarjetas como sean necesarias para satisfacer determinados requerimientos y con la facilidad de reemplazar aquellas tarjetas que queden obsoletas por tarjetas con FPGAs más potentes [25].

Por otro lado, los FPGA tienen como desventaja que, a medida que crece la complejidad del diseño, la descripción del hardware a nivel RTL (*Register Transfer Level*) se vuelve más complicada (por ejemplo, usando VHDL). Actualmente, científicos e ingenieros prefieren describir la funcionalidad del circuito con lenguajes de programación de alto nivel como C, C++ o Python, para luego ser traducido automáticamente a VHDL utilizando herramientas de síntesis de alto nivel (*High Level Synthesis* o HLS) [26].

Una alternativa disponible en el mercado es emplear el paradigma de programación orientado al flujo de datos de LabVIEW para diseñar la funcionalidad del circuito y que el compilador traduzca automáticamente dicho código en un circuito ejecutable por el FPGA. LabVIEW es un entorno de programación que utiliza un lenguaje de programación gráfico llamado lenguaje G y los programas desarrollados con esta plataforma se conocen como Instrumentos Virtuales, o VI (Virtual Instruments). LabVIEW FPGA [23], por su parte, es una extensión de LabVIEW que utiliza las herramientas de compilación de Xilinx para generar el *bitstream* que le indica al FPGA como interconectar sus partes [27].

Por ejemplo, la familia de productos FlexRIO de la empresa National Instruments (NI) ofrece tarjetas con entrada y salida reconfigurable para diseñar prototipos de instrumentos basados en FPGAs usando LabVIEW [28]. De esta manera, se agiliza el ciclo de desarrollo de instrumentos digitales complejos, entre ellos hardware digital de procesamiento para radioastronomía.

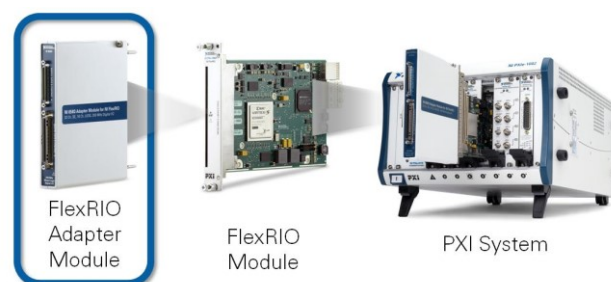


Figura 20: Sistema FlexRIO, compuesto por una tarjeta FPGA para PXI y módulos adaptadores para distintas aplicaciones [28].

2.5.2.2. GPUs

Una unidad de procesamiento gráfico o GPU es un coprocesador dedicado originalmente al procesamiento de gráficos. CUDA (*Compute Unified Device Architecture*) es una arquitectura de cálculo paralelo de NVIDIA [29] que permite a los desarrolladores acelerar sus aplicaciones utilizando una extensión del lenguaje C orientada a la programación paralela y así aprovechar los recursos computacionales de los GPU utilizando el paralelismo que ofrecen sus múltiples núcleos en tareas no relacionadas con el procesamiento de gráficos. Esto se conoce como GPGPU (*General-Purpose Computing on Graphics Processing Units*) y es usado en la comunidad científica para aplicaciones que demandan gran complejidad computacional. Ya que los algoritmos involucrados en un FFTS presentan paralelismo a nivel de datos (SIMD), entonces los dispositivos GPU pueden ofrecer un gran rendimiento en sistemas de este tipo.

Un espectrómetro implementado en este tipo de plataformas se puede encontrar en [30], el cual consigue 2.2 GHz de ancho de banda y 5 millones de canales espectrales usando la tarjeta NVIDIA GeForce GTX TITAN.

Cabe decir que este tipo de espectrómetro se consideran instrumentos de procesamiento heterogéneos o híbridos [31] ya que se emplea siempre un CPU como computadora *host* y se utilizan FPGAs para adquirir, pre-procesar y empaquetar las muestras temporales para que finalmente puedan ser procesadas por el GPU. En este trabajo de tesis, se utiliza esta arquitectura de procesamiento con una tarjeta FPGA FlexRIO con módulo receptor de RF para adquisición y un GPU NVIDIA Tesla K40c para procesamiento.

2.6. Definiciones operativas

- Tiempo de integración

En astronomía óptica, este término se refiere al tiempo de acumulación o exposición de la luz antes que ser digitalizada por el detector o sensor (ADC). Para un espectrómetro digital, se refiere a la cantidad de veces que se acumula o promedia el espectro en la salida del instrumento para reducir la varianza del ruido.

- Rango Dinámico

El rango dinámico es la relación entre la señal a escala completa (nivel de referencia) y la mínima señal detectable por encima del piso de ruido, es decir, representa el rango de potencias que el espectrómetro es capaz de medir. El receptor NI 5972R

posee un rango dinámico mayor a 106 dB en todo el rango de frecuencias de entrada (200MHz a 4.4GHz).

- Numero de bits por muestra

Se refiere a la resolución en bits con los que se cuantifica la señal. En el caso del receptor NI 5972R, el ADC (TI-ADS4249) tiene una resolución máxima de 14 bits.

- Frecuencia de muestreo

Se refiere a la velocidad con que el ADC toma muestras de la señal. En el caso del receptor NI 5972R, la frecuencia de muestreo máxima del ADC es de 250 Msps.

- Flujo de datos de salida

La tasa de datos del sistema depende de la resolución en bits y la frecuencia de muestreo del ADC, así como la reducción de datos (decimación) del procesamiento en cada etapa.

2.7. Importancia y justificación del estudio

2.7.1. Fundamentación teórico-académica

El diseño de instrumentos de procesamiento digital para tratar señales astronómicas y extraer información sobre las características de las fuentes emisoras, nos permite satisfacer nuestra curiosidad por comprender la verdadera naturaleza de los objetos y fenómenos astrofísicos estudiados.

2.7.2. Fundamentación relacionada a la realidad

El instituto de radioastronomía (INRAS) de la Pontificia Universidad Católica del Perú se encuentra en la última etapa de construcción de un radiotelescopio de ocho metros de diámetro (RT-8) y en la etapa final de diseño del radiotelescopio de 20 metros de diámetro (RT-20) [3], el más grande diseñado y próximamente construido en el Perú. Sin embargo, no solo se necesita infraestructura de radiotelescopios para tener un radio observatorio de clase mundial: la cadena de recepción y procesamiento de las señales es esencial para conseguir resultados contrastables. Por ello, gracias al concurso de Equipamiento Científico para Laboratorios que organizó el Fondo para la Innovación, Ciencia y Tecnología (FINCyT), se adquirió, bajo el proyecto "Equipamiento científico para Radiociencia", una plataforma PXI de instrumentación modular de la empresa National Instruments con un módulo FlexRIO (tarjeta FPGA en conjunto con módulo receptor RF), un servidor, un sistema RAID, entre otros

módulos. De esta manera, el INRAS requiere diseñar un instrumento capaz de realizar el análisis digital de las señales que se obtendrán con los radiotelescopios, utilizando para ello los equipos previamente adquiridos.

2.7.3. Fundamentación personal

El presente estudio se considera importante pues es gratificante participar en un proyecto de investigación de gran tamaño y sin antecedentes en el país. Este trabajo sigue la línea de investigación en el INRAS (radioastronomía y astrofísica) y permitirá hacer aportes significativos en el conocimiento de nuestro universo, así como tener una participación activa en conferencias, talleres y proyectos internacionales relacionados.



Capítulo 3.

DISEÑO DE LA CADENA DE PROCESAMIENTO

El procedimiento experimental en radioastronomía consiste en observar y analizar el espectro de potencias de las ondas de radio recibidas desde una determinada región del cielo, en un ancho de banda B y a cierta frecuencia central f_c . Hablando ampliamente, se pueden conseguir mejores observaciones (mayor información espectral de la fuente) si se observa en un mayor rango de frecuencias de forma simultánea y con mayor resolución en el espectro. En este capítulo, se expondrá en detalle el diseño de los diferentes componentes del FFTS de banda ancha y alta resolución espectral a diseñado en el presente trabajo de tesis.

3.1. Consideraciones generales

Como se mencionó previamente, el objetivo de diseño de los FFTS es incrementar tanto el ancho de banda como la resolución espectral. Específicamente, el ancho de banda está determinado tanto por el *Front-End* analógico del radiotelescopio (Antena, LNA, filtros, mezcladores, etc.) como por el *Back-End* digital (frecuencia de muestreo del ADC). Ya que el *Front-End* analógico se encuentra fuera de los alcances de esta tesis, se enfocará el diseño en utilizar el máximo ancho de banda instantáneo disponible del receptor, es decir, 200MHz.

Por otro lado, la resolución espectral se relaciona directamente con la cantidad de muestras que son procesadas en conjunto por la FFT. Por ello, como criterio principal de diseño, se buscará elevar el número de muestras temporales que son convertidas al dominio de la frecuencia mediante la FFT, aumentando el número de puntos del espectro y, por tanto, aumentando la resolución en frecuencia para el ancho de banda dado, lo cual eleva el costo computacional del espectrómetro.

Los dispositivos FPGA siempre han sido considerados ideales en aplicaciones de adquisición y procesamiento digital de señales debido a la capacidad de implementar algoritmos de procesamiento usando hardware verdaderamente (físicamente) en paralelo [27]. Los FPGAs han sido ampliamente utilizados en radioastronomía para diseñar instrumentos de salida o *back-ends* digitales como espectrómetros, correladores, conformadores de haz y otros [21]. Sin embargo, su relativa dificultad

de programación, sumado a su baja capacidad de memoria e incompatibilidad con la aritmética de punto flotante, ha resultado en la consideración de otras alternativas de computación de alta performance como los GPUs. Sin embargo, los FPGAs siguen siendo ideales a la salida del ADC por su capacidad de adquirir señales con gran ancho de banda. Por ello, son utilizados como interfaz entre el CPU y el ADC, además de la posibilidad de realizar preprocesamiento y reducción de datos en tiempo real.

Para cubrir el elevado costo computacional que demanda un FFTS de banda ancha y alta resolución, se utilizará un sistema de procesamiento heterogéneo basado en un acelerador para servidores Tesla K40c de la compañía NVIDIA y una tarjeta FPGA FlexRIO de la compañía National Instruments. Es importante resaltar la importancia de un sistema de procesamiento heterogéneo en el diseño del instrumento, puesto que la funcionalidad y el rendimiento que se consigue no yacen en el uso de arreglos de procesadores idénticos, sino en el uso de distintos tipos o arquitecturas para tareas o etapas específicas.

Cabe mencionar nuevamente un agradecimiento especial a NVIDIA por la donación del GPU Tesla K40c al Instituto de Radioastronomía de la PUCP, y al Proyecto de Equipamiento Científico para Laboratorios de FINCyT (Innovate-Perú), con número de contrato 127-ECL-2014, con el cual se adquirieron los equipos mencionados y otros.

3.2. Objetivos de diseño y alcance

El objetivo principal de este trabajo de tesis es diseñar un espectrómetro digital de transformada rápida de Fourier de alta resolución espectral utilizando el módulo FPGA FlexRIO NI-7966R en conjunto con el acelerador NVIDIA TESLA K40c. Los objetivos específicos son conseguir una cantidad de canales mayor o igual a 2^{20} y lograr procesamiento en tiempo real de todo el ancho de banda disponible (200MHz, limitado por el módulo receptor de RF NI-5792R).

El alcance de este trabajo contempla solo el diseño de software e integración de las diferentes etapas de adquisición, tratamiento y procesamiento de las señales del instrumento de salida implementado con el hardware adquirido previamente por el INRAS. Este trabajo de tesis estuvo aislado y fue posterior a la evaluación, selección y compra de equipos mencionados en este capítulo y en el resto del documento. Este trabajo tampoco contempla el diseño del frente del radiotelescopio.

Por otro lado, el dispositivo GPU es utilizado solo para una aceleración inmediata de la etapa de procesamiento del instrumento, por ello queda fuera del alcance de la

tesis las posibles optimizaciones de rendimiento de los algoritmos implementados en CUDA detallados al final de este capítulo.

3.3. Descripción del sistema

En la Figura 21 se muestra el diagrama de bloques del sistema. En primer lugar, tenemos el módulo adaptador FlexRIO NI-7966R, el cual es un receptor de conversión directa con 200MHz de ancho de banda instantáneo para el rango de frecuencias de 200MHz a 4.4GHz. Dicho módulo se conecta directamente a la tarjeta FPGA FlexRIO NI-5792R basada en el chip Virtex-5 SX95T de la compañía XILINX. El FPGA se encuentra instalada en el bus PXI Express del chasis para instrumentación modular PXIe-1085 de NI. El controlador de PXI (PXIe-8135) también se encuentra instalado en el chasis y es capaz de comunicarse con el FPGA a través de bus PXI Express.

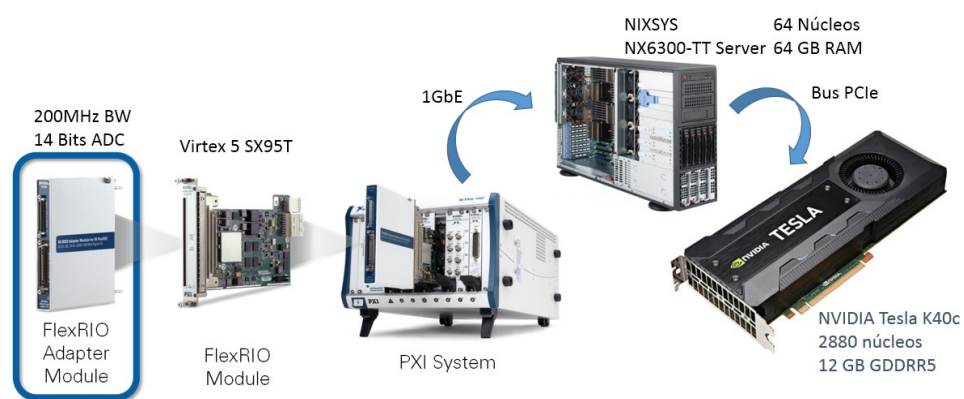


Figura 21. Diagrama de bloques del sistema
Elaboración propia

Del otro lado del diagrama, se encuentra el servidor NIXSYS NX6300-TT con procesador 4x AMD Opteron 6376 (64 Núcleos en total) y 64 GB de DDR3 RAM, el cual también fue adquirido gracias a el Proyecto de Equipamiento Científico para Laboratorios de FINCyT. El GPU o acelerador Tesla K40c, basado en la arquitectura NVIDIA Kepler, se encuentra instalado en el bus PCI-Express 2.0 x16 del servidor y tiene un rendimiento pico teórico de 4.29 TFLOPS en precisión simple [32] gracias a los 2,880 núcleos CUDA y 12GB de memoria RAM GDDR5 con los que cuenta. Las hojas de datos de los equipos mencionados pueden encontrarse en la sección de anexos.

3.4. Diagrama de flujo del procesamiento

En la Figura 22 se muestra el diagrama de flujo secuencial del instrumento digital a diseñarse. El primer paso es la inicialización, la cual consiste en configurar y calibrar los dispositivos FlexRIO, lo cual involucra configurar el reloj del FPGA, establecer las condiciones de disparo de la adquisición y configurar el banco de filtros y atenuadores programables del receptor. En esta etapa inicial también se reservan recursos de memoria en el CPU y el GPU para que el bucle principal itere de manera ininterrumpida.

Luego, dentro del bucle principal, se adquieren M muestras temporales de la señal, las cuales son convertidas a valores de voltaje y decimadas mediante la primera etapa del PFB, es decir, el banco de filtros FIR. A la salida de esta etapa, la tasa de datos se reduce en un factor de L , en donde L es el número de taps u orden del banco de filtros. Por tanto, tendremos $M/L = N$ muestras temporales que serán convertidas al dominio de la frecuencia mediante la FFT. El espectro resultante calculado a partir de la FFT es acumulado y se repite el procedimiento descrito durante cierta cantidad de iteraciones para finalmente devolver un espectro con menor varianza de ruido. Cabe recordar que, a mayor tiempo de integración, menor resolución temporal tendrá el instrumento.

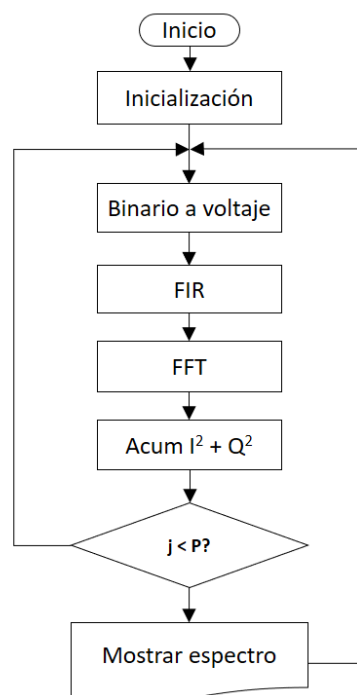


Figura 22. Diagrama de flujo del algoritmo.
Elaboración propia.

En la Figura 23, se muestra cómo se distribuye el flujo de datos a lo largo de los distintos dispositivos.

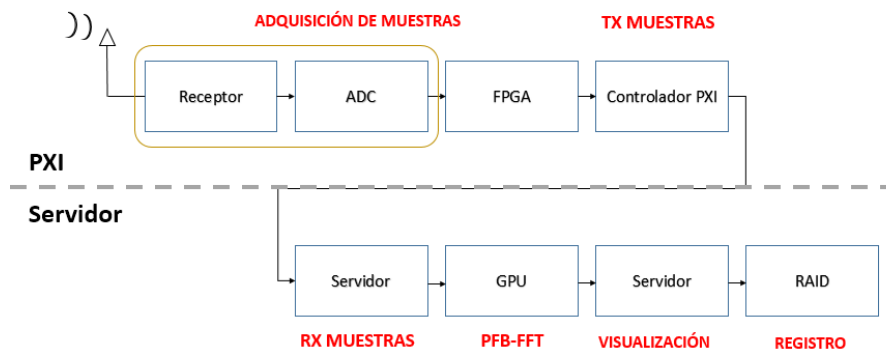


Figura 23. Flujo de datos del sistema
Elaboración propia.

La señal es digitalizada por el ADC del receptor y adquirida mediante el FPGA. Las muestras son enviadas mediante acceso directo a memoria (DMA) hacia el controlador de PXI, el cual retransmite dichas muestras hacia el servidor. En el servidor, se reciben las muestras de manera ordenada, se realiza el procesamiento y se visualiza y registra el espectro.

3.5. Criterios de diseño

3.5.1. Análisis de velocidades de transmisión de datos

Uno de los principales desafíos al diseñar un instrumento de procesamiento en tiempo real es la elevada tasa de datos que se requiere procesar. Para que el sistema funcione sin cuellos de botella, es decir, sin que haya etapas que ralenticen el proceso global, se debe cumplir que la tasa de datos de una etapa debe soportar la tasa de datos máxima de la etapa anterior. Para esto, se debe verificar la velocidad de transmisión máxima teórica que soportan los distintos buses, memorias y discos del sistema.

La tasa de datos o *throughput* del sistema se calcula con la siguiente relación:

$$Tasa\ de\ datos = F_s \times \frac{Bytes}{muestra}$$

Donde F_s es la frecuencia de muestreo del ADC, medido en muestras por segundo (*Samples/s*). Debido a que las muestras a la salida del receptor tienen componentes en fase y cuadratura, y que la resolución del ADC dual del receptor es de 14 bits (redondeado por exceso a 16 bits), se tiene entonces en total 32 bits o 4 Bytes por

muestra. Considerando $F_s = 200\text{MS/s}$, tenemos que la tasa de datos sostenida que debe procesar el sistema es de 800 MB/s, la cual es independiente de la resolución espectral y temporal del FFTS: solo depende del ancho de banda deseado (máximo 200MHz). En la Figura 24 se muestra la velocidad de transmisión máxima teórica entre las principales etapas del sistema.

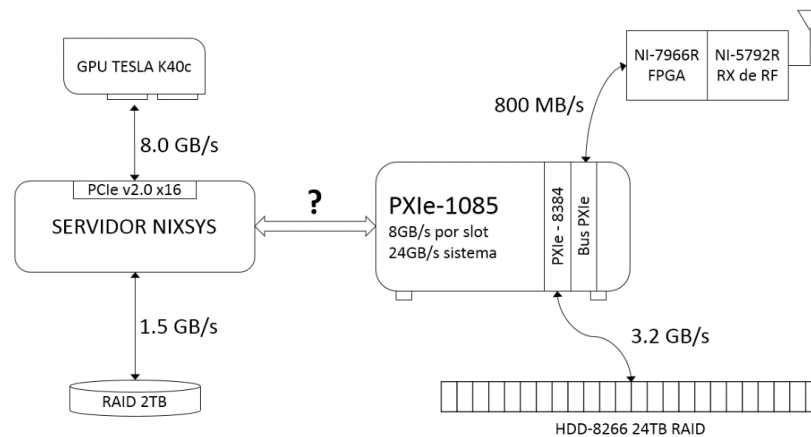


Figura 24. Velocidades de transmisión entre elementos del sistema
Elaboración propia

Se comprueba que la velocidad de transmisión entre componentes, tanto en la plataforma PXI como en la plataforma del servidor, garantiza el procesamiento en tiempo real y sin cuellos de botella con el máximo ancho de banda. Sin embargo, en el momento en que todos estos equipos fueron adquiridos, no se consideró originalmente en interconectar la plataforma PXI con el servidor ni en utilizar el poder de procesamiento del GPU para un espectrómetro digital. Por ello, el primer problema a resolver consiste en establecer un enlace de datos entre el controlador de PXI y el servidor que soporte una velocidad de transmisión de 800MB/s, para lo cual se determinó dos opciones: utilizar un enlace PCIe cableado mediante un controlador remoto de PXIe o utilizar un enlace Ethernet.

El Paquete de Control Remoto PXIe-PCIe 8381 de NI, compuesto por un módulo de expansión para PXI Express y una tarjeta PCI Express para PC, establece un enlace PCI Express 2.0 x8 cableado de alto rendimiento (3.2 GB/s por dirección) [33].



Figura 25. PXIe-PCIe 8381 de NI [33]

Si se adquiriera e instalara estos dispositivos, los módulos FlexRIO se verían como tarjetas PCI Express en el servidor y se garantizaría una velocidad de transmisión 4 veces mayor que la necesaria en esta aplicación. Sin embargo, un requerimiento propuesto por el Instituto de Radioastronomía de la PUCP fue que para el diseño solo se requiera los componentes de hardware y software adquiridos previamente y, por tanto, heredados en el presente trabajo de tesis. Por ello, la posible compra de estos dispositivos y el diseño sobre la base de dicha solución queda fuera del alcance de esta tesis.

Debido a que el controlador de PXI y el servidor tienen tarjetas de red de 1GbE disponibles (sería deseable 10GbE), se opta por crear un enlace de 1GbE con cable UTP Cat-5e, con lo cual se tendría una velocidad de transmisión máxima teórica de 125MB/s, lo cual en la práctica no se consigue. Por tanto, se debe reducir la tasa de datos del PXI al servidor teniendo en cuenta que se perdería información.

Una primera opción para reducir la tasa de datos es decimar la señal, es decir, disminuir la frecuencia de muestreo F_s . Sin embargo, debido a que F_s está directamente relacionado con el ancho de banda de la señal según el teorema de Nyquist, esto reduciría la banda de análisis, lo cual no es deseable en este tipo de instrumento. Ya que la mayoría de fenómenos astrofísicos emiten radiación continua (excepto algunas emisiones transitorias como las de los pulsares), no es necesario efectuar la FFT en ventanas de datos contiguas en el tiempo ni utilizar solapamiento (por ejemplo, usando el método de Welch de estimación espectral). Por tanto, se decide sondear el espectro periódicamente utilizando las N primeras muestras de un determinado periodo de adquisición. Por ejemplo, en el tren de pulsos de la Figura 26, se representa una adquisición de 256K muestras ($N = 2^{18}$) en un periodo T_{ADQ} de 12.5 ms. Considerando $F_s = 200\text{MS/s}$, se obtiene que las 256K muestras son adquiridas en 1.31 ms, lo que corresponde a un ciclo de trabajo de 10.48%.

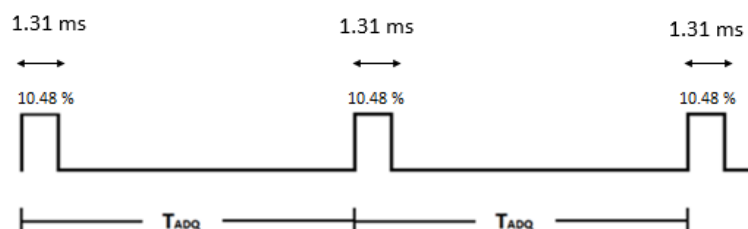


Figura 26. Representación del periodo de adquisición.
Elaboración propia.

De esta manera, el espectrómetro procesa ventanas de datos reducidas y no la totalidad de las muestras, lo cual reduce la cantidad de datos a ser transmitidos del PXI al servidor. Por ejemplo, en el caso anterior se tiene:

$$\frac{2^{18} \times 4B}{12.5 \text{ ms}} = 83.8 \text{ MB/s}$$

la cual puede ser sostenida por el enlace de 1 GbE. En la Tabla 1 se presenta la velocidad de transmisión del enlace según la cantidad de canales N y el periodo de adquisición T_{ADQ} en segundos. Las casillas con fondo gris son las combinaciones que no pueden ser logradas debido a que superan los 90MB/s, mientras que las casillas con fondo rojo no tienen significado real (resultados mayores a 800 MB/s), ya que se no puede tener un periodo de adquisición menor al tiempo que toma adquirirlas.

La reducción de la tasa de espectros por segundo que ofrece esta técnica puede ser compensada incrementando el número de integraciones, es decir, aumentando el tiempo de observación. De este modo, la varianza del ruido a la salida se mantiene constante.

3.5.2. Control de flujo de datos

El manejo de grandes cantidades de datos y velocidades de transmisión diferentes ha resultado en el uso del patrón de diseño productor-consumidor, el cual permite controlar y monitorear el flujo de datos de la cadena de procesamiento del FFTS. Una representación gráfica puede verse en la Figura 27.

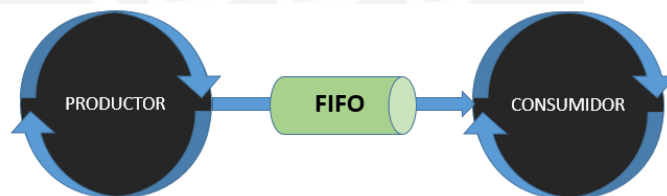


Figura 27. Patrón de diseño productor/consumidor
Elaboración propia

El patrón de diseño productor/consumidor se utiliza comúnmente cuando se requiere que un conjunto de datos adquiridos sea procesado en orden y sin pérdidas de información. Los bucles del patrón se separan en dos categorías: los que producen datos y los que consumen datos [34], los cuales son procesos que, en general, se ejecutan a velocidades diferentes. Por tanto, para evitar que un proceso rápido sature a uno más lento, se emplea un tipo de abstracción llamada “colas”, las cuales son estructuras de datos tipo FIFO de longitud finita que garantizan, hasta cierto punto, comunicación fluida, en orden y sin pérdida de información.

Tabla 1. Velocidades de transmisión máximas según número de canales.
Elaboración propia.

Índice	#Canales	Datos (Bytes)	Velocidad de Transmisión (Bytes/s) en función del periodo de adquisición (segundos)														
			6.4	3.2	1.6	0.8	0.4	0.2	0.1	0.05	0.025	0.0125	0.00625	0.003125			
1	2	8	1.25	2.5	5	10	20	40	80	160	320	640	1280	2560			
2	4	16	2.5	5	10	20	40	80	160	320	640	1280	2560	5120			
3	8	32	5	10	20	40	80	160	320	640	1280	2560	5120	10240			
4	16	64	10	20	40	80	160	320	640	1280	2560	5120	10240	20480			
5	32	128	20	40	80	160	320	640	1280	2560	5120	10240	20480	40960			
6	64	256	40	80	160	320	640	1280	2560	5120	10240	20480	40960	81920			
7	128	512	80	160	320	640	1280	2560	5120	10240	20480	40960	81920	163840			
8	256	1024	160	320	640	1280	2560	5120	10240	20480	40960	81920	163840	327680			
9	512	2048	320	640	1280	2560	5120	10240	20480	40960	81920	163840	327680	655360			
10	1024	4096	640	1280	2560	5120	10240	20480	40960	81920	163840	327680	655360	1310720			
11	2048	8192	1280	2560	5120	10240	20480	40960	81920	163840	327680	655360	1310720	2621440			
12	4096	16384	2560	5120	10240	20480	40960	81920	163840	327680	655360	1310720	2621440	5242880			
13	8192	32768	5120	10240	20480	40960	81920	163840	327680	655360	1310720	2621440	5242880	10485760			
14	16384	65536	10240	20480	40960	81920	163840	327680	655360	1310720	2621440	5242880	10485760	20971520			
15	32768	131072	20480	40960	81920	163840	327680	655360	1310720	2621440	5242880	10485760	20971520	41943040			
16	65536	262144	40960	81920	163840	327680	655360	1310720	2621440	5242880	10485760	20971520	41943040	83886080			
17	131072	524288	81920	163840	327680	655360	1310720	2621440	5242880	10485760	20971520	41943040	83886080	167772160			
18	262144	1048576	163840	327680	655360	1310720	2621440	5242880	10485760	20971520	41943040	83886080	167772160	335544320			
19	524288	2097152	327680	655360	1310720	2621440	5242880	10485760	20971520	41943040	83886080	167772160	335544320	671088640			
20	1048576	4194304	655360	1310720	2621440	5242880	10485760	20971520	41943040	83886080	167772160	335544320	671088640	1342177280			
21	2097152	8388608	1310720	2621440	5242880	10485760	20971520	41943040	83886080	167772160	335544320	671088640	1342177280	2684354560			
22	4194304	16777216	2621440	5242880	10485760	20971520	41943040	83886080	167772160	335544320	671088640	1342177280	2684354560	5368709120			
23	8388608	33554432	5242880	10485760	20971520	41943040	83886080	167772160	335544320	671088640	1342177280	2684354560	5368709120	10737418240			
24	16777216	67108864	10485760	20971520	41943040	83886080	167772160	335544320	671088640	1342177280	2684354560	5368709120	10737418240	21474836480			
25	33554432	134217728	20971520	41943040	83886080	167772160	335544320	671088640	1342177280	2684354560	5368709120	10737418240	21474836480	42949672960			
26	67108864	268435456	41943040	83886080	167772160	335544320	671088640	1342177280	2684354560	5368709120	10737418240	21474836480	42949672960	85899345920			
27	134217728	536870912	83886080	167772160	335544320	671088640	1342177280	2684354560	5368709120	10737418240	21474836480	42949672960	85899345920	1.71799E+11			

3.6. Diseño de la cadena de procesamiento del FFTS.

Se ha dividido la cadena de procesamiento del FFTS en dos etapas principales: una primera etapa de adquisición, y una etapa final de procesamiento, visualización y registro. Esta división es conveniente, en primer lugar, porque físicamente tenemos dos ambientes de desarrollo o computadoras separados en dos racks contiguos, como puede verse en la Figura 28.

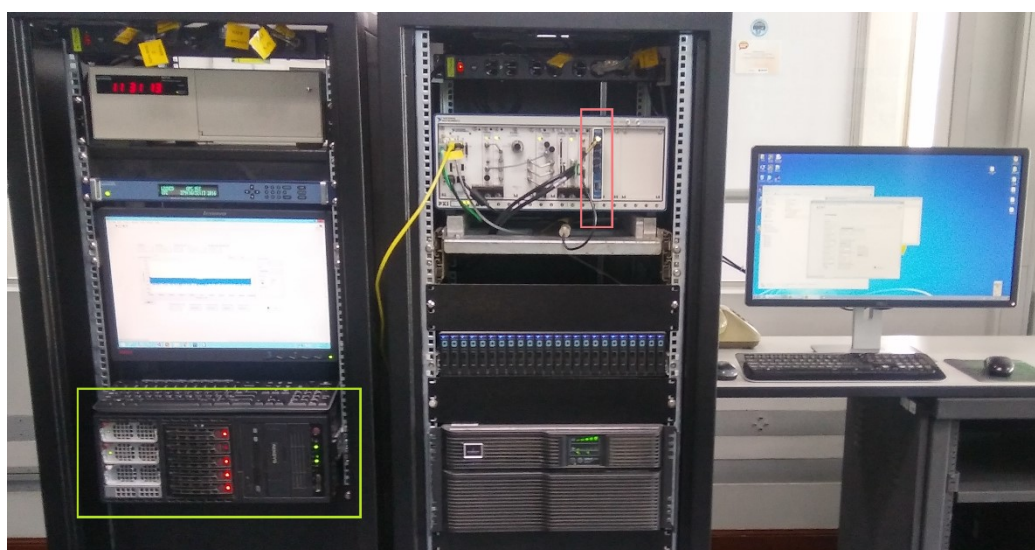


Figura 28. Instrumentación para Radiociencia en el cuarto de control del INRAS

En la parte superior del rack de la derecha se puede observar el chasis PXIe-8135 en el cual se encuentra instalado los módulos FlexRIO. Solo es posible observar el modulo receptor de RF señalado en rojo ya que el módulo FPGA se encuentra instalado dentro del chasis y detrás del receptor. Por otro lado, se puede ver como el rack de la izquierda se conecta al rack de la derecha con un cable UTP amarillo, el cual interconecta el controlador de PXI y servidor NIXSYS señalado en verde. En el rack izquierdo se desarrolla todo el procesamiento ya que, como se mencionó anteriormente, el GPU se encuentra instalado en el bus PCIe del servidor.

El segundo lugar, la división mencionada es conveniente porque el sistema está compuesto por dos proyectos o programas principales en LabVIEW. El primero se ejecuta en el controlador de PXI (Windows 7 de 32 bits) y utiliza LabVIEW FPGA para configurar la adquisición utilizando los equipos FlexRIO. El segundo programa se ejecuta en el servidor (Windows server 2012 64 bits) y utiliza LabVIEW *GPU Analysis Toolkit* para acceder a librerías y kernels CUDA personalizados desde el entorno LabVIEW, acelerando el procesamiento utilizando los recursos disponibles del GPU.

Es conveniente resaltar que en realidad se tiene en total cuatro códigos o programas que se ejecuten simultáneamente de forma sincronizada en los distintos dispositivos. En la primera etapa, se tiene un programa ejecutándose en el FPGA y otro en el controlador de PXI; en la segunda etapa, tenemos un programa ejecutándose en el CPU del servidor y otro programa ejecutándose en paralelo en los núcleos del GPU. Sin embargo, el programa del FPGA no fue necesario programarse debido a los motivos expuestos en la siguiente sección. Por tanto, este trabajo de tesis radica finalmente en la programación en LabVIEW y CUDA C del software que se ejecutará en el GPU y CPUs del sistema.

3.6.1. Etapa de adquisición

3.6.1.1. Programa en LabVIEW del FPGA

Los requerimientos o tareas que debe cumplir este programa son los siguientes:

- Configurar y calibrar el receptor FlexRIO, como el banco de filtros, los atenuadores programables, el oscilador local, etc.
- Recibir comandos del programa del controlador de PXI para iniciar y detener la adquisición.
- Adquisición de las componentes en fase (I) y en cuadratura (Q) de la señal
- Sintonización fina y decimación (preprocesamiento)
- Enviar muestras hacia el programa del controlador de PXI.

En este primer caso, todos los requerimientos mencionados ya se encuentran implementados en el código de ejemplo o plantilla que viene incluido en la instalación de los drivers de los equipos FlexRIO. Precisamente, esta es una de las principales fortalezas de FlexRIO, ya que permite diseñar una aplicación utilizando VIs (Instrumentos virtuales) o rutinas generales de alto nivel comunes en aplicaciones con FPGAs y desarrolladas por National Instruments, quienes permiten modificar libremente las librerías proporcionadas según las necesidades de la aplicación. Esto, sumado a la programación gráfica basada en flujo de datos de LabVIEW, acelera el ciclo de diseño y desarrollo de este tipo de instrumentos, permitiendo concentrarse en el procesamiento y la obtención de resultados, sin tener que preocuparse por los detalles de hardware e implementación digital de bajo nivel. En la Figura 29 se muestra la ventana de proyecto en LabVIEW de la plantilla funcional prediseñada para adquisición y visualización de datos.

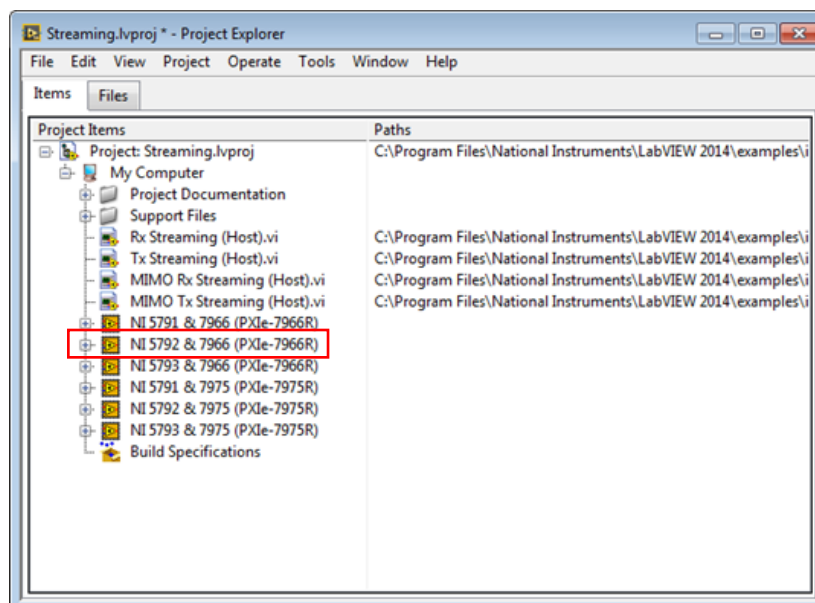


Figura 29. Plantilla preinstalada con los drivers del FlexRIO.

Para la combinación del receptor NI-5792R junto al FPGA NI-7966R, se tiene el diagrama de bloques disponible en el Anexo 1. En el código G, se incluye una parte señalada en rojo que explícitamente no recomiendan modificar ya que dicho código corresponde a la propiedad intelectual a nivel de componente o CLIP (*Component Level Intellectual Property*). El CLIP es la interfaz entre LabVIEW y el módulo adaptador y, por tanto, provee una abstracción del hardware del receptor de RF que permite empezar a programar inmediatamente sin necesidad de conocer los detalles a bajo nivel del funcionamiento del módulo. El resto del código está basado en la librería de desarrollo de aplicaciones FlexRIO (*NI FlexRIO Instrument Development Library*) y se encarga de tomar muestras del ADC, encolarlas a una tubería de pre-procesamiento (sintonización fina y decimación) utilizando rutinas DSP de la librería para finalmente enviarlas a la computadora host (en este caso, el controlador de PXI) mediante un DMA FIFO. Cabe mencionar que el módulo FPGA FlexRIO 7966R soporta 16 canales DMA FIFO.

3.6.1.2. Programa en LabVIEW del controlador de PXI

Este programa debe cumplir con los siguientes puntos:

- Enviar configuración al programa del FPGA para calibración
- Enviar comandos de control al programa del FPGA
- Extraer muestras del DMA FIFO
- Enviar las muestras hacia el servidor
- Enviar parámetros de recepción al servidor

En el mismo proyecto mencionado en la sección anterior se encuentra una plantilla para la computadora *host* que extrae los datos del DMA FIFO y calcula el espectro de potencias de la señal adquirida. Sin embargo, esta implementación proporcionada por NI como código de ejemplo es bastante limitada e ineficiente en el contexto de radioastronomía, ya que el espectro de potencias es calculado en el CPU del controlador de PXI (Intel i7-3610QE de 2.3 GHz, 4GB de RAM) por lo que solo permite obtener espectros con baja resolución espectral y temporal. Se ha partido del diagrama de bloques de la plantilla mencionada (disponible en el Anexo 1) y se ha eliminado el código correspondiente al procesamiento en el CPU para enviar los datos hacia el servidor utilizando *Network Streams* en LabVIEW (Figura 30) con el fin de acelerar el cálculo del espectro con los recursos del GPU Tesla.

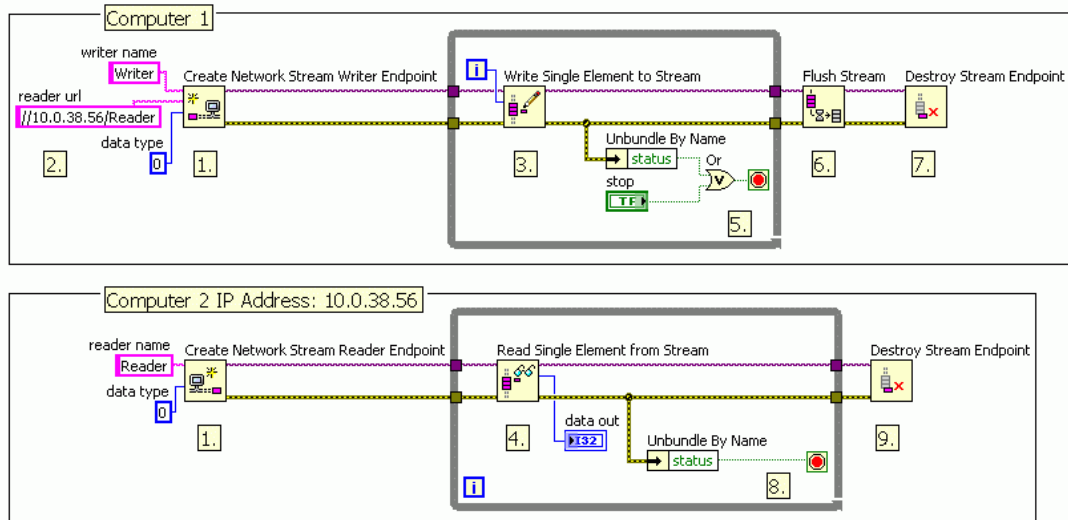


Figura 30. Ejemplo de uso de *Network Streams* [35].

Los *Network Streams* son un tipo de colas que permiten una comunicación con alto rendimiento y baja latencia entre dos computadoras en red, estableciendo un enlace unidireccional punto a punto mediante nodos de escritura (*Writer Endpoint*) y nodos de lectura (*Reader Endpoint*). Adicionalmente a los nodos necesarios para la transmisión de muestras, se ha considerado otro par de nodos para enviar mensajes (cadenas de caracteres) con comandos y parámetros de adquisición necesarios en el programa del servidor, como la frecuencia de muestreo F_s , la cantidad de muestras de la ventana de datos N , la frecuencia central f_c y el LSB (*least significant bit*) para escalar las muestras binarias a valores de voltaje.

3.6.2. Etapa de procesamiento, visualización y registro

3.6.2.1. Programa en LabVIEW del servidor

El programa principal de la etapa de procesamiento debe lograr las siguientes tareas:

- Tomar un conjunto de muestras del *Network Stream*
- Convertir muestras binarias a valores de voltaje
- Implementar la técnica de banco de filtros polifásicos
- Calcular el espectro de potencias ($I^2 + Q^2$)
- Acumular espectro
- Mostrar en pantalla el espectro de salida.

A diferencia de los códigos anteriores, este diseño no ha partido de ninguna plantilla ya que se trata de la etapa de procesamiento personalizada de la aplicación. El diagrama de bloques del programa principal en LabVIEW puede encontrarse en la sección de anexos (Anexo 1). El programa está compuesto por tres procesos representados con bucles *while* que se ejecutan en paralelo. En el primer bucle (el bucle superior) se encuentran el respectivo nodo de lectura de mensajes de configuración, mientras que en el segundo bucle se encuentra el nodo de lectura de las muestras. Luego de leerse las muestras mediante el *Network Stream*, estas deben ser enviadas en orden hacia el bucle final en donde se realizará el procesamiento y la visualización del espectro. Para esto, LabVIEW proporciona la funcionalidad de colas o *Queues* [34], las cuales permiten, al igual que los *Network Streams*, utilizar las ventajas del patrón productor/consumidor al compartir datos entre procesos paralelos en una mismo programa pero que se ejecutan a velocidades distintas (Figura 31).

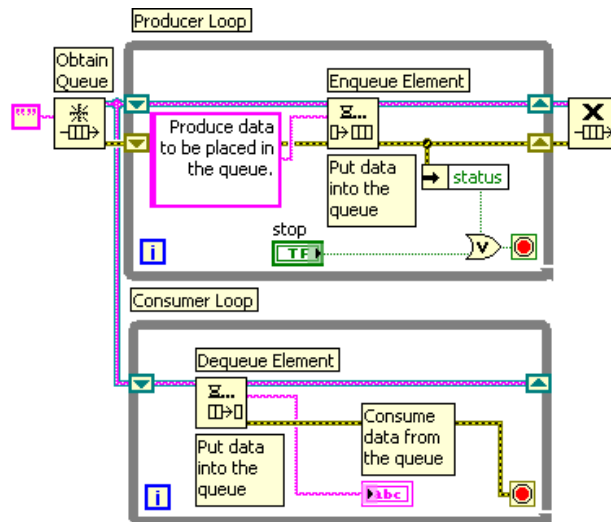


Figura 31. Ejemplo de uso de colas en LabVIEW [34].

Hasta este punto, se ha diseñado el camino de los datos desde la salida del receptor hasta el bucle final del servidor donde se realizará el procesamiento para obtener el espectro resultante. Como se explicó anteriormente, el entorno de desarrollo CUDA permite acelerar el procesamiento de aplicaciones que manejan grandes cantidades de datos y gran complejidad computacional. El CUDA Toolkit, disponible gratuitamente en la página web de NVIDIA [36], incluye librerías CUDA computacionalmente eficientes que permiten a los desarrolladores acelerar sus aplicaciones rápidamente. Una de las más utilizadas es la librería cuFFT [37], la cual permite realizar transformadas rápidas de Fourier optimizadas para los GPUs de NVIDIA sin necesidad de desarrollar una implementación propia desde cero.

LabVIEW permite a los desarrolladores acelerar sus aplicaciones y aprovechar los recursos de los GPUS de NVIDIA mediante el *GPU Analysis Toolkit* [38], el cual provee paletas de funciones con VIs que permiten llamar a librerías CUDA desde el diagrama de bloques de un programa en LabVIEW utilizando *wrappers* o envolturas basadas en el *framework* LVGPU SDK [39]. Cabe mencionar que los VI *Wrappers* o envolturas se construyen en base 3 capas, las cuales son responsables de la protección de parámetros, preparación de la ejecución e invocación de la librería, respectivamente [39].

Una vez extraído el conjunto de muestras de la cola y antes de efectuar la FFT, se deben convertir las muestras binarias digitalizadas por el ADC del receptor a muestras con unidades de voltaje. Ya que dicha operación es la misma para cada muestra del arreglo, se puede acelerar este cálculo aprovechando su paralelismo a nivel de datos empleando la técnica de SIMD (*Single Instrucción, Multiple Data*). Por tanto, este proceso puede ser implementado en el GPU inmediatamente mediante

un kernel CUDA personalizado y llamado desde LabVIEW utilizando *VI Wrappers*. Tanto el cálculo del espectro de potencias como la conversión a dBm y acumulación también pueden ser aceleradas directamente utilizando el mismo principio. Basado en lo anterior, se crean dos *VI Wrappers* que se encargan de llamar a las dos funciones de una librería personalizada escrita en CUDA (detallada en la sección 3.6.2.2). Ambas funciones llaman a su vez a los kernels respectivos para el procesamiento antes de la FFT y después de la FFT, respectivamente.

En la Figura 32 se muestra el diagrama de bloques simplificado de un subVI creado, el cual se encarga de agrupar el código G correspondiente a todas las llamadas a librerías CUDA. Primero, se utiliza el *Download Data.vi* de la paleta de funciones LVCUDA para llamar a la función *cudaMemcpy()*, la cual copia un segmento de memoria de la computadora host (servidor) hacia la memoria del dispositivo (GPU). Luego, se ejecuta el primer *VI wrapper* que llama a la función que ejecuta los *kernels* programados para realizar la conversión de binario a voltaje y el banco de filtros polifásicos (PFB), los cuales se detallarán en la siguiente sección. Luego, se utiliza el *FFT.vi* de la paleta de funciones LVCUFFT. Tras la FFT, se ejecuta el segundo *VI wrapper*, el cual llama a la función que ejecuta los kernel que se encargan de calcular el espectro de potencias ($I^2 + Q^2$), la acumulación del espectro y la conversión de unidades a dBm. Finalmente, se utiliza el *Upload Data.vi* para copiar de regreso los resultados de la memoria del dispositivo hacia la memoria del CPU.

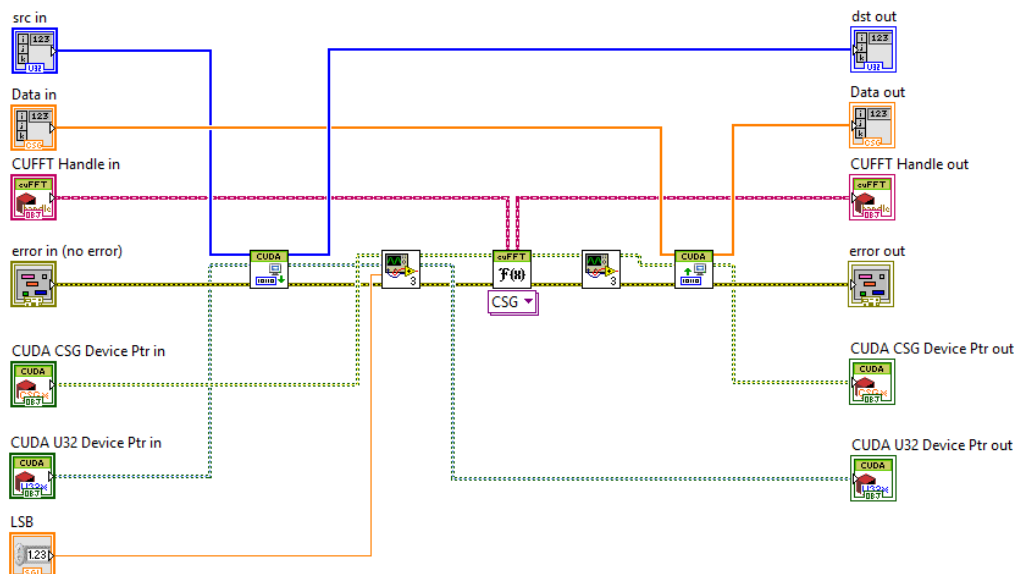


Figura 32. SubVI simplificado de procesamiento en el GPU.
Elaboración propia.

Parte del programa principal que recibe las muestras del Network Stream, encola los datos a bucle de procesamiento y utiliza el subVI de procesamiento puede verse en la Figura 33. Cabe mencionar que en la figura se muestra un diagrama de boques simplificado y que el diagrama del programa completo puede encontrarse en la sección de anexos.



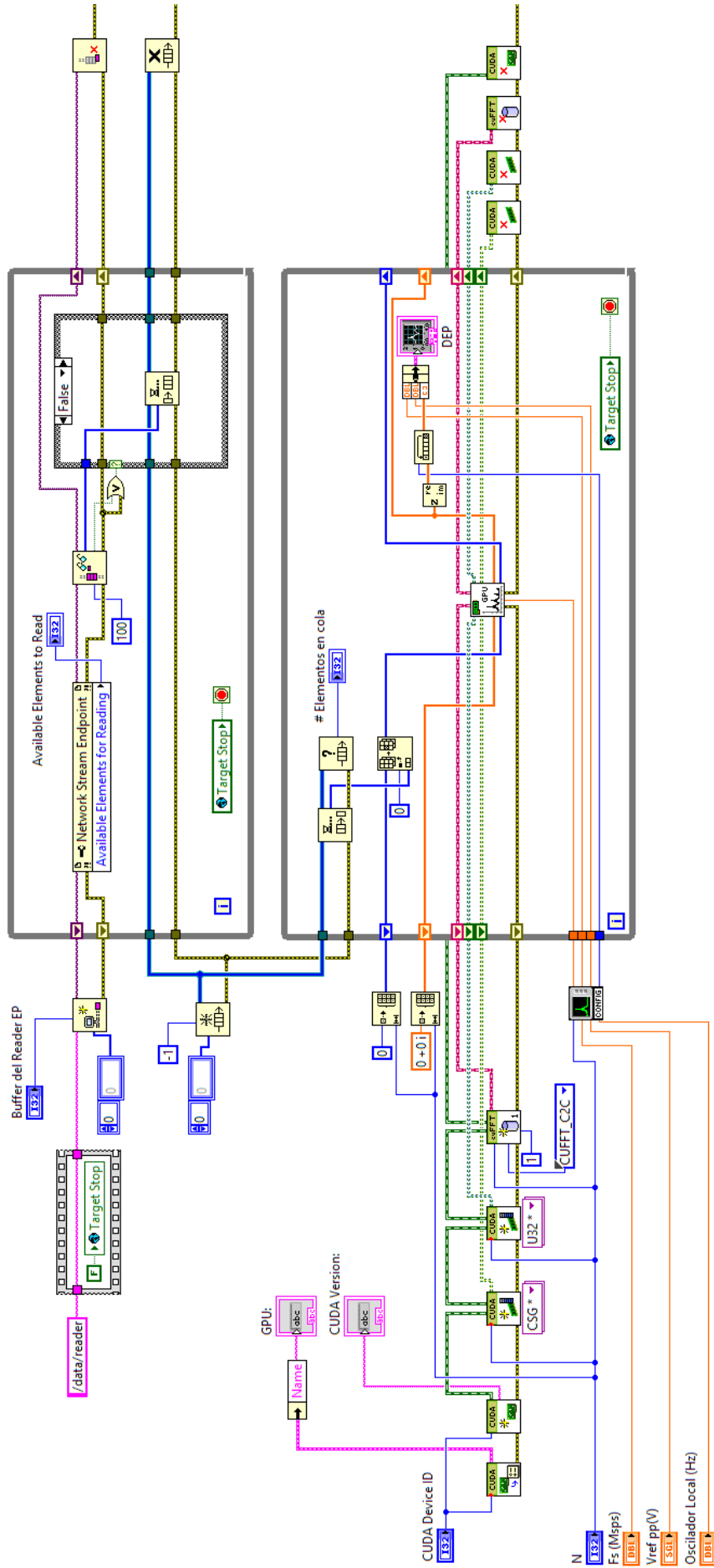


Figura 33. Extracto del diagrama de bloques simplificado del programa del servidor.

3.6.2.2. Programa en CUDA C para el GPU

Los requerimientos para la librería escrita en CUDA C son los siguientes:

- Calcular el espectro de potencias a partir de la FFT ($I^2 + Q^2$)
- Convertir muestras binarias a valores de voltaje
- Acumular el espectro
- Convertir unidades de potencia a dBm

En primer lugar, se diseña el *kernel* encargado de convertir las señales binarias a muestras digitales de voltaje. En el receptor, el CLIP entrega las muestras en complemento a 2 en los 14 bits más significativos de un entero sin signo de 16 bits. Las muestras de 16 bits de las componentes en fase y cuadratura de la señal fueron empaquetadas por el FPGA en un entero sin signo de 32 bits, por tanto, se debe diseñar una rutina en el GPU que divida las componentes I y Q de la muestra, que reinterprete los bits enmascarados como enteros de 16 bits con signo (complemento a 2) y que multiplique cada componente I y Q por el LSB en voltios. En la Figura 34 se muestra el diagrama de flujo del *kernel* mencionado.

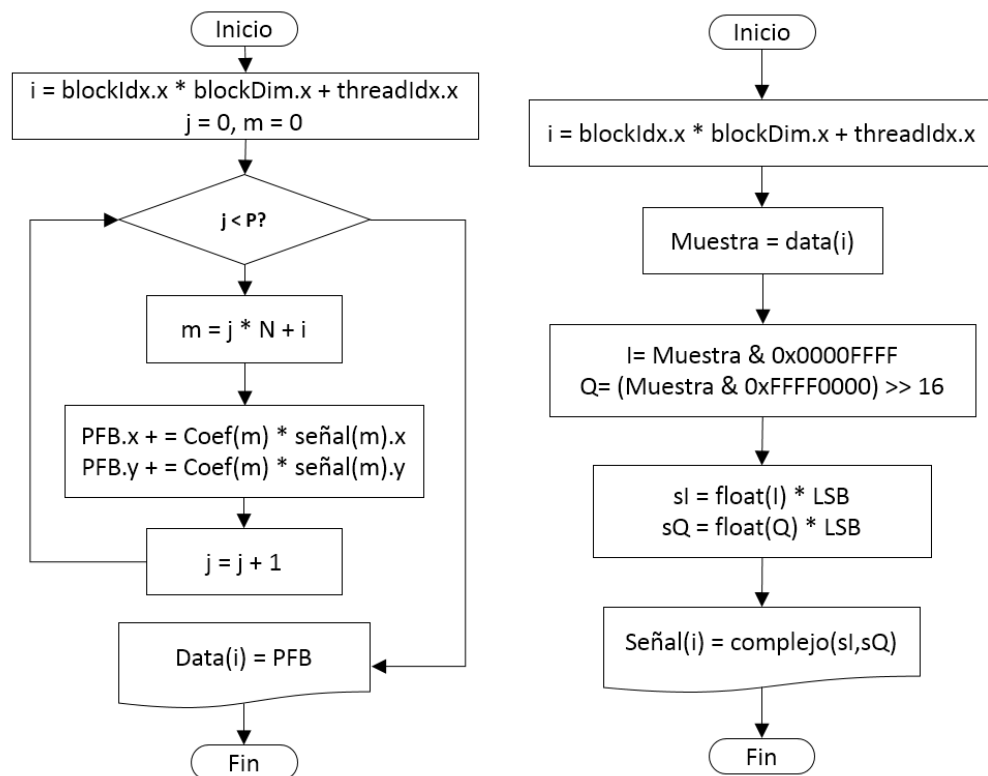


Figura 34. Diagramas de flujo del *kernel* para la conversión a voltaje (derecha) y para el PFB (Izquierda). Elaboración propia.

La implementación del banco de filtros polifásico en el GPU se basó en el algoritmo serial expuesto en [15], el cual fue optimizado para un *kernel* CUDA aprovechando el paralelismo de datos que se presenta en casi todo el procesamiento necesario del FFTS. Una implementación muy similar puede encontrarse en [30]. Implementaciones computacionalmente más eficientes se pueden encontrar en [40] y [41], sin embargo, como se mencionó anteriormente, todas las posibles optimizaciones en el código CUDA quedan fuera del alcance de este trabajo. El diagrama de flujo del *kernel* implementado puede verse en la Figura 34.

Por otro lado, el cálculo del espectro de potencia se realiza elevando al cuadrado la magnitud de las muestras complejas a la salida de la FFT. Esta operación es equivalente a sumar los cuadrados de sus componentes en fase y cuadratura, lo cual se implementa de manera inmediata en un *kernel* CUDA. Asimismo, la conversión de unidades de potencia a dBm se realiza según la siguiente relación:

$$P_{dBm} = 10 \log_{10}\left(1000 \frac{|FFT\{x(t)\}|^2}{R}\right)$$

Donde R es la impedancia característica del sistema, cuyo valor en este caso es de 50 ohm. El factor de 1000 dentro del logaritmo permite que la fórmula de la potencia (V_{RMS}^2/R) sea expresada en mW. Nuevamente, esta operación se implementa de manera inmediata en un *kernel* CUDA. Los diagramas de flujo de estos algoritmos se presentan en la Figura 35.

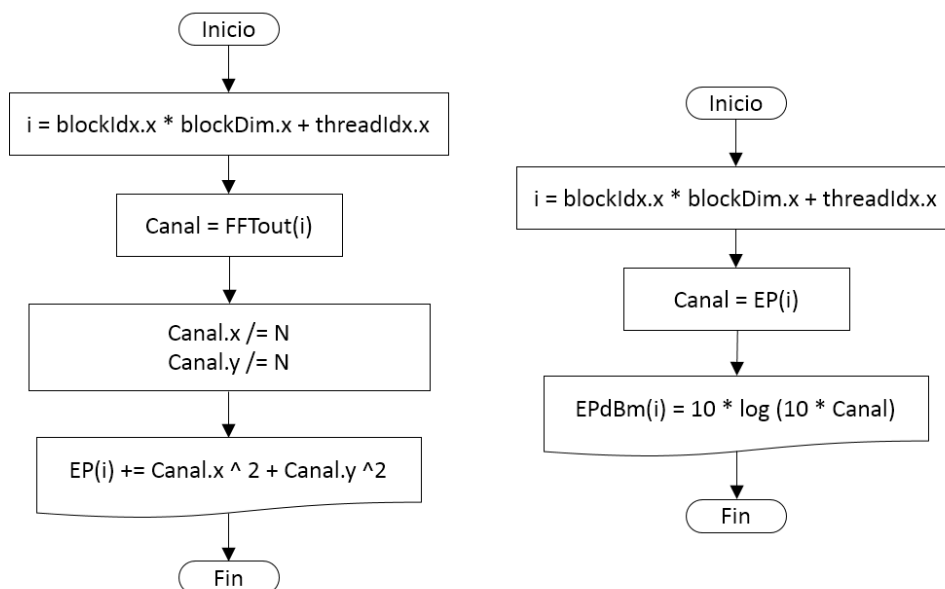


Figura 35. Diagrama de flujo de los *kernels* encargados de la acumulación del espectro y la conversión a dBm. Elaboración propia.

Capítulo 4.

PRUEBAS Y RESULTADOS

En el presente capítulo, se muestra los resultados obtenidos de las pruebas realizadas con el fin de comprobar el funcionamiento del diseño expuesto en el Capítulo 3. Primero, se muestra la respuesta en frecuencia del PFB diseñado. Dicho resultado fue obtenido mediante una simulación del espectrómetro, implementando el algoritmo en CPU por medio de LabVIEW con el fin de contrastar los resultados posteriores. En la segunda experiencia, se pone a prueba el funcionamiento del diseño de la cadena completa de recepción y procesamiento, acelerada mediante GPU y utilizando señales de prueba de un generador de RF. Finalmente, se hace un análisis comparativo de ambas implementaciones, midiendo los tiempos de ejecución y los factores de aceleración respectivos.

4.1. Respuesta en frecuencia

Para mostrar la respuesta en frecuencia de los canales del banco de filtros polifásico, se aplicó una señal simulada a la implementación hecha en CPU usando un generador de señales virtual mediante el *Basic Function Generation.vi* de la paleta de funciones *Signal Processing* de LabVIEW. Se realizó un barrido en frecuencia registrando la salida de tres canales contiguos arbitrarios para 440 frecuencias discretas. El resultado para un PFB de orden 8 se muestra en la Figura 36.

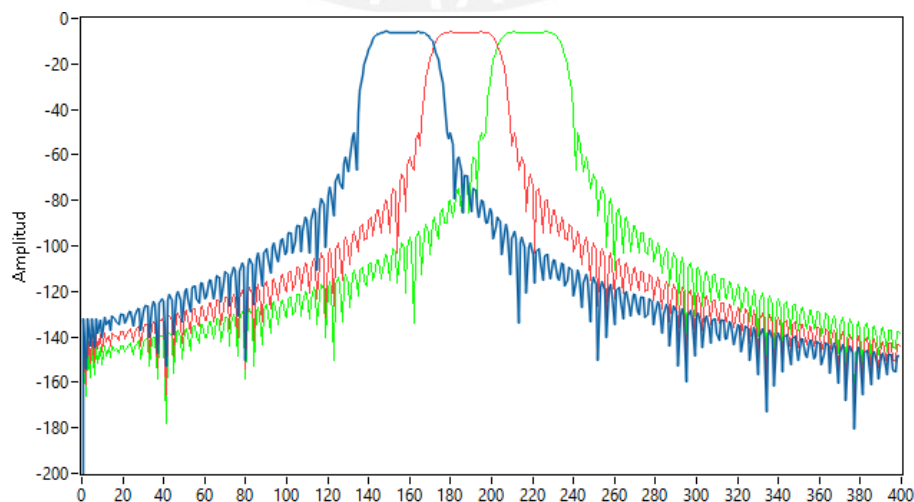


Figura 36. Respuesta en frecuencia de canales contiguos.

Se observa cómo la respuesta de cada canal es selectiva, es decir, similar a un filtro pasabanda ideal. Los lóbulos laterales reducidos y la forma plana del lóbulo principal permiten el rechazo de señales fuera del canal y evitan la atenuación de señales entre canales vecinos (*scalloping loss*), respectivamente. Esto puede apreciarse mejor de manera comparativa en la Figura 37.

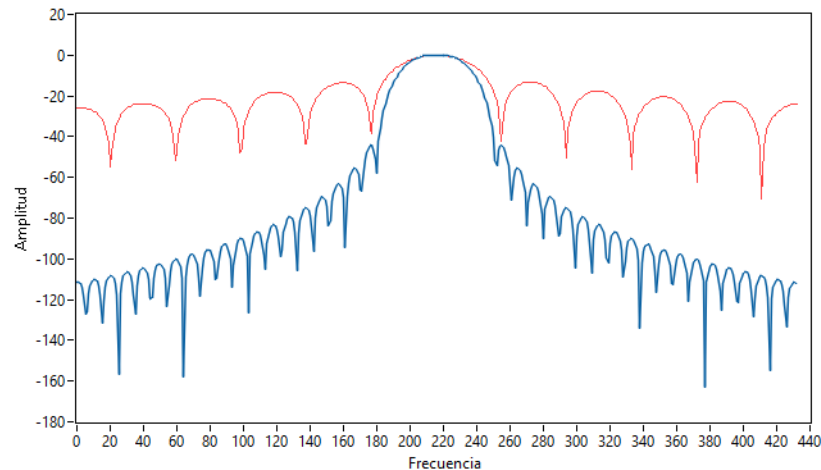


Figura 37. Comparación respuesta en frecuencia: PFB(azul) Vs FFT(rojo)

Para demostrar las ventajas de la técnica de banco de filtros polifásicos utilizada en este trabajo de tesis, frente a la aplicación directa de la FFT, se halló el espectro de una señal simulada utilizando un PFB de cuarto orden y 32768 canales (2^{15}), por lo que la longitud de la ventana de datos necesaria fue de 131072 muestras (2^{17}). Dicha señal estuvo compuesta por ruido gaussiano y tres tonos de 30Hz, 80Hz y 150Hz respectivamente, elegidos de forma arbitraria. El espectro resultante aplicando la FFT directamente se muestra en la Figura 38, mientras que en la Figura 39 se muestra el resultado utilizando el PFB.

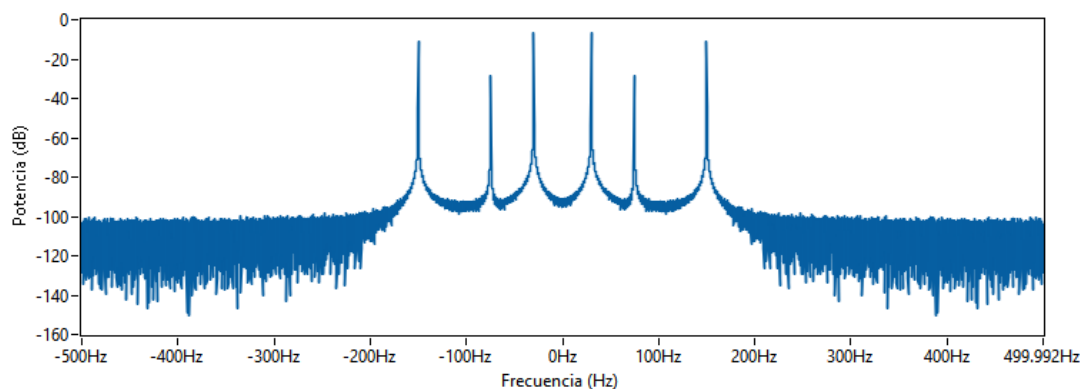


Figura 38. Espectro utilizando FFT directamente.
Elaboración propia

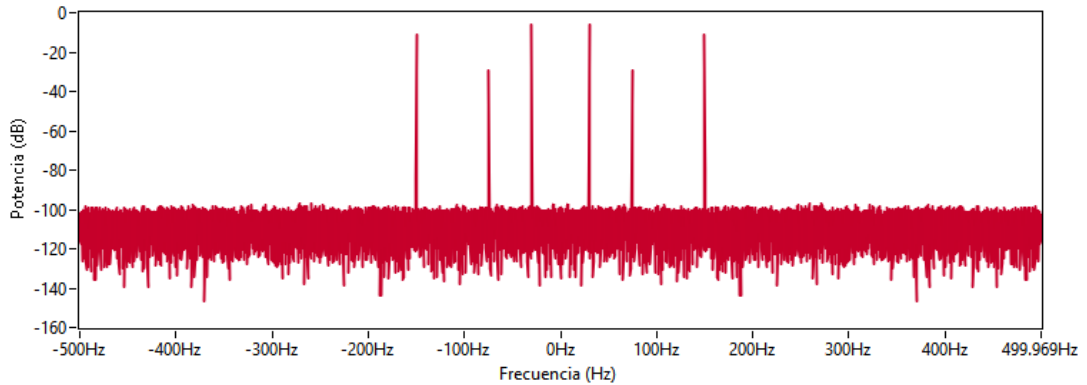


Figura 39. Espectro hallado usando PFB. Elaboración propia.

Se observa que con FFT directa el manchado espectral deteriora el espectro debido a que los tonos se filtran en canales vecinos, elevando el piso de ruido, mientras que con PFB se obtiene un espectro mejor resuelto, producto de una respuesta en frecuencia mejorada. Para contextualizar esta ventaja en una observación de radioastronomía, se cambió la frecuencia y potencia del segundo tono para que éste se vea muy débil con respecto al tercero y que, a la vez, se encuentren muy cerca en frecuencia. Esta configuración simula el escenario en el que una señal muy débil (común en radioastronomía) se ve enmascarada por fuertes interferencias de radio frecuencia o RFIs (*Radio Frequency Interference*). En la Figura 40 y Figura 41 se muestran los resultados.

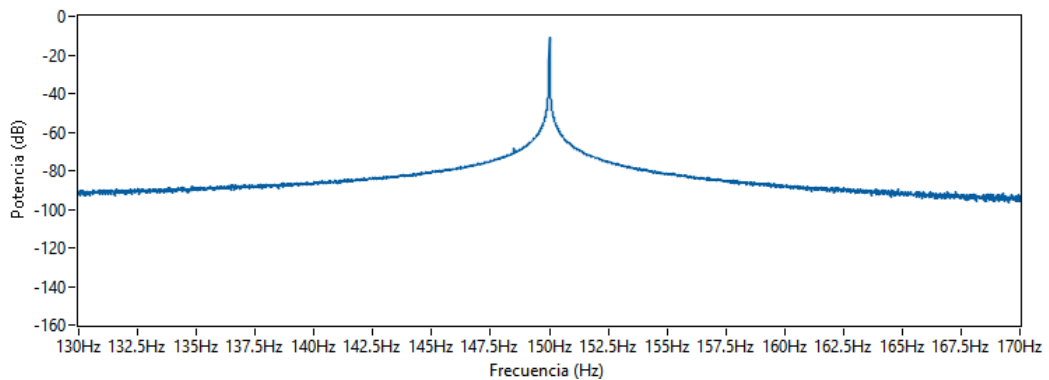


Figura 40. Señal tenue en presencia de RFI. Resultado usando FFT directa. Elaboración propia.

Como se esperaba, la señal de interés simulada es casi imperceptible ya que la RFI eleva el piso de ruido alrededor de la señal, mientras que en el resultado utilizando un PFB de orden 4 (Figura 41), ambas señales se resuelven perfectamente, obteniendo una SNR aproximado de 35 dB para señal débil.

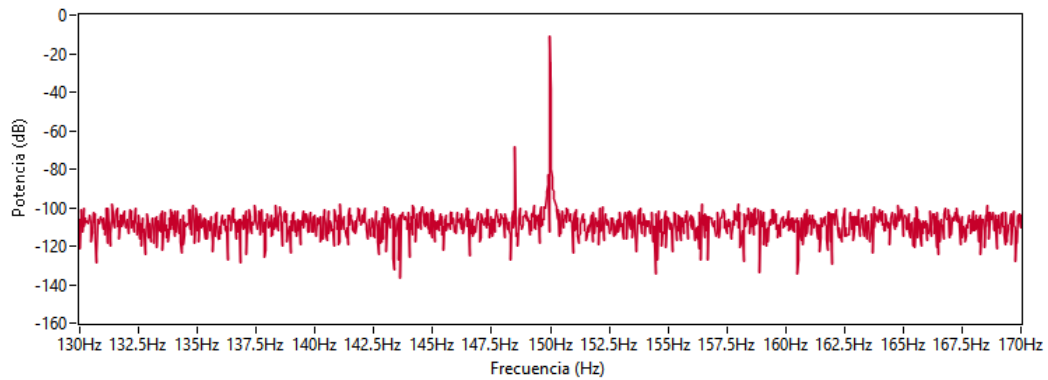


Figura 41. Señal tenue en presencia de RFI. Resultado usando PFB. Elaboración propia.

Cabe mencionar que como las muestras de las señales simuladas son reales (sin componentes IQ), entonces los espectros obtenidos en las pruebas son siempre simétricos respecto a DC, es decir, solo la mitad del espectro contiene información.

4.2. Prueba con generador de señales

En esta sección, se pone a prueba tanto el funcionamiento como el desempeño de la cadena de procesamiento completa de espectrómetro. Para esto, se utilizó el generador de señales Marconi 2022D del Laboratorio de Microondas de la PUCP para transmitir un tono puro (en el rango de frecuencias de 10KHz a 1GHz) hacia el receptor FlexRIO. De la Tabla 1 presentada en el Capítulo 3, se elige de forma conveniente tres configuraciones que permitan demostrar el funcionamiento del espectrómetro. Se considera que para una cantidad de canales menor a 2^{16} no se aprovecha las capacidades computacionales del GPU (ya que estas capacidades están orientadas al rendimiento o *throughput*) y que un número de canales mayor a 2^{24} no se puede implementar directamente debido al uso excesivo de memoria RAM en el servidor y PXI (la versión de 32 bits de LabVIEW utilizada solo puede manejar máximo 2GB de memoria RAM). Con estas consideraciones, se selecciona las tres configuraciones mostradas en la Tabla 2.

Tabla 2. Parámetros para pruebas del FFTS con PFB de orden 4.

N° canales	#Muestras	BW	Δf	T_{ADQ}	V_{TX}
16384 (2^{14})	65536 (2^{16})	200 MHz	12.21 KHz	3.125 ms	83 MB/s
262144 (2^{18})	1048576 (2^{20})	200 MHz	190.7 Hz	50 ms	83 MB/s
4194304 (2^{22})	16777216 (2^{24})	200 MHz	11.92 Hz	0.8 s	83 MB/s

Las pruebas se realizaron configurando al espectrómetro como un PFB de orden 4 y con 32 acumulaciones antes de devolver el espectro. Se generó una señal de 825

MHz a -40 dBm y se transmitió directamente al receptor mediante un cable coaxial de 50 Ohm. Los resultados se muestran en las Figura 42, Figura 43 y Figura 44.

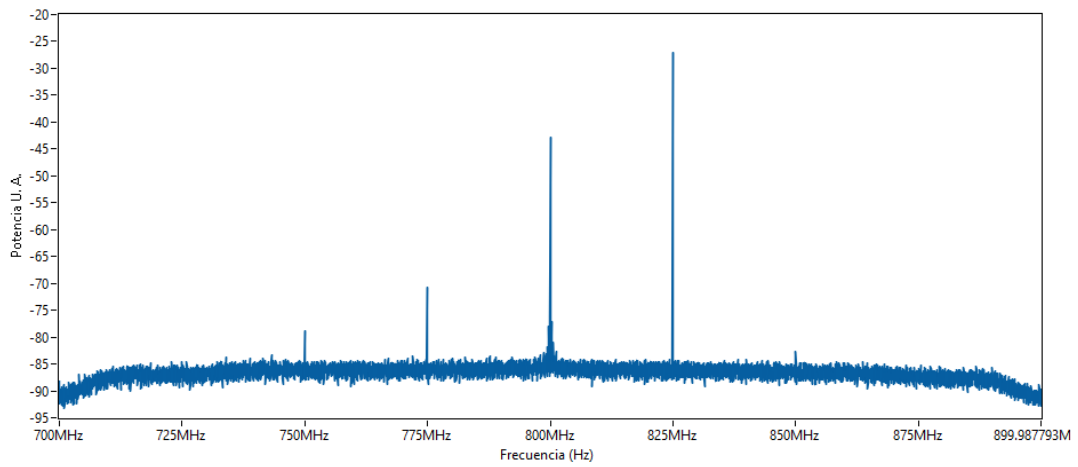


Figura 42. Espectro de 16384 canales

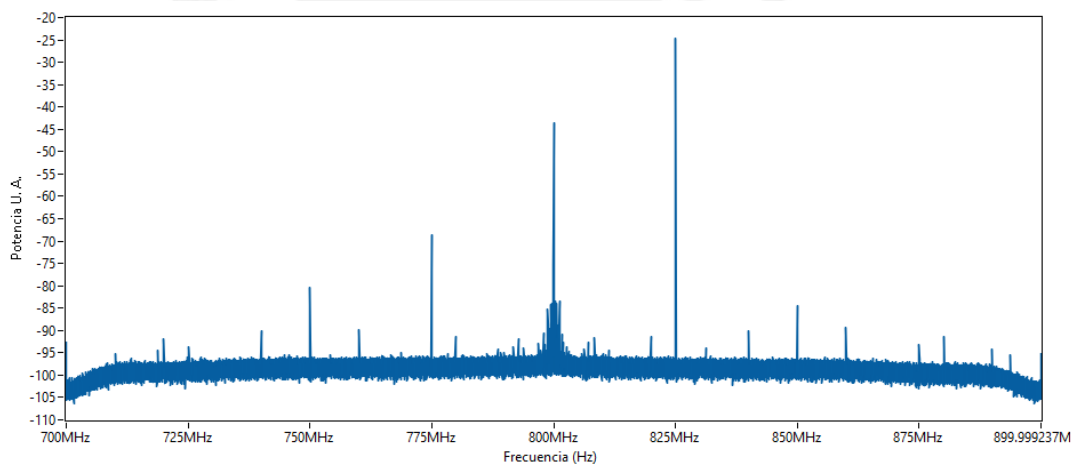


Figura 43. Espectro de 262144 canales

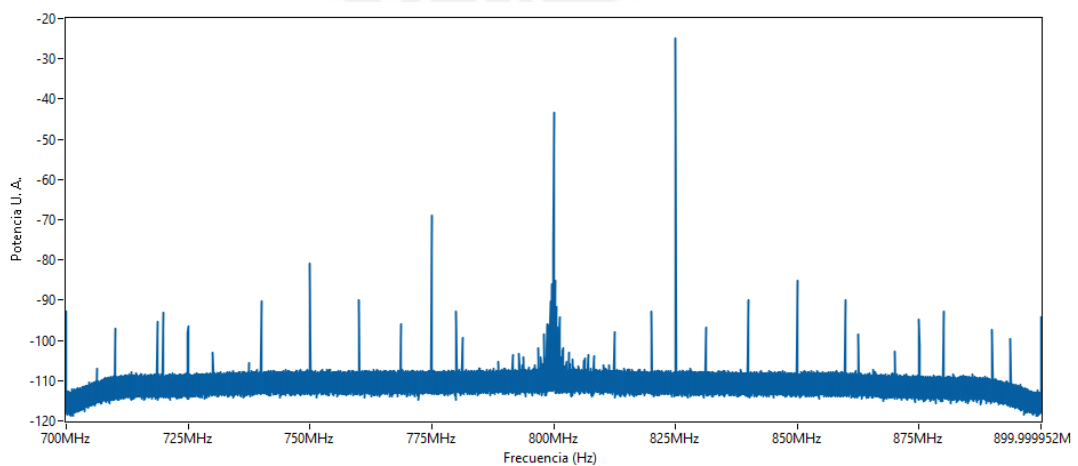


Figura 44. Espectro de 4194304 canales

En los resultados se puede ver como al aumentar la cantidad de canales se obtiene mayor resolución espectral manteniendo el ancho de banda en 200MHz. Esto trae como consecuencia una caída del piso de ruido de -85 dB a -110dB, lo cual explica por qué se observan mayor cantidad de señales espurias en el espectro de la Figura 44 en contraste con la de la Figura 42, en donde dichas señales espurias (la mayoría de ellas relacionadas armónicamente con el tono principal) estaban inmersas en el ruido. Se puede observar también que el oscilador local se ha acoplado en la cadena de recepción como suele suceder en los receptores de conversión directa y, por tanto, aparece en banda base como un nivel DC.

Cabe mencionar que, como cada espectro se obtiene a partir de 32 espectros acumulados, los niveles de potencia observados en esta prueba son arbitrarios. Por ello, se realiza la misma prueba sin acumulación y generando una señal de 450MHz a -20 dBm para medir el rango dinámico libre de espurias o SFDR del generador. El resultado puede observarse en la Figura 45.

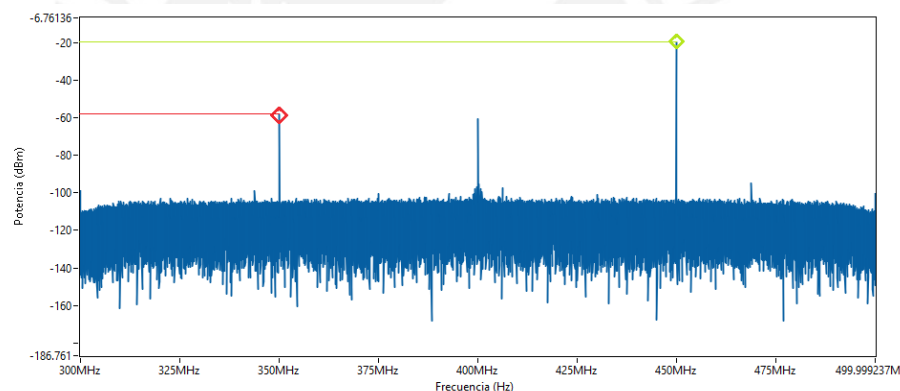


Figura 45. Medición del SFDR del generador usando el FFTS diseñado.

La señal bajo prueba está marcada con un rombo verde, mientras que el armónico más prominente de la señal está marcado con un rombo rojo. Se mide aproximadamente un SFDR de 40dBc (dB con respecto a la portadora, es decir, la señal de prueba) lo cual concuerda con las especificaciones de generador de señales utilizado (hoja de datos disponible en el Anexo 2) y, por tanto, se demuestra que el FFTS diseñado mide con precisión el espectro, tanto en frecuencia como en amplitud o potencia.

4.3. Prueba de rendimiento

Finalmente, para cuantificar el rendimiento del espectrómetro diseñado, se midió y graficó el tiempo de ejecución versus la cantidad de canales espectrales para la implementación en GPU y CPU realizadas en LabVIEW. El mayor factor de

aceleración (Figura 47) se consigue con 4 millones de canales (2^{22}) con un factor de aceleración de 95, es decir, la implementación hecha en GPU es 95 veces más rápida que una implementación implementada en CPU.

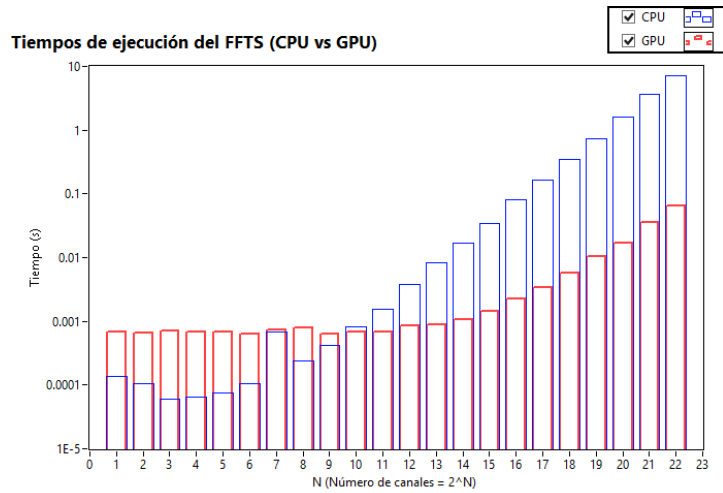


Figura 46. Tiempos de ejecución (CPU vs GPU) según número de canales.

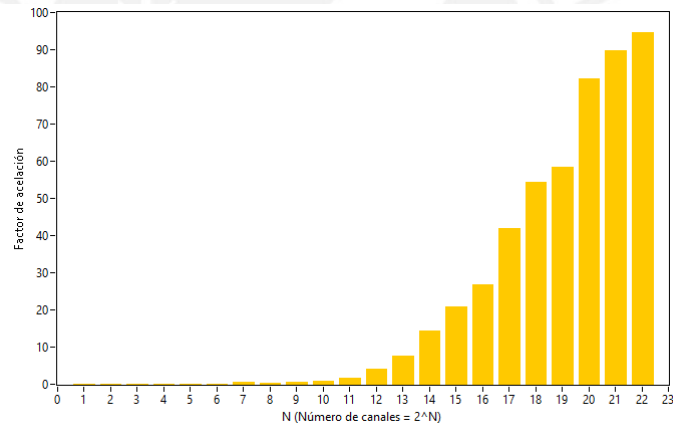


Figura 47. Factor de aceleración (CPU vs GPU) según número de canales.

Cabe notar que, para 4 millones de canales, la ventana de datos (2^{24} muestras) es adquirida en 83,89 ms (considerando Fs de 200MHz), mientras que el tiempo de procesamiento dura 73,91 ms (Figura 48), es decir ocurre en un tiempo menor. Esto demuestra que el espectrómetro diseñado en la presente tesis logra el objetivo de diseño: procesamiento en tiempo real y sin cuellos de botella para el ancho de banda máximo disponible en el receptor.

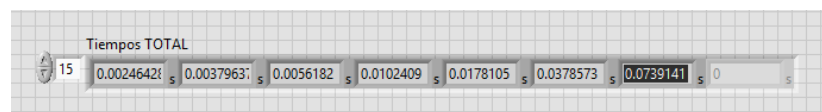


Figura 48. Tiempo de procesamiento promedio desde 2^{16} canales hasta 2^{24}

CONCLUSIONES

- El uso del entorno de desarrollo integrado de hardware y software de National Instruments, potenciado con el lenguaje de programación gráfico orientado al flujo de datos de LabVIEW, permite acelerar el ciclo de diseño y desarrollo del espectrómetro de transformada rápida de Fourier (FFTS), los cuales se han basado por mucho tiempo en dispositivos FPGA difíciles de programar. El presente trabajo de tesis presenta un nuevo entorno de desarrollo para este tipo de instrumentos de salida o *back-ends* ya que no se ha encontrado registros de espectrómetros para radioastronomía basados en *hardware* y *software* de National Instruments.
- La técnica de bancos de filtros polifásicos (PFB) demuestra ser importante para controlar las desventajas inherentes al procesamiento con transformadas de Fourier, las cuales, además de reducir la resolución del FFTS, degradan la capacidad del instrumento para detectar señales inmersas en el ruido, propias de cualquier observación en radioastronomía. Por otro lado, como se demostró en el Capítulo 4, la implementación basada en GPU y FPGA permite acelerar el procesamiento y obtener resultados en tiempo real, cubriendo el costo computacional requerido por la aplicación según los objetivos de diseño. Queda claro entonces que la técnica de bancos de filtros polifásicos y los dispositivos GPU y FPGA forman parte del estado del arte respecto a espectrómetros digitales para radioastronomía.

RECOMENDACIONES

- Tal y como se determinó en el capítulo 3, se necesita un enlace de datos entre el PXI y el servidor de al menos 800MB/s para garantizar un procesamiento en tiempo real de la totalidad de las muestras. Por lo tanto, se recomienda reemplazar el enlace de 1GbE por un enlace PCI Express cableado de alto ancho de banda (3.2 GB/s) utilizando un dispositivo de control remoto de PXI mediante MXI Express [33]. Esto permitiría procesar la totalidad de las muestras de manera continua, obteniendo la tasa máxima posible de espectros por segundo y reduciendo el tiempo de integración para el mismo nivel de ruido a la salida.
- El alcance de este trabajo de tesis no contemplo las posibles optimizaciones de los algoritmos implementados en CUDA C. Por ello, se recomienda al lector interesado revisar algoritmos que implementan el PFB de manera computacionalmente eficiente. En [40] y [41] se puede encontrar implementaciones de esta técnica que, utilizando las distintas jerarquías de memoria de los GPU y otras estrategias de optimización, pueden mejorar el desempeño del FFTS.
- Se recomienda utilizar licencias de LabVIEW de 64 bits, ya que la versión de 32 bits solo puede manejar como máximo 2GB de memoria RAM, lo cual es insuficiente cuando se trabaja con grandes cantidades de datos simulados. Por ejemplo, para 2^{27} muestras (límite de puntos de la librería cuFFT), considerando 2 bytes por cada componente IQ, se requiere 512MB por arreglo, lo cual se vuelve inmanejable dentro de un programa limitado a 2 GB.
- Como trabajo futuro, se propone realizar la primera etapa del PFB (el arreglo de filtros FIR de descomposición polifásica) como preprocesamiento en el FPGA. Dicha reducción de datos en un factor igual al orden del banco de filtros permitiría trabajar con menores tasas de datos en el resto de la cadena de procesamiento.

REFERENCIAS

- [1] D. C. Price, «Spectrometers and Polyphase Filterbanks in Radio Astronomy,» *WSPC Handbook of Astronomical Instrumentation*, Julio 2016.
- [2] K. Rohlfs y T. L. Wilson, *Tools of Radio Astronomy*, Alemania: Springer, 2004.
- [3] J. A. Heraud, R. Franco, F. E. Carrero, C. A. Arce y V. A. Centa, «RT-20, The 20 meter diameter radio telescope in Lima, Peru,» *XXXI URSI General Assembly and Scientific Symposium*, pp. 16-23, Agosto 2014.
- [4] D. E. Gary, «Introduction to Radio Astronomy,» 2014. [En línea]. Available: <https://web.njit.edu/~gary/728/Lecture1.html>.
- [5] J. D. Kraus, *Radio Astronomy*, Segunda ed., Powell, Ohio: Cygnus-Quasar Books, 1986.
- [6] J. A. Heraud Pérez, *Capítulo 7: Radioastronomía*, 2016.
- [7] A. Thompson, J. M. Moran y G. W. Swendon Jr., *Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy*, Segunda ed., WILEY-VCH, 2004, p. 3.
- [8] Wikipedia, Julio 2016. [En línea]. Available: <https://es.wikipedia.org/wiki/Radioastronom%C3%ADa>.
- [9] D. Werthimer, «Petaflop Radio Astronomy Signal Processing and the CASPER Collaboration,» 2014.
- [10] NRAO, Mayo 2015. [En línea]. Available: <https://science.nrao.edu/facilities/cdl/low-noise-amplifiers>. [Último acceso: 24 junio 2016].
- [11] H. Nakahara, H. Nakanishi y K. Iwai, «An AWF Digital Spectrometer for a Radio Telescope,» *2014 International Conference on ReConFigurable Computing and FPGAs (ReConFig14)*, pp. 1 - 6, 2014.
- [12] U. Meyer-Baese, *Digital Signal Processing with Field Programmable Gate Arrays*, Cuarta ed., Springer, 2014, pp. 436-440.

- [13] S. Weinreb, «A Digital Spectral Analysis Technique and its Application to Radio Astronomy,» MIT - Research Laboratory of Electronics, Cambridge, Massachusetts, 1963.
- [14] B. Klein, I. Krämer y R. Wielebinski, «A new generation of spectrometers for radio astronomy,» 2007.
- [15] C. Harris y K. Haines, «A Mathematical Review of Polyphase Filterbanks Implementations for Radio Astronomy,» *Astronomical Society of Australia* 2011, Octubre 2011.
- [16] J. Chennamangalam, «The Polyphase Filter Bank Technique,» CASPER, 2014. [En línea]. Available: https://casper.berkeley.edu/wiki/The_Polyphase_Filter_Bank_Technique. [Último acceso: 9 Mayo 2016].
- [17] R. G. Lyons, «Understanding Digital Signal Processing,» de *Understanding Digital Signal Processing*, Pearson Education, 2011, pp. 439-440.
- [18] C. C. Gumas, 2000. [En línea]. Available: <http://web.archive.org/web/20010210052902/http://www.chipcenter.com/dsp/DSP000315F1.html>.
- [19] B. Stuber, «Rather Filterbank than FFT,» Brugg-Windisch, 2015.
- [20] P. Schniter, «Uniformly Modulated (DFT) Filterbank,» OpenStax CNX, 18 Julio 2014. [En línea]. Available: <http://cnx.org/contents/3dea9cf9-32b6-4bf2-940b-cf8d251a0a84>. [Último acceso: 12 Diciembre 2016].
- [21] D. Werthimer, «The CASPER Collaboration for High-Performance Open Source Digital Radio Astronomy Instrumentation,» *General Assembly and Scientific Symposium, 2011 XXXth URSI*, pp. 1 - 4, Agosto 2011.
- [22] Wikipedia, «Field Programmable Gate Array,» [En línea]. Available: https://es.wikipedia.org/wiki/Field_Programmable_Gate_Array. [Último acceso: 27 mayo 2016].
- [23] National Instruments, «FPGAs a Fondo,» 2012. [En línea]. Available: <http://www.ni.com/white-paper/6983/es/>. [Último acceso: 18 mayo 2016].

- [24] CASPER group, «CASPER,» [En línea]. Available: <https://casper.berkeley.edu>. [Último acceso: 8 05 2016].
- [25] A. Parsons, D. Backer, C. Chang, D. Chapman, H. Chen, P. Crescini, C. d. Jesus, C. Dick, P. Droz, D. MacMahon, K. Meder, J. Mock, V. Nagpal, B. Nikolic, A. Parsa, B. Richards, A. Siemion y J, «PetaOp/Second FPGA Signal Processing for SETI and Radio Astronomy,» *Fortieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pp. 2031 - 2035, 2006.
- [26] L. Daoud, D. Zydek y H. Selvaraj, «A Survey of High Level Synthesis Languages, Tools, and Compilers for Reconfigurable High Performance Computing,» *Advances in Intelligent Systems and Computing*, 2014.
- [27] National Instruments, LabVIEW FPGA Course Manual, Austin , 2012.
- [28] National Instruments, «What is FlexRIO?,» 2016. [En línea]. Available: <http://www.ni.com/flexrio/>. [Último acceso: 18 mayo 2016].
- [29] Wikipedia, «CUDA,» [En línea]. Available: <https://es.wikipedia.org/wiki/CUDA>. [Último acceso: 17 mayo 2016].
- [30] J. Chennamangalam, S. Scott, G. Jones, H. Chen, J. Ford, A. Kepley, D. R. Lorimer, J. Nie, R. Prestage, D. A. Roshi, M. Wagner y D. Werthimer, «A GPU-Based Wide-Band Radio Spectrometer,» *Astronomical Society of Australia - Cambridge University Press.*, 2014.
- [31] M. Kandrashoff y J. Chennamangalam, «GPU Tutorial: PFB,» CASPER, [En línea]. Available: https://casper.berkeley.edu/wiki/GPU_Tutorial:_PFB. [Último acceso: 17 mayo 2016].
- [32] NVIDIA, 2013. [En línea]. Available: <http://www.nvidia.com/content/tesla/pdf/nvidia-tesla-kepler-family-datasheet.pdf>. [Último acceso: 20 Octubre 2016].
- [33] National Instruments, Octubre 2016. [En línea]. Available: <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/es/nid/210763>.
- [34] National Instruments, Octubre 2015. [En línea]. Available: <http://www.ni.com/white-paper/3023/es/#toc3>. [Último acceso: 19 Octubre 2016].

- [35] 2010. [En línea]. Available: <https://zone.ni.com/reference/en-XX/help/371361G-01/lvconcepts/usingstreams/>. [Último acceso: 19 Octubre 2016].
- [36] NVIDIA, [En línea]. Available: <https://developer.nvidia.com/cuda-toolkit>. [Último acceso: 23 Octubre 2016].
- [37] NVIDIA, [En línea]. Available: <https://developer.nvidia.com/cufft>. [Último acceso: 23 Octubre 2016].
- [38] National Instruments, [En línea]. Available: <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/es/nid/210829>. [Último acceso: 24 Octubre 2016].
- [39] National Instruments, 2012. [En línea]. Available: <http://digital.ni.com/public.nsf/allkb/82D5EDC19AF79F0786257A4C007417B1>. [Último acceso: 19 Octubre 2016].
- [40] K. van der Veld, A. L. Varbanescu, R. van Nieuwpoort y C. Jesshope, «A Polyphase Filter for GPUs and Multi-Core Processors,» *AstroHPC*, Junio 2012.
- [41] K. Adámek y J. Novotný, «A polyphase filter for many-core architectures,» Abril 2016.
- [42] B. Klein, S. Hochgurtel, I. Kramer, A. Bell, K. Meyer y R. Gusten, «High-resolution wide-band Fast Fourier Transform spectrometers,» *Astronomy & Astrophysics*, 2012.
- [43] CASPER, «SETI Spectrometer,» CASPER, [En línea]. Available: https://casper.berkeley.edu/wiki/SETI_Spectrometer. [Último acceso: 9 mayo 2016].
- [44] A. P. V. Siemion, J. Cobb, H. Chen, J. Cordes, T. Filiba, G. Foster, A. Fries, A. Howard, J. v. Korff, E. Korpela, M. Lebofsky, P. L. McMahon, A. Parsons, L. Spitler, M. Wagner y D. Werthimer, «Current and Nascent SETI Instruments,» *The Proceedings of SETI Sessions at the 2010 Astrobiology Science Conference: Communication with Extraterrestrial Intelligence (CETI)*, 2011.