

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA UN SISTEMA DE CORRELACIÓN
ENFOCADO A UN SISTEMA INTERFEROMÉTRICO DE DOS ANTENAS.

Juan Manuel Tellez Calderón y William Andres Parra Rueda

Trabajo de Grado para optar al título de Ingenieros Electrónicos

Director

Efrén Darío Acevedo

Magister en Telecomunicaciones

Codirector

Julián Gustavo Rodríguez Ferreira

Doctor

Elian Calderón Quintero

Ingeniero Electrónico

Universidad Industrial de Santander

Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas

Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones

Ingeniería Electrónica

Bucaramanga

2025

Tabla de Contenido

Introducción	9
1 Objetivos	14
1.1 Objetivo General	14
1.2 Objetivos Específicos	14
2 Marco Teórico	15
2.1 Frecuencia 1420 MHz	15
2.2 Radioastronomía	15
2.3 Interferometría	16
2.4 Sistemas de correlación	16
2.4.1 Correlador XF	17
2.4.2 Correlador FX	17
2.5 Banco de pruebas	18
2.6 Caracterización de componentes	19
2.7 USRP Radio definida por software (SDR)	20
2.8 Potencia	20
2.8.1 dBm	21
3 Metodología	22
3.1 Diseño	22
3.1.1 Selección de dispositivos	23
3.1.2 Diseño de correladores digitales	25
3.1.3 Parámetros fundamentales del sistema	27
3.1.4 Diseño de arquitecturas para el banco de pruebas	28
3.2 Implementación	33
3.2.1 Caracterización de los componentes	33
3.2.2 Implementación de los correladores	36
3.3 Validación	39

BANCO DE PRUEBAS PARA CORRELADOR	3
4 Conclusiones	41
5 Recomendaciones	44

Lista de Figuras

1	Rango de frecuencias.	10
2	Técnica de interferometría.	11
3	Diagrama de bloques para el banco de pruebas.	22
4	Diagrama de bloques diseñado para la corrección de fase.	26
5	Flujograma de correlador XF.	27
6	Flujograma de correlador FX.	27
7	Arquitectura #1 (PR1).	29
8	Arquitectura #2 (PR2).	30
9	Arquitectura #3 (PR3).	31
10	Arquitectura #4 (PR4).	32
11	Arquitectura #5 (PR5).	32
12	Arquitectura #6 (PR6).	33
13	Diagrama de bloques para la FFT.	38

Lista de Tablas

1	Componentes seleccionados para la etapa de recepción en el banco de pruebas.	24
2	Componentes seleccionados para la etapa de procesamiento en el banco de pruebas.	24
3	Dispositivos utilizados para la caracterización de los componentes del banco de pruebas.	25
4	Especificaciones técnicas fundamentales del sistema de correlación digital y del banco de pruebas.	28
5	Caracterización de dispositivos mediante el VNA: ganancia y retardo de grupo del <i>splitter</i> , conectores y atenuador.	34
6	Caracterización de cables utilizados en el montaje del banco de pruebas: ganancia y retardo de grupo.	35
7	Medición de la potencia por canal en la salida de las diferentes pruebas del banco, usando el analizador de espectros FSH20 (Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, 2020).	35
8	Comparación de resultados teóricos e implementados para los correladores XF y FX en diferentes arquitecturas.	39

Lista de Apéndices

Apéndice A: Uso del generador de señales SMB 100A.	54
Apéndice B: Selección de dispositivos que conforman el banco de pruebas.	57
Apéndice C: Calibración de VNA por medio de kit de calibración.	62
Apéndice D: Caracterización de cables por medio del VNA calibrado.	65
Apéndice E: Caracterización de dispositivos y arquitecturas del banco de pruebas.	68
Apéndice F: Diseño e implementación de Correlador XF en GNU Radio.	77
Apéndice G: Diseño e implementación de Correlador FX en GNU Radio.	84
Apéndice H: Resultados de implementación de los correladores digitales.	94
Apéndice I: Evaluación de ventanas aplicadas al bloque FFT.	112

Resumen

Título: Desarrollo de un banco de pruebas para un sistema de correlación enfocado a un sistema interferométrico de dos antenas ¹

Autor: Juan Manuel Tellez Calderón y William Andres Parra Rueda ²

Palabras Clave: Banco de pruebas, RF, correladores, XF, FX, interferometría.

Descripción: Este trabajo presenta el diseño, implementación y validación de un banco de pruebas para evaluar sistemas de correlación en un arreglo interferométrico de dos antenas, enfocado en radioastronomía en la banda de 21 cm. El objetivo fue disponer de una herramienta práctica que permita analizar y comparar arquitecturas digitales de correladores, particularmente los tipos XF y FX, en escenarios controlados y reproducibles. El proyecto se desarrolló en tres fases: diseño, con la selección y caracterización de componentes; implementación, integrando equipos físicos con GNU Radio y desarrollando seis arquitecturas experimentales; y validación, comparando resultados teóricos, simulados y prácticos. Cada arquitectura consideró variaciones de atenuación, retardo y ganancia, empleando instrumentos como el analizador vectorial de redes y radios definidos por software (USRP B210). Los correladores fueron implementados en GNU Radio con técnicas de corrección de fase y compensación de potencia, alcanzando errores relativos menores al 3% frente a los valores teóricos. Esto demuestra la eficacia del banco de pruebas como plataforma de análisis y enseñanza, y sienta bases sólidas para futuros desarrollos en sistemas interferométricos, fortaleciendo el campo académico de la radioastronomía instrumental.

¹Trabajo de Grado

²Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y telecomunicaciones. Director: Efrén Darío Acevedo Cardenas, Magíster en telecomunicaciones.

Abstract

Title: Development of a Test Bench for a Correlation System Focused on a Two-Antenna Interferometric System ¹

Author: Juan Manuel Téllez Calderón and William Andrés Parra Rueda ²

Keywords: Test bench, RF, correlators, XF, FX, interferometry.

Description: This work presents the design, implementation, and validation of a test bench to evaluate correlation systems in a two-antenna interferometric array, focused on radio astronomy in the 21 cm band. The aim was to provide a practical tool to analyze and compare digital correlator architectures, particularly the XF and FX types, in controlled and reproducible scenarios. The project was developed in three phases: design, involving the selection and characterization of components; implementation, integrating physical devices with GNU Radio and developing six experimental architectures; and validation, comparing theoretical, simulated, and practical results. Each architecture included variations of attenuation, delay, and gain, using instruments such as a Vector Network Analyzer and software-defined radios (USRP B210). The correlators were implemented entirely in GNU Radio with phase correction and power compensation techniques, achieving relative errors below 3 % compared to theoretical values. These results demonstrate the effectiveness of the test bench as a platform for analysis and teaching, establishing a solid basis for future developments in interferometric systems and strengthening the academic field of instrumental radio astronomy.

¹Degree Project

²Faculty of Physical-Mechanical Engineering. School of Electrical, Electronic and Telecommunications Engineering. Director: Efrén Darío Acevedo Cárdenas, M.Sc. in Telecommunications.

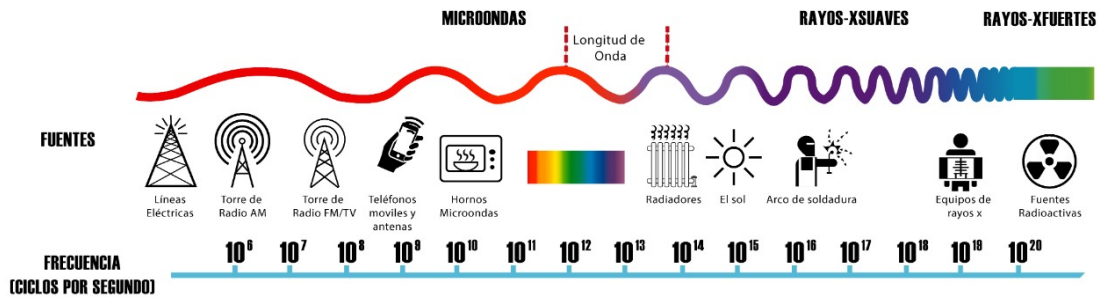
Introducción

A simple vista, el universo parece silencioso, como si no hubiera nada en la vastedad del infinito, pero la radioastronomía muestra lo contrario: un cosmos lleno de galaxias, planetas y estrellas, lleno de señales que viajan invisibles para nuestros ojos, desplazándose en todas direcciones (Sullivan III, 2009). Estas ondas, provenientes de galaxias lejanas, explosiones de estrellas o agujeros negros, guardan los secretos y la información más profunda del espacio (Burke y Graham-Smith, 2014). Mientras que los telescopios ópticos nos permiten observar la luz visible que emiten las estrellas y otros objetos celestes, los radiotelescopios captan ondas de radio provenientes del espacio, lo que permite estudiar el universo en longitudes de onda no visibles por telescopios ópticos (A. R. Thompson y Jr., 2001). Estos instrumentos especializados permiten escuchar ese lenguaje cósmico, con el cual podemos desentrañar los misterios del espacio y entender fenómenos que no pueden ser captados por los telescopios convencionales (Lang, 2006).

Las señales provenientes de estos cuerpos se distribuyen en múltiples frecuencias (observar Figura 1) cada una de ellas representando desafíos técnicos para los humanos a la hora de diseñar radiotelescopios, dependiendo de la longitud de onda de cada señal esta puede tener una aplicación o desafío específico, como ocurre en la banda de los 21 cm o 1420 MHz, correspondientes a la radiación del hidrógeno neutro la cual es una de las fuentes más importantes para el estudio del universo temprano ya que esta partícula representa aproximadamente el 75% de la masa normal del universo (Glover y Abel, 2008).

Figura 1.

Rango de frecuencias, sus diferentes fuentes, longitudes de onda y algunas de sus aplicaciones (ANE, 2025).



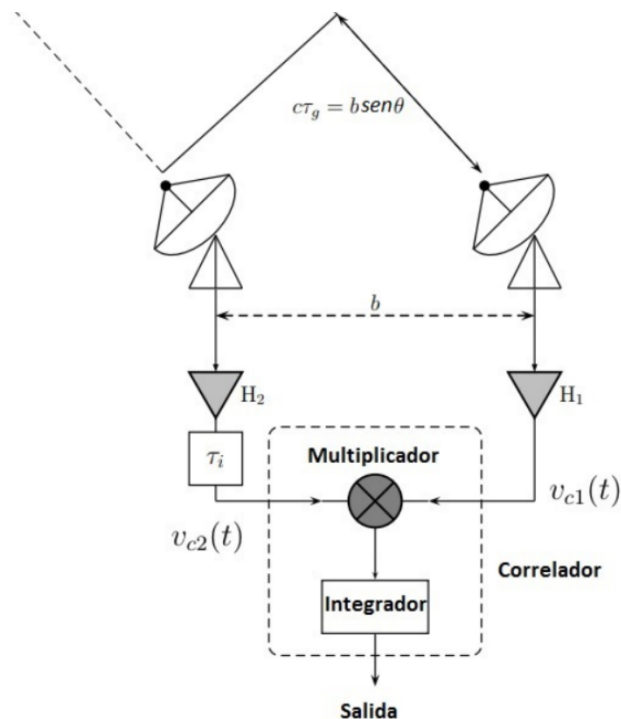
Aunque los radiotelescopios individuales son herramientas poderosas para explorar el universo, presentan varias limitaciones que restringen su capacidad para captar la totalidad de la información disponible. Estas limitaciones se manifiestan principalmente en términos de baja resolución y sensibilidad, lo que afecta directamente la calidad de los datos obtenidos (A. R. Thompson y Jr., 2001). Como resultado, los radiotelescopios individuales a menudo producen datos incompletos, distorsionados o contaminados por el ruido blanco, que proviene de fuentes no deseadas como interferencias electromagnéticas en el entorno, o incluso por las propias características del equipo (Kraus, 1986). Estas imperfecciones dificultan la obtención de un espectro claro, limpio y detallado, que es fundamental para realizar observaciones científicas precisas (Fridman y Baan, 2001). Sin un espectro de alta calidad, muchas investigaciones importantes en campos como la radioastronomía y la cosmología se ven limitadas, lo que impide desentrañar de manera eficiente los fenómenos más complejos del espacio y obtener una comprensión profunda del universo (Gaensler y cols., 2010).

Como respuesta a estas limitaciones, la técnica de interferometría surge como una solución efectiva (F. P. Mosquera, 2024). Esta técnica consiste en combinar las señales provenientes de dos o más radiotelescopios, lo que permite fusionar la información captada por cada uno de ellos. En otras palabras, se trata de integrar las señales de diferentes radiotelescopios para obtener una imagen más detallada y precisa del objeto de estudio (observar Figura 2). Para que la interferometría

sea eficaz, es fundamental tener en cuenta algunas variables clave, como la precisión de cada antena (asegurando que todas apunten al mismo punto de interés y reciban la misma información) y la sincronización temporal entre ellas, que garantiza la coherencia de los datos captados (Thompson y cols., 2017a). Durante este proceso, las señales pueden ser contaminadas por diversos factores, lo que puede afectar la calidad de la información recibida. Sin embargo, la ventaja de esta técnica es que, al contar con varias señales, es posible compararlas y extraer características distintas de cada una, lo que permite mejorar la precisión y reducir el impacto de las interferencias.

Figura 2.

Técnica de interferometría donde se resaltan ecuaciones importantes, ángulos que generan desfases, proceso de compensación ante desfases y procesado por correlación.



Para que un sistema interferométrico funcione correctamente, es esencial contar con un sistema de correlación eficaz. Este se encarga de recibir las señales captadas por las distintas antenas y compararlas en términos de fase y tiempo. A través de este proceso de correlación (Y. Chikada, 1991), se identifican similitudes entre las señales, lo que permite combinarlas de forma coherente. Los sistemas de correlación son herramientas fundamentales en diversas aplicaciones, ya que

permiten comparar señales y resaltar sus características comunes (Thompson y cols., 2017a). En radioastronomía e interferometría, los más utilizados son los correladores XF y FX, cuya principal diferencia radica en el dominio de procesamiento: los XF operan inicialmente en el dominio temporal y luego aplican una transformada de Fourier, lo que implica una mayor carga computacional; mientras que los FX transforman las señales al dominio frecuencial antes de correlacionar, lo que reduce significativamente el esfuerzo computacional requerido y mejora la eficiencia del sistema (Wilson y cols., 2009).

Un sistema de correlación puede resultar complejo para quienes están comenzando en el campo de la radioastronomía, ya que estos sistemas dependen de múltiples parámetros, como desfases temporales, ángulos de llegada, posiciones relativas de las antenas, atenuaciones, distorsiones y problemas de ruido. Comprender estos temas es crucial para diseñar un sistema de correlación eficiente, capaz de satisfacer los requisitos de un interferómetro y de optimizar su rendimiento en la captación de datos precisos.

En la Universidad Industrial de Santander existe disponibilidad de equipos avanzados para generar y analizar señales de alta frecuencia, lo que permite el desarrollo de proyectos de investigación aplicada en áreas como la radioastronomía, las telecomunicaciones y la instrumentación electrónica. Con el fin de proporcionar una base sólida para futuros estudiantes e investigadores interesados en explorar este campo, se propuso el proyecto: *“Desarrollo de un banco de pruebas para un sistema de correlación enfocado a un sistema interferométrico de dos antenas”*.

Un banco de pruebas se define como un conjunto de dispositivos e instrumentos diseñados para simular y medir el desempeño de otros componentes o sistemas, replicando condiciones reales (Berritek, 2025). Con este banco de pruebas, será posible manipular señales en un entorno controlado. Gracias a GNU Radio, se podrán observar los resultados en tiempo real y, a su vez, implementar diferentes tipos de correlación digital, con el objetivo de identificar y corregir posibles falencias en el sistema.

El banco de pruebas dispone de múltiples dispositivos disponibles en el laboratorio de telecomunicaciones, lo que permite evitar gastos adicionales. Estos dispositivos son caracterizados

con el fin de identificar las contribuciones que cada uno de los elementos utilizados puede generar. Este banco actúa como un entorno controlado en el que las señales pueden ser manipuladas de tal manera que los resultados obtenidos a la salida del sistema de correlación sean lo más acordes posible con las expectativas.

1. Objetivos

1.1. Objetivo General

Diseñar e implementar un banco de pruebas utilizando instrumentos y elementos de laboratorio de telecomunicaciones para validar un sistema de correlación para radioastronomía en la banda de los 21 centímetros.

1.2. Objetivos Específicos

- Diseñar un banco de pruebas utilizando elementos e instrumentos del laboratorio de telecomunicaciones UIS que permita evaluar los sistema de correlación que se desean implementar en el proyecto de MINCIENCIAS "Desarrollo de un arreglo interferométrico de Radio Telescopios para establecer una estación de Radio Astronomía de la UIS en el Páramo de Berlín (Santander)."
- Caracterizar los elementos que componen el banco de pruebas diseñado donde se permita estudiar los cambios de amplitud fase y frecuencia de las señales generadas por el banco.
- Diseñar e Implementar un sistema de correlación digital XF y FX de dos señales en la banda de los 21 centímetros para evaluar el funcionamiento en el banco de pruebas.
- Desarrollar una metodología para el ajuste de parámetros y la emulación de escenarios diversos con las señales generadas por el banco de pruebas.

2. Marco Teórico

En este capítulo se presentan los principios teóricos del banco de pruebas creado para estudiar el desempeño de un correlador digital utilizado en un sistema interferométrico de dos antenas.

2.1. Frecuencia 1420 MHz

El sistema opera en la banda de 21 centímetros, correspondiente a una frecuencia de aproximadamente 1420 MHz. Esta banda está asociada a la línea de emisión del hidrógeno neutro, que se produce cuando el espín del electrón en un átomo de hidrógeno cambia de estar alineado con el espín del protón a una orientación antiparalela, liberando un fotón con una longitud de onda de 21 cm (Field, 1959). Esta transición hiperfina del hidrógeno es una de las herramientas más valiosas en radioastronomía, ya que permite estudiar la distribución y dinámica del hidrógeno neutro en la Vía Láctea y otras galaxias. Dado que el hidrógeno neutro constituye aproximadamente el 75 % de la materia visible del universo, su observación en esta banda resulta crucial para explorar la estructura a gran escala del cosmos, los procesos de formación galáctica y la evolución del universo primitivo (Wilson y cols., 2009)(Glover y Abel, 2008).

2.2. Radioastronomía

La radioastronomía es una rama de la astronomía que se basa en la detección y análisis de ondas de radio emitidas por objetos celestes (Seiradakis y Wielebinski, 2004). A diferencia de la astronomía óptica, esta técnica permite observar fenómenos invisibles al ojo humano, tales como púlsares, cuásares, nubes moleculares y, en particular, la línea de emisión del hidrógeno neutro a 1420.405751 MHz (Srikanth, 2021)(*Hydrogen Line Emissions*, s.f.). Esta frecuencia específica, también conocida como línea de 21 cm, corresponde a una transición hiperfina del átomo de hidrógeno(Kraus, 1986), y es clave para estudiar la distribución y dinámica del gas interestelar en nuestra galaxia y otras galaxias (Dickey y Lockman, 1990).En otras palabras, esta línea actúa como una huella distintiva que permite “mapear” el hidrógeno en el universo, revelando estructuras ocultas y procesos que no podrían observarse mediante otros métodos astronómicos.

2.3. Interferometría

Uno de los principales retos de la radioastronomía es la resolución angular, que está limitada por el tamaño físico de las antenas (Wilson y cols., 2009)(Kraus, 1986). Para superar esta limitación, se emplea la técnica de interferometría, que consiste en combinar señales captadas por múltiples radiotelescopios separados espacialmente. Esta técnica permite simular un radiotelescopio de apertura equivalente a la distancia máxima entre antenas del arreglo (Thompson y cols., 2017a). En este proceso, se obtiene una función de visibilidad que contiene información sobre la estructura angular de la fuente observada. Esta función se reconstruye mediante el análisis de la correlación entre las señales recibidas por cada par de antenas (Burke y Graham-Smith, 2014).

2.4. Sistemas de correlación

En general, la correlación es una herramienta estadística que mide la similitud entre dos señales. En el contexto de la interferometría de línea de base muy larga (VLBI), su función principal es encontrar el desfase entre señales recibidas por diferentes antenas, debido a su separación espacial (Leshem y cols., 2000). Existen dos arquitecturas principales para implementar esta operación: los correladores XF y FX. En los correladores de tipo XF, primero se realiza la correlación en el dominio temporal y luego se aplica una transformada de Fourier para obtener el espectro. En contraste, en los correladores FX se realiza primero la transformada de Fourier de cada señal y luego se calcula la correlación cruzada en el dominio de la frecuencia.

La salida general de un sistema de correlación se describe mediante la Ecuación 2.1:

$$r(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T V_1(t) V_2^*(t - \tau) dt \quad (2.1)$$

donde $V_1(t)$ es la señal de referencia y $V_2^*(t - \tau)$ es la señal retrasada por el desfase introducido por la geometría del sistema (Leshem y cols., 2000). El asterisco denota el conjugado complejo.

2.4.1. Correlador XF

Para el caso de los correladores de tipo XF, primero se calcula la correlación en el dominio temporal y luego se obtiene el espectro aplicando una Transformada de Fourier (Emerson, 1991). Este método tiene como ventaja la capacidad de analizar retardos directamente, aunque presenta un costo computacional elevado.

La implementación discreta del correlador XF se puede expresar como:

$$r[k] = \sum_n x[n]y^*[n-k] \quad (2.2)$$

$$S[m] = \sum_k r[k] e^{-j\frac{2\pi mk}{N}} \quad (2.3)$$

Donde $r[k]$ es la correlación en función del desfase discreto k , y $S[m]$ es el espectro obtenido (van der Veen y cols., 2019). Su complejidad computacional es elevada:

$$XF = \mathcal{O}(N^2 Bn) \quad (2.4)$$

Donde \mathcal{O} es el número de operaciones por segundo, N es el número de antenas, B el ancho de banda total y n el tamaño de la FFT (Thompson y cols., 2017b).

2.4.2. Correlador FX

En el correlador FX, en cambio, primero se aplica la Transformada de Fourier a cada señal de entrada:

$$X(f) = \mathcal{F}[x(t)], \quad Y(f) = \mathcal{F}[y(t)] \quad (2.5)$$

Luego, se calcula el espectro cruzado multiplicando una señal con el conjugado complejo de la otra:

$$R_{xy}(f) = X(f) \cdot Y^*(f) \quad (2.6)$$

Este método es más eficiente computacionalmente, sobre todo cuando se incrementa el número de antenas o el ancho de banda, ya que la correlación ocurre directamente en el dominio espectral, lo que reduce la carga de procesamiento (Iguchi y cols., 1999).

La elección entre estas arquitecturas depende del compromiso entre precisión, consumo de recursos y velocidad. Por ello, en muchos sistemas modernos se emplean arquitecturas híbridas que combinan etapas de los correladores XF y FX para optimizar rendimiento y eficiencia ?.

2.5. Banco de pruebas

Para llevar a cabo la validación experimental de los conceptos teóricos presentados en este trabajo, se diseñó un banco de pruebas, el cual constituye una combinación de elementos físicos (hardware) y lógicos (software) orientados a la simulación y análisis de un sistema interferométrico en condiciones controladas. Este banco no solo reproduce escenarios representativos de operación real, sino que también permite manipular y monitorear con precisión variables críticas como la fase, la amplitud y el retardo temporal de las señales procesadas (Thompson y cols., 2017a)(Wilson y cols., 2009).

Su propósito principal es recrear entornos experimentales reproducibles, donde puedan inyectarse señales artificiales con propiedades definidas, y observar con exactitud cómo responde el sistema de correlación ante dichas condiciones. Esto resulta especialmente útil en sistemas interferométricos, donde pequeñas variaciones en el desfase o en la ganancia de las señales pueden generar errores significativos en el cálculo de la visibilidad o en la interpretación astronómica final (Thompson y cols., 2017a).

Además, este entorno permite realizar pruebas iterativas con diferentes configuraciones de señal, facilitando la evaluación comparativa de distintos tipos de correladores digitales (como los de tipo FX y XF). Así, el banco de pruebas no solo actúa como herramienta de verificación, sino también como un espacio de experimentación y optimización del sistema completo, desde la generación de señal hasta el procesamiento de datos (*Network analyzer (electrical)*, 2025).

2.6. Caracterización de componentes

Uno de los instrumentos clave en este banco de pruebas es el analizador vectorial de redes (VNA, por sus siglas en inglés), un dispositivo fundamental en la caracterización de componentes de radiofrecuencia (RF). El VNA permite medir, entre otros, parámetros de dispersión, los cuales describen cómo una señal de RF se comporta al pasar por un dispositivo o sistema. Estos parámetros cuantifican fenómenos como la reflexión, la transmisión y las pérdidas de potencia, permitiendo así caracterizar elementos pasivos y activos como amplificadores, cables coaxiales, filtros, antenas o divisores de potencia, entre otros (Anonymous, 2019).

Entre los parámetros más relevantes se encuentran:

S_{11} Representa la reflexión en el puerto de entrada. Un valor alto en magnitud indica que una gran parte de la señal es reflejada (*S-Parameters – Microwave Encyclopedia*, s.f.).

S_{22} Representa la reflexión en el puerto de salida. Un valor bajo es deseable, ya que indica buena adaptación de impedancia en ese puerto (*Understanding S-Parameters: S11, S22, S12, and S21*, s.f.).

S_{21} Indica la transmisión de la señal desde el puerto 1 (entrada) al puerto 2 (salida). Este parámetro se asocia directamente con la amplificación o atenuación del dispositivo en la dirección directa (*Understanding S-Parameters: S11, S22, S12, and S21*, s.f.).

S_{12} Describe la transmisión inversa, es decir, de la señal desde el puerto 2 al puerto 1. En dispositivos no recíprocos, como amplificadores activos o circuladores, este parámetro difiere de S_{21} . En muchos casos, se desea que S_{12} sea bajo para evitar retroalimentación o inestabilidad (Caspers, 2012).

A partir de estos parámetros, el VNA también permite calcular el retardo de grupo, el cual permite determinar la dispersión temporal que sufre una señal al atravesar un medio o componente. El retardo de grupo describe cómo diferentes componentes de frecuencia de una señal compuesta son desplazadas en el tiempo, afectando directamente la coherencia de señales correlacionadas

(Rohde-Schwarz, 2010).

Estas mediciones son fundamentales para garantizar la integridad de las señales en el banco de pruebas, especialmente en configuraciones interferométricas, donde los desfases deben controlarse con alta precisión para evitar errores en el cálculo de la visibilidad.

2.7. USRP Radio definida por software (SDR)

Junto al VNA, se emplea un generador de señales basado en tecnología de radio definida por software (SDR, por sus siglas en inglés), en este caso una USRP (Universal Software Radio Peripheral) (Diouf y cols., 2021). Este dispositivo permite sintetizar señales digitales configurables en frecuencia, fase y amplitud, facilitando la creación de escenarios experimentales reproducibles para validar algoritmos de correlación y realizar análisis espectrales. La flexibilidad de la USRP permite emular condiciones reales de operación y controlar de forma precisa los retardos aplicados a las señales, simulando así observaciones astronómicas en condiciones de laboratorio.

2.8. Potencia

La potencia es una magnitud física que describe la velocidad con la cual se transfiere o transforma energía. En el contexto eléctrico, representa la energía por unidad de tiempo entregada o consumida por un circuito. Su unidad en el Sistema Internacional (SI) es el watt (W) (Abdus Salam y Rahman, 2016).

En circuitos de corriente alterna (AC), particularmente en sistemas de radiofrecuencia (RF), la potencia se puede expresar como:

$$P = \frac{V_{RMS}^2}{R} \quad (2.7)$$

donde:

- P es la potencia en watts (W)
- V_{RMS}^2 es el valor eficaz del voltaje

- R es la impedancia del sistema, Puede ser de 50 o 75 ohmios según la aplicación, en este caso se usa 50 ohmios, valor típico en sistemas de RF.

En este trabajo, la potencia tiene un papel fundamental para determinar la eficiencia del banco de pruebas, las pérdidas en los componentes y la intensidad de la señal entregada a cada canal.

2.8.1. *dBm*

El dBm es una unidad derivada del decibelio que hace referencia a una potencia específica tomando como base de referencia 1 mW (miliwatt) Boute (2009). Es ampliamente usada en sistemas de telecomunicaciones para expresar niveles absolutos de potencia.

$$P_{dBm} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{RMS}}{1mW} \right) \quad (2.8)$$

3. Metodología

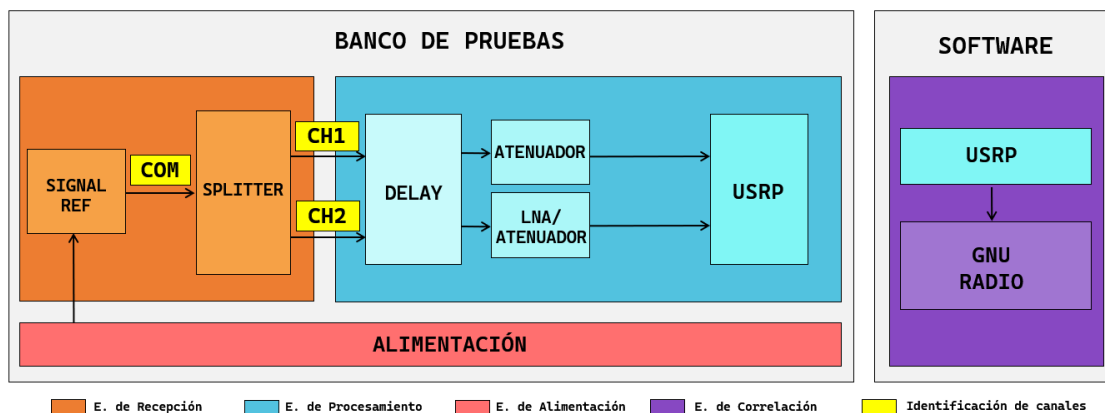
El desarrollo del proyecto se estructuró en tres fases claves con el fin de cumplir con los objetivos propuestos, estas fases se dividieron en diseño, implementación y validación, donde en cada etapa representa un hito para el mismo.

3.1. Diseño

El banco de pruebas se concibió como una plataforma controlada para evaluar un sistema de correlación aplicado a un arreglo interferométrico de dos antenas. Su diseño buscó controlar variables como la atenuación, el desfase y el ruido añadido a la señal debido a los niveles de potencia utilizados, de modo que cada contribución pudiera cuantificarse con base en la caracterización individual de los componentes. Gracias a este enfoque, se aseguró contar con un entorno controlado para la señal.

Figura 3.

Diagrama de bloques diseñado para el montaje del banco de pruebas, dividiendo el sistema por etapas, en donde las etapas que destacan en esta sección son la de alimentación, recepción y procesamiento.



Para implementar el banco de pruebas, se diseñó el diagrama de bloques observado en la Figura 3, donde se representaron los módulos que se encuentran en el trayecto de la señal, divididos en etapas. El bloque naranja corresponde a la etapa de recepción, integrado por un generador de

señales que proporciona una señal de referencia, y un divisor de señal (Splitter) que distribuyó la señal en dos canales idénticos. La etapa azul celeste representa el procesamiento, donde se ajusta la señal ya dividida. Esta etapa está conformada por un retardo ajustable (Delay), un atenuador caracterizado, (LNA, por sus siglas en inglés) y un radio USRP que digitaliza la señal. Finalmente, el bloque rojo indica la etapa de alimentación común, la cual garantizó condiciones eléctricas estables para los dispositivos que lo requieren.

3.1.1. Selección de dispositivos

Para la selección de los componentes que conforman este banco de pruebas, se tuvo como prioridad que estuvieran disponibles en el laboratorio de telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander. En la Tabla 1 se presentan los dispositivos seleccionados para la etapa de recepción, donde se destaca el generador de señales SMB-100A, encargado de emular las señales provenientes de las antenas. Para el uso de este generador se elaboró una guía que se encuentra disponible en el Apéndice A. Cabe resaltar que el kit de conectores no solo hace parte de esta etapa, sino que es utilizado en todo el sistema, ya que se requieren acoples entre los distintos dispositivos. En el Apéndice B se encuentran más detalles e imágenes de los dispositivos seleccionados, con el fin de que quien quiera replicar el banco pueda orientarse fácilmente.

La etapa de procesamiento, representada en el diagrama de bloques (Figura 3), es la encargada de realizar alteraciones controladas a las señales, tales como atenuación, retardo, amplificación e introducción de ruido. Los dispositivos seleccionados y utilizados para llevar a cabo estas funciones se detallan en la Tabla 2.

Además de los dispositivos que conformaron el banco de pruebas, se seleccionaron instrumentos de medición con los cuales fue posible caracterizar cada componente, extraer parámetros relevantes y observar el comportamiento espectral de la señal en distintos puntos del sistema. Estos instrumentos permitieron verificar la atenuación, el desfase, las pérdidas y la forma de onda a lo largo del banco de pruebas, contando así con entorno controlado. Los equipos utilizados para estas tareas se resumen en la Tabla 3.

Nombre del componente	Descripción
Generador de señales SMB 100A.	Es capaz de generar señales en un rango de frecuencias que va desde los 9 kHz hasta los 6 GHz, y admite modulación en amplitud, fase o frecuencia. La potencia de salida puede ajustarse entre -145 dBm y $+30$ dBm, con una resolución de frecuencia de 0,001 Hz. (Rohde & Schwarz, 2025b)
Splitter de potencia QY-PS2-0,8/3-SI.	Divide la señal en dos canales similares, permitiendo simular el comportamiento de dos antenas a partir de una misma fuente. (eBay, 2024)
Cables semi rígidos.	Cables coaxiales de baja pérdida utilizados en las etapas iniciales del banco de pruebas para preservar la calidad de la señal. (Mini-Circuits, 2025)
Kit de conectores RF.	Incluye adaptadores y conectores SMA, BNC, N y UHF. Se usa para acoplar dispositivos y realizar conexiones en el banco. (RS Components, 2025)

Tabla 1. Componentes seleccionados para la etapa de recepción en el banco de pruebas.

Nombre del componente	Descripción
Cables coaxiales LMR400.	Cables de distintas longitudes utilizados para introducir retardos controlados en la señal y simular el desfase producido por la separación física entre antenas. (Silex Sistemas Telecomunicaciones, 2025)
Atenuador 20 dB.	Reduce la amplitud de la señal en 20 dB, simulando pérdidas por propagación o por los componentes del sistema. (Mouser Electronics, 2025)
Amplificador de bajo ruido (LNA).	Dispositivo activo con ganancia de $+32$ dB, usado para compensar pérdidas. Requiere alimentación de $+5$ V. (GPIO Labs, 2025)
Radio USRP B210.	Radio definido por software con dos canales RX/TX, ancho de banda instantáneo de hasta 56 MHz para un solo canal y rango de operación entre 70 MHz y 6 GHz. (Ettus Research, 2025)

Tabla 2. Componentes seleccionados para la etapa de procesamiento en el banco de pruebas.

Nombre del componente	Descripción
Analizador vectorial de redes VNA ZVL.	Permitió obtener parámetros S de redes de dos puertos. También se utilizó como analizador de espectro, con resolución de 1 Hz, ancho de banda de hasta 500 kHz y hasta 4001 puntos por barrido. (Rohde Schwarz, s.f.)
Kit de calibración ZV-Z135.	Conexión tipo N, usado para asegurar mediciones precisas en el VNA de Rohde & Schwarz. (Rohde & Schwarz, 2025c)
Cables de baja pérdida ZV-Z192.	Conexión tipo SMA, utilizados junto con el kit ZV-Z135 para minimizar las pérdidas durante la caracterización con el VNA. (Rohde & Schwarz, 2025d)
Analizador de espectros FSH20.	Instrumento portátil con rango de operación de 9 kHz a 20 GHz. Se empleó para medir la potencia en los canales CH1 y CH2 del banco de pruebas. (Rohde & Schwarz, 2025a)

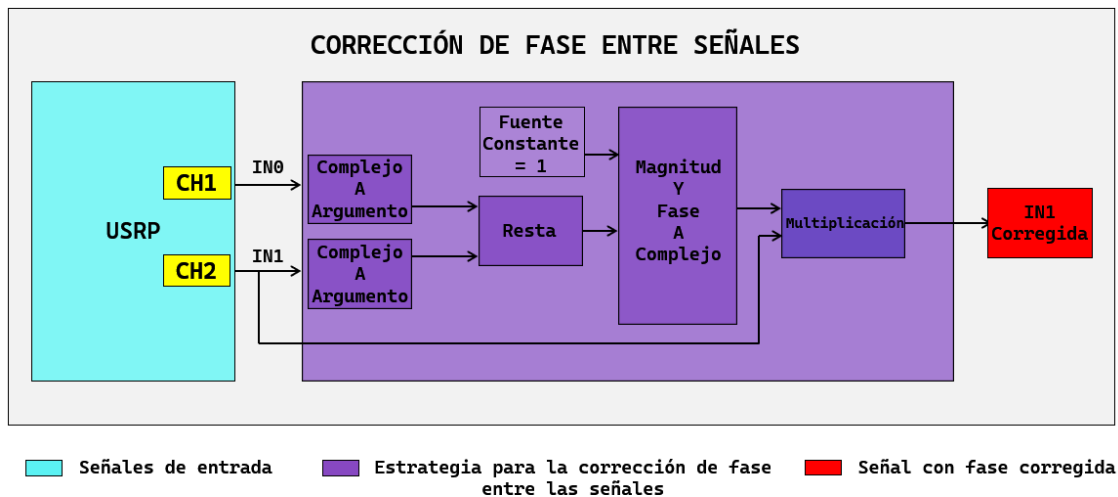
Tabla 3. *Dispositivos utilizados para la caracterización de los componentes del banco de pruebas.*

3.1.2. *Diseño de correladores digitales*

Por otro lado, se diseñaron dos tipos de correladores digitales: uno de tipo XF y otro de tipo FX, con el objetivo de implementarlos en el banco de pruebas y validar tanto su funcionamiento como el del propio banco. Para lograr una correlación máxima entre dos señales, éstas deben encontrarse en fase (Nair y Paul, 2017). Por esta razón, se desarrolló una estrategia de corrección en ambos correladores, la cual permitió ajustar el desfase entre las señales antes de llevar a cabo el proceso de correlación.

Figura 4.

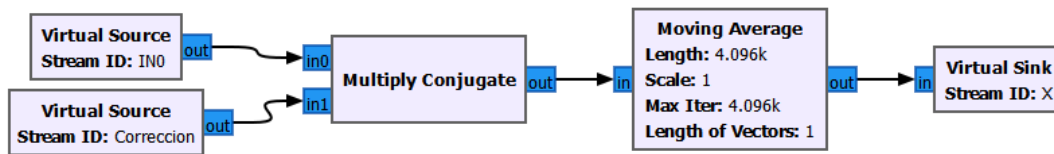
Diagrama de bloques diseñado para la corrección de fase entre una señal de referencia y una señal desfasada. Las señales complejas provenientes del USRP se procesan mediante bloques que extraen su fase. La diferencia de fase entre ambas señales se utiliza para generar una envolvente compleja con módulo uno, la cual se aplica a la señal desfasada para obtener una versión corregida en fase.



Correlador XF: Luego de esta corrección de fase para las señales que ingresan a los correladores tipo XF y FX, éstos son implementados de manera muy similar. Por un lado, el correlador XF realiza el procesamiento de la señal en el dominio temporal, obteniendo así que la Ecuación 2.1 en GNU Radio se implementa mediante el bloque "Multiply conjugate" para la correlación cruzada y "Moving average" para la integral que abarca la ventana espectral. Esta implementación se observa en la Figura 5.

Figura 5.

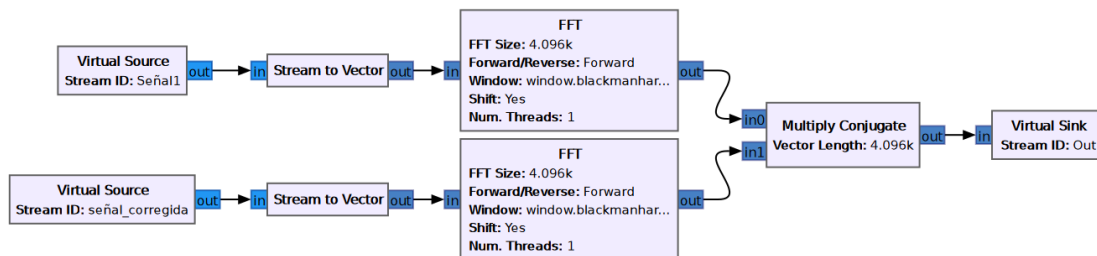
Flujograma del correlador XF en GNU Radio para la correlación cruzada de la señal y la integral de la Ecuación 2.1.



Correlador FX: En el caso del correlador FX, a cada una de las señales de entrada se le aplica primero una Transformada Rápida de Fourier (FFT) utilizando el bloque “FFT”. A continuación, se realiza la multiplicación de las señales transformadas mediante el bloque “Multiply Conjugate”, que calcula el producto entre una de las señales y el conjugado complejo de la otra, cumpliendo con la Ecuación 2.6, obteniendo así el espectro cruzado necesario para el análisis de correlación en el dominio de la frecuencia. Este proceso se puede observar en la Figura 6.

Figura 6.

Flujograma del correlador FX en GNU Radio.



3.1.3. Parámetros fundamentales del sistema

En la Tabla 4 se resumen los parámetros fundamentales establecidos para el diseño del sistema de correlación digital en el banco de pruebas. Incluye la frecuencia central utilizada (asociada a la línea de emisión del hidrógeno neutro), la frecuencia de muestreo seleccionada en función del hardware (USRP B210), el ancho de banda efectivo correspondiente, el tamaño de la transformada

rápida de Fourier (FFT) empleada en el procesamiento y la resolución espectral alcanzada. Estos valores aseguran un funcionamiento estable del sistema y permiten un análisis detallado de las señales simuladas.

Parámetro	Valor	Justificación
Frecuencia central	1420 MHz	Corresponde a la línea de emisión del hidrógeno neutro.
Frecuencia de muestreo	1.92 MHz	En sistemas SDR la frecuencia de muestreo depende del dispositivo; para este caso se definió en base al datasheet (Ettus Research, 2025), donde $f_s = \frac{30,72 \text{ MHz}}{2^n}$ con $n = 4$, valor con el cual no hay sobreflujo de datos.
Ancho de banda efectivo	1.92 MHz	Es igual a la frecuencia de muestreo; al llevar el USRP la señal a banda base, según Nyquist, el ancho de banda debe ser menor o igual a f_s .
Número de puntos FFT	4096	Con este valor se obtiene una resolución espectral $\Delta f = \frac{f_s}{N} = \frac{1,92 \text{ MHz}}{4096}$, adecuada para visualizar el espectro sin comprometer rendimiento.
Potencia máxima	-30 dBm	Dado que el radio en RX admite hasta -15 dBm, se establece una potencia máxima que no supere el umbral del radio en ninguna arquitectura.

Tabla 4. Especificaciones técnicas fundamentales del sistema de correlación digital y del banco de pruebas.

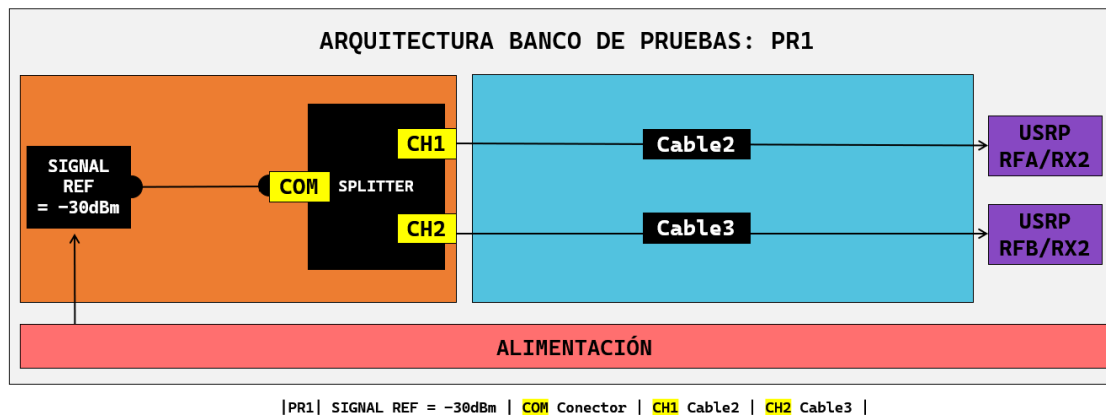
3.1.4. Diseño de arquitecturas para el banco de pruebas

Se diseñaron seis arquitecturas experimentales que permiten ajustar parámetros y emular distintos escenarios de prueba. Para cada una de ellas se elaboraron diagramas de bloques que representan las conexiones específicas involucradas. En la Figura 7 se presenta el diagrama correspondiente a la primera arquitectura, denominada PR1, en la cual la señal de referencia es dividida en dos rutas mediante un splitter. Esta configuración tiene como objetivo evaluar la capacidad del

correlador digital para corregir un pequeño desfase entre las señales recibidas. Para ello, se emplean los cables semirrígidos *Cable2* y *Cable3*, cuya baja atenuación permite verificar si el sistema se encuentra correctamente sincronizado para recibir la señal generada.

Figura 7.

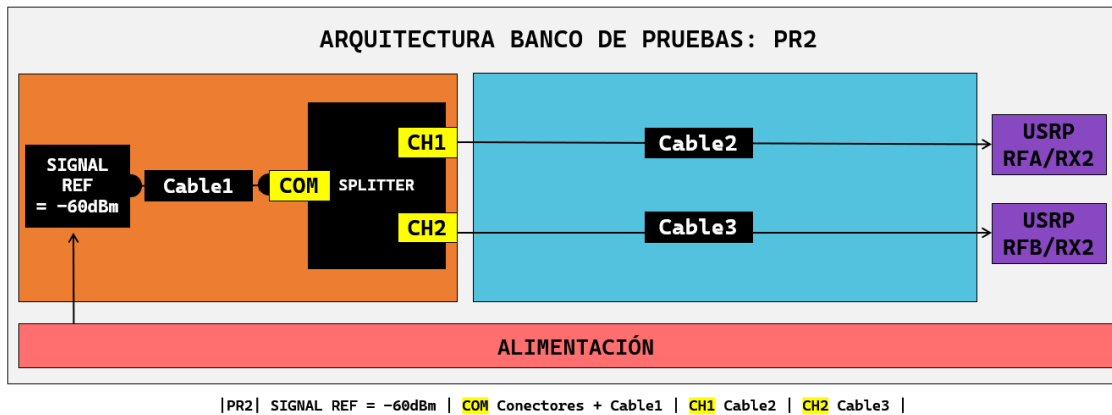
Arquitectura #1 (PR1), donde se utilizan conectores SMA y dos cables semirrígidos (Cable2 y Cable3).



El segundo diseño, denominado PR2, tiene como objetivo evaluar el comportamiento del sistema ante una señal de baja potencia, introduciendo así una condición de mayor susceptibilidad al ruido. En esta arquitectura se utilizan tres cables semirrígidos de baja atenuación para replicar la misma configuración básica de PR1, permitiendo comparar ambos escenarios bajo condiciones similares. La diferencia principal radica en la reducción del nivel de la señal de entrada, lo cual permite observar cómo responde el correlador digital frente a una señal débil y potencialmente más afectada por el ruido. En la Figura 8 se muestra el diagrama de bloques correspondiente.

Figura 8.

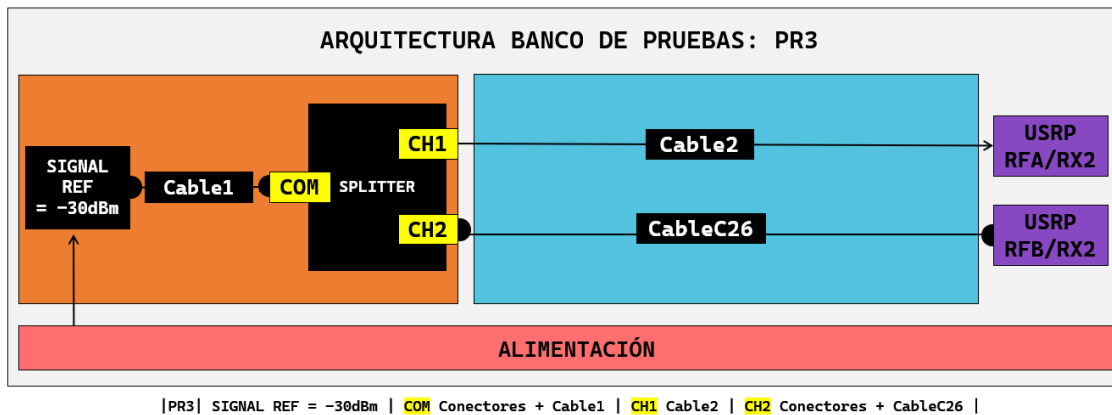
Arquitectura #2 (PR2), se emplean conectores SMA y tres cables semirrígidos (Cable1, Cable2 y Cable3).



El diseño de la tercera arquitectura, denominada PR3, tiene como objetivo introducir un desfase mayor y una mayor atenuación entre las señales. Esto se logra mediante el uso de un cable de mayor longitud, el *CableC26*, cuyo propósito es retrasar la señal de CH2 con respecto a CH1 y atenuarla. De esta manera, se busca evaluar cómo el correlador es capaz de corregir desfases más grandes. En la Figura 9 se presenta el diagrama de bloques correspondiente al diseño de esta arquitectura.

Figura 9.

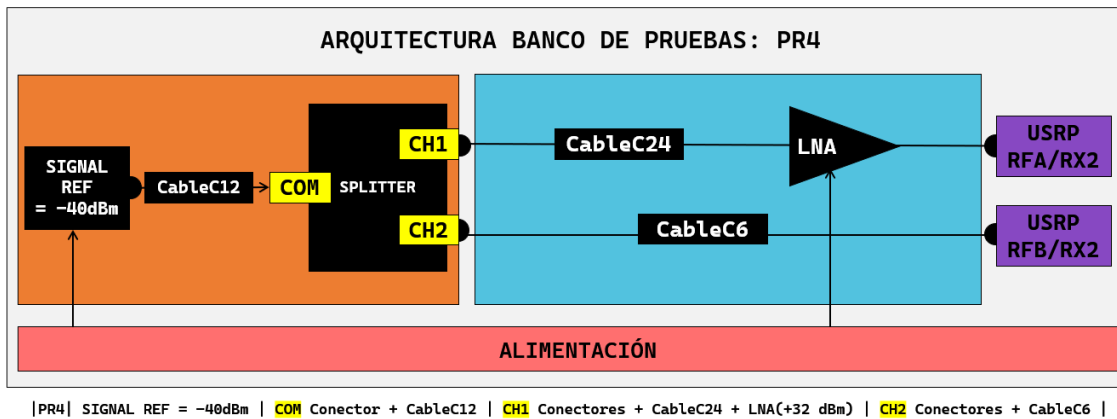
Arquitectura #3 (PR3), donde se emplea el cable C26 con el propósito de introducir simultáneamente una mayor atenuación y un desfase entre los canales. La conexión se realiza mediante conectores SMA macho y hembra, utilizando el cable coaxial C26 junto con los cables semirrígidos (Cable1 y Cable2).



PR4 es el nombre para la cuarta arquitectura que tiene como objetivo evaluar cómo el correlador responde a variaciones significativas en la amplitud de la señal. Para lograr esto, se utilizan cables de diferentes longitudes, lo que genera variaciones en la atenuación y el desfase entre las señales. Además, se introduce un LNA para amplificar la señal y observar cómo el correlador maneja los grandes cambios en la amplitud. En la Figura 10 se presenta el diagrama de bloques correspondiente a esta arquitectura.

Figura 10.

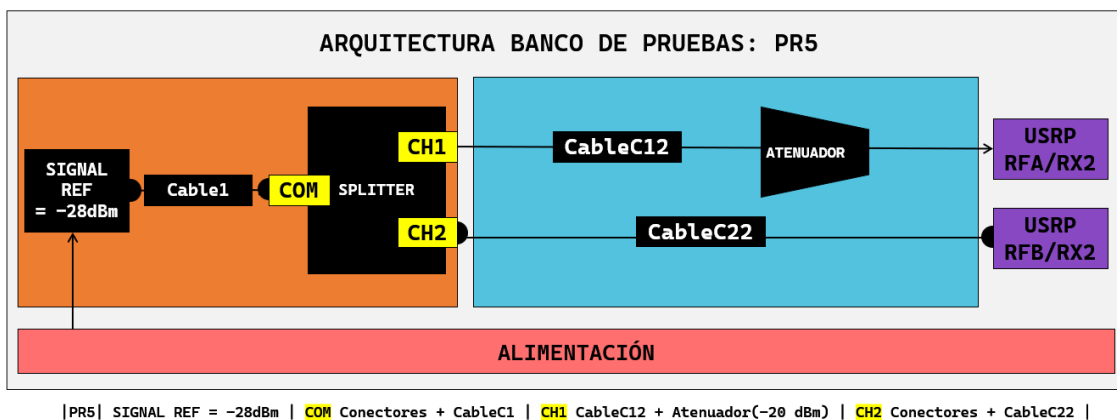
Arquitectura #4 (PR4), donde se utilizan cables coaxiales de diferentes longitudes (C12, C24 y C26), conectores SMA macho y hembra, junto con un LNA que amplifica la señal en 32 dB.



El diseño de la quinta arquitectura, denominada PR5, hace uso de cables coaxiales y un atenuador que provocan mayores pérdidas de señal en uno de los canales. En la Figura 11 se presenta el diagrama de bloques correspondiente a esta arquitectura.

Figura 11.

Arquitectura #5 (PR5), donde se añade un atenuador de 20 dB y cables coaxiales de diferentes longitudes (C22 y C12), conectores SMA macho y hembra, junto con un cable semirrígido (Cable1).

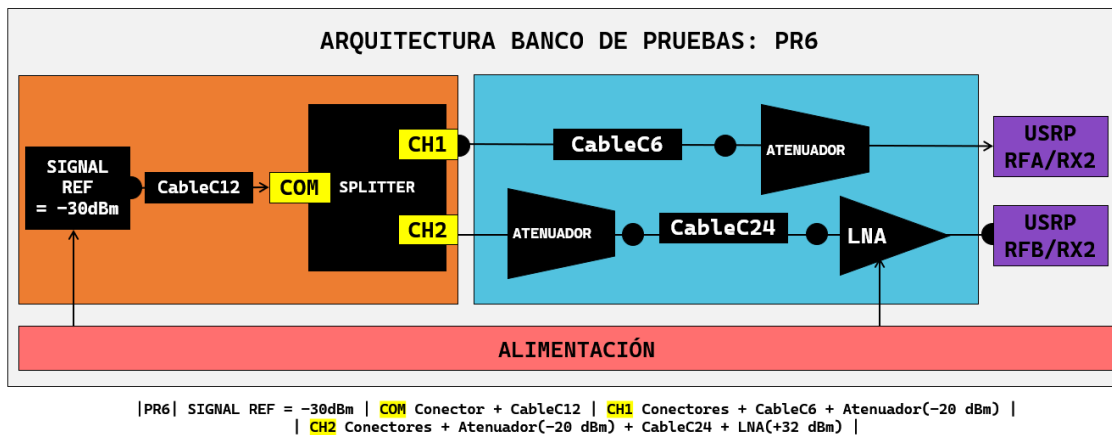


Finalmente, se diseña una sexta arquitectura, denominada PR6, que combina todos los dis-

positivos previos en un solo sistema. En esta arquitectura, se utilizan cables de diferentes longitudes, amplificadores y atenuadores en ambos canales por los que circula la señal. El objetivo es evaluar cómo un correlador maneja grandes cambios en la señal, como variaciones en la atenuación y amplificación, y cómo estas alteraciones afectan la capacidad del sistema para procesar correctamente la señal. Cada componente añadido contribuye de manera única al sistema, lo que representa un desafío para el correlador. El diagrama de bloques correspondiente a esta arquitectura se presenta en la Figura 12.

Figura 12.

Arquitectura #6 (PR6), donde ambos canales incluyen componentes como atenuadores de 20 dB, amplificadores de 32 dB y cables coaxiales de diferentes longitudes (C6, C24 y C12), con conectores SMA macho y hembra.



3.2. Implementación

3.2.1. Caracterización de los componentes

Antes de implementar el banco de pruebas completo, se llevó a cabo un proceso de caracterización de los componentes del sistema, con el objetivo de conocer con precisión cómo cada elemento puede afectar la señal durante las pruebas. Esta etapa resulta fundamental en un proyecto donde se busca mantener control sobre las variaciones en fase y amplitud, especialmente en un contexto interferométrico, donde incluso pequeñas desviaciones pueden comprometer los resultados.

El procedimiento de caracterización se enfocó en elementos pasivos como cables coaxiales, conectores, un *splitter* de RF y un atenuador fijo de 20 dB. También se caracterizaron cables semirrígidos, conocidos por su uso frecuente en sistemas de RF (Kushino y cols., 2018).

La herramienta principal utilizada en esta etapa fue el VNA, calibrado previamente con el kit de calibración ZV-Z135; se encuentra una guía disponible en el Apéndice C. Este instrumento permite realizar mediciones precisas de los parámetros S, que describen cómo una señal se transmite y refleja a través de un componente. En particular, se prestó atención al parámetro S_{21} (coeficiente de transmisión desde el puerto 1 al puerto 2), del cual se visualizó el retardo de grupo y la atenuación. Este parámetro es crucial, ya que indica cómo las distintas frecuencias de una señal compuesta se desplazan temporalmente al atravesar un dispositivo.

En la Tabla 5 se observa el parámetro S_{21} obtenido mediante el VNA; este parámetro permite observar alteraciones en diferentes escalas, tanto en decibelios (dB) para atenuaciones como en nanosegundos (ns) para retardos de grupo. En esta tabla se muestran algunos dispositivos pasivos usados como el *splitter*, conectores y el atenuador.

Dispositivo	Ganancia (dB)	Retardo de grupo (ns)
Conectores (SMA y BNC)	-0.021	2.529
Splitter (COM → RF1)	-3.106	3.066
Splitter (COM → RF2)	-3.151	3.015
Atenuador (-20 dB)	-19.896	2.559
LNA (+32 dB)	+32.982	2.784

Tabla 5. Caracterización de dispositivos mediante el VNA: ganancia y retardo de grupo del *splitter*, conectores y atenuador.

Dado que el laboratorio cuenta con varios cables SMA y coaxiales, una de las tareas planteadas al inicio del proyecto fue determinar cuáles de estos cables no se encontraban en funcionamiento (por ejemplo, mal soldados o con grandes alteraciones ante movimientos). Estos resultados se observan en el Apéndice D. En la Tabla 6 se presenta el parámetro S_{21} de los cables usados para el montaje del banco de pruebas.

Dispositivo	Ganancia (dB)	Retardo de grupo (ns)
Cable 1 (SMA)	-0.308	1.041
Cable 2 (Mini-Circuits FL086-6SM+2416)	-0.233	0.811
Cable 3 (Mini-Circuits FL086-6SM+2416)	-0.301	0.890
Cable 4 (Mini-Circuits 141-5SMRC+2345)	-0.431	1.207
Cable C6 (coaxial BNC)	-1.723	9.508
Cable C12 (coaxial SMA)	-1.685	6.532
Cable C22 (coaxial BNC)	-1.350	8.250
Cable C24 (coaxial BNC)	-37.841	194.700
Cable C26 (coaxial BNC)	-20.069	99.235

Tabla 6. *Caracterización de cables utilizados en el montaje del banco de pruebas: ganancia y retardo de grupo.*

Con esta caracterización como base, se procedió a la implementación del sistema a partir de una estructura modular que integra tanto componentes físicos como bloques de software definidos en GNU Radio. Esta plataforma fue diseñada con el objetivo de replicar un entorno controlado que permitiera simular un sistema interferométrico de dos señales, facilitando la comparación entre dos arquitecturas de correlación digital: XF y FX, previamente descritas en el marco teórico.

Pruebas	Canal 1 (dBm)	Canal 2 (dBm)
PR 1	-34.8	-34.9
PR 2	-64.4	-64.3
PR 3	-34.7	-54.2
PR 4	-49.9	-47.3
PR 5	-53.9	-34.0
PR 6	-55.9	-58.0

Tabla 7. *Medición de la potencia por canal en la salida de las diferentes pruebas del banco, usando el analizador de espectros FSH20 (Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, 2020).*

En la Tabla 7 se presenta la caracterización de cada uno de los canales de las arquitecturas

(pruebas) que componen el banco. Para ello, se realizó la medición del sistema completo por canal, utilizando el analizador de espectros R&S FSH20 (Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, 2020), donde se introdujo una señal de referencia diferente para cada arquitectura y se observó cómo era afectada su salida.

En esta etapa, el análisis se centró en la potencia total, considerando únicamente la potencia real entregada por cada canal a la salida del banco de pruebas.

De este modo, fue posible evaluar de forma global las pérdidas acumuladas en cada trayecto, lo cual resulta esencial para garantizar un balance adecuado entre canales antes del proceso de correlación. Estos resultados pueden observarse con mayor detalle en el Apéndice E.

El banco de pruebas físico tiene como núcleo un generador de señales SMB100A, configurado para emitir una señal continua en 1420 MHz. Esta señal es dividida mediante un *splitter* pasivo en dos trayectos equivalentes, que simulan la recepción simultánea de una misma señal por dos antenas separadas. Cada trayecto emplea cables coaxiales caracterizados previamente, incluyendo también cables semirrígidos, así como conectores estándar de laboratorio, un atenuador fijo de 20 dB y el *splitter* mencionado. Las señales resultantes se conducen hacia una USRP B210, que permite la digitalización simultánea de ambas señales por medio de sus canales RX1 y RX2. Esta radio se conecta al computador mediante interfaz USB 3.0, desde donde se controla el flujo de datos y se ejecutan los algoritmos de procesamiento digital.

3.2.2. Implementación de los correladores

A partir del diseño previamente propuesto para la corrección de desfases entre señales, y tomando como base la estructura funcional de los correladores XF y FX implementados en GNU Radio, se procedió a su integración con un radio USRP. Esta adaptación consistió principalmente en incorporar la fuente de señal mediante el bloque UHD: `USRP Source`, utilizado para recibir las señales generadas por el radio, y en configurar la frecuencia de muestreo adecuada para el sistema.

Los diagramas de bloques completos correspondientes a cada correlador, junto con su respectiva explicación técnica, se presentan en el Apéndice F para el correlador XF y en el Apéndice G para el correlador FX, donde se detalla la implementación de ambos métodos.

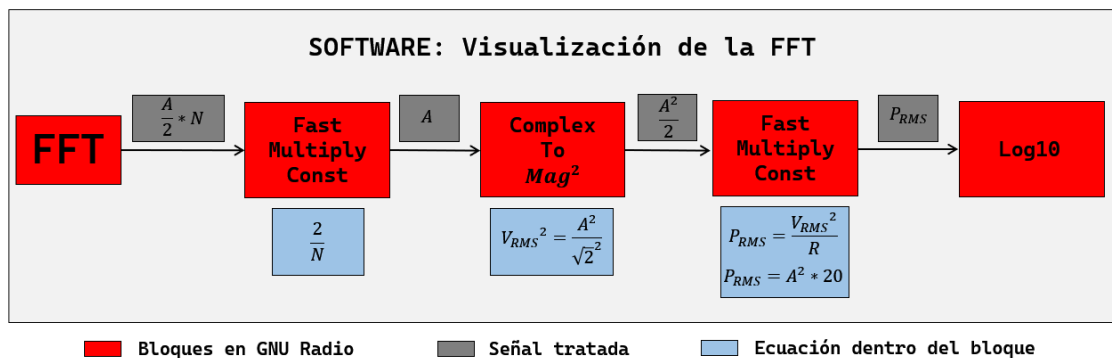
Cabe resaltar que el USRP integra internamente un bloque de conversión descendente (*downconverter*), encargado de trasladar la señal desde su frecuencia portadora hasta banda base. Esta característica permite trabajar con frecuencias de muestreo menores a las exigidas por el criterio clásico de Nyquist, ya que la conversión facilita el procesamiento digital a una tasa inferior a la frecuencia original de la señal.

Las principales diferencias entre los correladores FX y XF radican en el dominio en el que se procesan las señales (como se muestra en la Figura 5 y la Figura 6). Sin embargo, ambos comparten un aspecto común en cuanto a la visualización del espectro: la Transformada Rápida de Fourier (FFT).

GNU Radio proporciona bloques para calcular la FFT, pero éstos, por defecto, presentan una escala de potencia relativa o arbitraria. Por ello, si se desea obtener una representación precisa de la potencia real de la señal, es necesario aplicar una compensación adicional mediante otros bloques (escaladores o bloques de cálculo de potencia), ajustando factores como el número de puntos de la FFT, la ganancia del sistema y la impedancia de referencia.

Figura 13.

Diagrama de bloques que muestra la implementación de una técnica matemática para la visualización adecuada de la FFT en GNU Radio. En este esquema, A representa la amplitud de la señal en milivoltios, N el número de puntos de la FFT y R la impedancia del sistema (50Ω). Los bloques en rojo corresponden a elementos implementados en GNU Radio; los textos en gris indican el valor de la señal en cada etapa, y las expresiones en azul claro representan las fórmulas aplicadas en cada bloque.



En la Figura 13 se observan los bloques necesarios después de la FFT para visualizar la potencia en dBm. La técnica inicia normalizando la señal para posteriormente hallar su magnitud (valor RMS), añadir el factor para obtener potencia y, finalmente, convertir a dBm.

En el caso del correlador FX, fue necesario aplicar una compensación multiplicando la señal por un factor de 2. Esto se debe a que, inicialmente, solo se estaba considerando la mitad positiva del espectro, mientras que la parte negativa no se tenía en cuenta, afectando la estimación de la potencia total (Bunton, 2000).

Adicionalmente, fue necesario corregir la atenuación introducida por el bloque FFT, la cual se genera debido a la ventana aplicada para minimizar la fuga espectral (*spectral leakage*). Esta ventana reduce la amplitud efectiva de la señal, por lo que se requiere una compensación para obtener una representación fiel de la potencia (Oppenheim y cols., 1999).

Por otro lado, durante el proceso de digitalización se observó que la USRP B210 introducía una ganancia adicional, amplificando la señal. Esta ganancia interna del hardware también fue

corregida para asegurar que los niveles de potencia obtenidos a la salida del correlador fueran representativos de los valores reales en la entrada.

3.3. Validación

Se realizaron los montajes correspondientes a las arquitecturas descritas en la Sección [3.1.4]. Los resultados obtenidos fueron comparados desde tres enfoques: cálculo matemático, simulación y prueba experimental. El propósito de esta comparación es identificar las diferencias entre estos niveles de evaluación. Las evidencias detalladas del análisis entre el correlador XF y el correlador FX se encuentran en el Apéndice H, donde se presentan tablas comparativas con los resultados obtenidos en cada enfoque.

En esta sección se presentan los resultados derivados de los montajes realizados para las diferentes arquitecturas, enfocados exclusivamente en los valores matemáticos y experimentales de los correladores. En particular, se analizan los niveles de potencia obtenidos al final del proceso. Las variaciones observadas entre los resultados se deben al dominio en el que opera cada correlador, lo cual influye directamente en el tratamiento de la señal. Estos resultados se resumen en la Tabla 8.

#	XF Teórico (dBm)	XF Impl. (dBm)	FX Teórico (dBm)	FX Impl. (dBm)
PR1	-85.7	-85.4	-88.73	-89.00
PR2	-144.7	-143.6	-147.73	-148.65
PR3	-104.9	-104.8	-107.88	-109.16
PR4	-113.2	-113.6	-116.27	-117.30
PR5	-103.9	-103.4	-106.93	-107.42
PR6	-132.8	-131.9	-132.93	-135.73

Tabla 8. Comparación de resultados teóricos e implementados para los correladores XF y FX en diferentes arquitecturas.

En los resultados presentados en la Tabla 8 se observan variaciones mínimas entre los valores teóricos y los obtenidos en la implementación. Mediante la Ecuación 3.1 se puede estimar el error relativo (Taylor, 1997) entre las mediciones.

$$\text{Error relativo (\%)} = \left(\frac{|V_{\text{experimental}} - V_{\text{teórico}}|}{|V_{\text{teórico}}|} \right) \times 100 \quad (3.1)$$

Se calculó el error relativo de los resultados obtenidos en los correladores, comparando los valores teóricos con los de la implementación. Para el correlador XF, el error relativo es inferior al 1%, alcanzando un valor máximo de 0.76%, lo que indica un funcionamiento correcto con un error muy bajo. Por otro lado, el correlador FX presenta un error ligeramente más alto, con un valor máximo de 2.10%. Sin embargo, ambos correladores se consideran operativos, ya que sus errores relativos oscilan entre el 1% y el 3%, sin superar el 10%. Esto permite afirmar que los correladores funcionan adecuadamente desde el punto de vista matemático, ya que las operaciones correspondientes a cada tipo de correlador se aplican correctamente, obteniendo resultados coherentes con las condiciones de entrada.

Cabe destacar que, cuando el banco de pruebas asegura un nivel determinado de señal a la entrada del correlador, es posible predecir el valor de salida utilizando las ecuaciones matemáticas correspondientes. Por esta razón, los resultados fueron comparados en los distintos frentes previamente mencionados, considerando los valores garantizados por cada arquitectura del banco de pruebas, como se muestra en la Tabla 7.

4. Conclusiones

- El banco de pruebas establece una base sólida para futuras investigaciones e implementaciones, abarcando los aspectos técnicos necesarios para comprender los conceptos fundamentales de RF. Este modelo es altamente escalable, ya que facilita la creación de nuevas arquitecturas mediante la adición de componentes adicionales y la observación de otros parámetros de las señales. Además, se evidenció la necesidad de que la universidad invierta en componentes específicos para RF, ya que al utilizar equipos de propósito general (como los conectores empleados para los acoples), los errores aumentan considerablemente, lo que limita la precisión y fiabilidad de los resultados.
- La calibración de los dispositivos utilizados para caracterizar los componentes es una característica crucial del banco de pruebas, como se evidenció en el informe. El VNA se calibra utilizando un kit de calibración, lo que facilita su uso en el proceso. Sin embargo, la calibración del radio es más compleja. En este proyecto se realizaron compensaciones para asegurar la fiabilidad de los resultados obtenidos. No obstante, se recomienda que, si se utiliza otro dispositivo USRP, este sea debidamente calibrado con el analizador de espectros para conocer su respuesta específica o, en su defecto, que también se apliquen las compensaciones necesarias.
- La caracterización de componentes mediante el uso de dispositivos poco aprovechados en el laboratorio de telecomunicaciones de la UIS establece un precedente importante, demostrando la gran utilidad de estos equipos. Sin embargo, es crucial tener en cuenta que estos dispositivos son altamente sensibles y requieren un manejo cuidadoso. En particular, el VNA es un dispositivo que permite extraer parámetros S de forma precisa, ya que está calibrado para cada medición, lo que garantiza la obtención de valores que se aproximan a la realidad. Esto permite crear un entorno caracterizado, teniendo en cuenta diversas variables.

En este trabajo, solo se aprovechó una de sus múltiples funciones, específicamente la visua-

lización del parámetro S_{21} , que permite observar cómo se transmite una señal. No obstante, el VNA ofrece la posibilidad de analizar otros parámetros que son esenciales para la caracterización de muchos sistemas. Establecer las bases para el uso de este tipo de dispositivos abre una línea de investigación que fomenta la adopción de equipos modernos, los cuales permiten obtener resultados estables y confiables.

- La técnica de corrección de fase resultó ser altamente eficiente en su propósito, ya que permitió corregir cualquier desfase entre señales sinusoidales, lo cual fue crucial para obtener una correlación máxima en los correladores XF y FX. Al garantizar que las señales estuvieran completamente en fase, la correlación alcanzó su valor máximo en los instantes de tiempo evaluados.

Otra posible solución sería la implementación de bloques *PLL* (Phase-Locked Loop), los cuales realizan un ajuste dinámico de la fase entre señales. Esta alternativa, aunque un poco más compleja, resulta útil para trabajos futuros donde se empleen otros tipos de señales, especialmente cuando la envolvente compleja no realiza su tarea de manera eficiente.

- Los resultados obtenidos con los correladores FX y XF mostraron una alta concordancia entre los valores teóricos, simulados e implementados, con errores relativos generalmente inferiores al 3%. Este comportamiento consistente valida la correcta implementación digital de ambos sistemas, así como la fidelidad del entorno experimental diseñado. Además, confirma la efectividad del banco de pruebas como una herramienta confiable para la verificación y análisis comparativo de arquitecturas de correlación, reproduciendo condiciones controladas y cercanas a escenarios reales.

- Las pequeñas discrepancias observadas entre los valores teóricos y los medidos pueden atribuirse a diversos factores presentes en el entorno experimental, tales como el ruido térmico inherente a los componentes electrónicos, pérdidas no modeladas en cables, conectores y adaptadores, así como variaciones de temperatura ambiente que pueden alterar la impedancia, la ganancia y el comportamiento general del sistema. Además, posibles

errores de calibración del USRP también influyen en la precisión de las mediciones. Estos hallazgos subrayan la importancia de considerar cuidadosamente las condiciones físicas del entorno al diseñar, implementar y evaluar sistemas de correlación, especialmente en aplicaciones sensibles como la radioastronomía.

- GNU Radio se consolidó como una herramienta altamente versátil para el diseño, implementación y validación de sistemas de correlación digital, facilitando la construcción modular de bloques funcionales para ambos esquemas: FX y XF. Su capacidad para integrar operaciones matemáticas complejas, manejar flujos de datos en tiempo real, visualizar resultados y controlar hardware como el USRP fue fundamental para desarrollar y probar los dos tipos de correladores.
- Además de su valor técnico, el banco de pruebas constituye una plataforma pedagógica ideal para la formación práctica en áreas como radiofrecuencia, procesamiento de señales y radioastronomía instrumental. Su diseño modular y escalable facilita la comprensión progresiva de conceptos complejos, permitiendo a los estudiantes involucrarse activamente en el diseño, análisis y validación de sistemas de correlación en un entorno controlado y reproducible. Asimismo, ofrece a los docentes una herramienta flexible para el desarrollo de laboratorios didácticos, fortaleciendo el vínculo entre la teoría y la experimentación en el proceso de enseñanza-aprendizaje.

5. Recomendaciones

El diseño del banco de pruebas proporciona una base sólida para futuras investigaciones y experimentaciones. Al caracterizar los componentes, se establece una metodología que facilita la creación de nuevas arquitecturas capaces de emular diversos escenarios. Para la construcción de estas nuevas arquitecturas, se recomienda seguir los siguientes pasos:

1. **Diseño de la nueva arquitectura:** Se deben seleccionar cuidadosamente los componentes que la integrarán y definir el tipo de escenario a recrear. Esto implica comprender las necesidades específicas y las interacciones que se desean modelar. Se recomienda que los dispositivos usados sean de propósito específico, como los conectores empleados para acoples dentro del banco de pruebas.
2. **Caracterización de componentes:** Con el diseño de la nueva arquitectura, se procede a caracterizar cada uno de los componentes de forma individual. Esto permitirá obtener una caracterización detallada de cada parte y, a su vez, de la arquitectura completa, asegurando que todos los elementos del sistema se encuentren dentro de los parámetros requeridos para la entrada del correlador. Es decir, controlar en gran medida la señal que ingresa al correlador y cómo esta puede verse afectada.
3. **Montaje del banco de pruebas:** Una vez que la arquitectura esté definida y caracterizada, se realiza el montaje físico del banco de pruebas. Se selecciona un correlador específico para las pruebas, a partir de lo cual se extraen los datos experimentales. Estos datos serán comparados con los valores teóricos y simulados para evaluar qué tan bien se ajusta el correlador a las expectativas establecidas por la fórmula matemática.
4. **Comparación de resultados:** Finalmente, se deben comparar los resultados obtenidos. La efectividad del correlador puede determinarse en función del error relativo; si el error es inferior al 1 % se encuentra dentro de un rango aceptable en un correlador digital (Nair y Paul, 2017).

Además de la posibilidad de diseñar nuevas arquitecturas, existen diversas líneas de in-

investigación centradas en la optimización de GNU Radio. Se observó que la recolección de datos reales está influenciada por factores como las ganancias internas del radio y los ajustes necesarios en la plataforma. Debido a que GNU Radio es una plataforma multipropósito, los bloques existentes están diseñados para adaptarse a una amplia variedad de aplicaciones. El desarrollo de bloques personalizados permitiría optimizar el rendimiento de los correladores, reducir la carga computacional y ajustar con mayor precisión aspectos clave, como la ventana FFT, la ganancia y el manejo de señales complejas. Estos bloques específicos pueden ser diseñados para cumplir con fines particulares, mejorando significativamente el desempeño general del sistema.

Aunque los correladores diseñados y evaluados en el banco de pruebas son funcionales, son de tipo básico y no cuentan con la robustez necesaria para integrarse en un sistema interferométrico real. Por lo tanto, se recomienda utilizarlos como base inicial para entender su funcionamiento, pero es esencial introducir mejoras adicionales para optimizar la calidad de la señal. Una posible mejora sería implementar un sistema de control que mantenga constante la amplitud de la señal a lo largo del proceso, lo que podría aumentar la fiabilidad y la precisión de las mediciones.

La razón por la cual no se incluyó el control de amplitud en los correladores diseñados es que la documentación consultada no abordó este aspecto. No obstante, se sugiere investigar esta área, ya que la incorporación de variables adicionales, como el control de amplitud, podría ser extremadamente valiosa en el campo de la radioastronomía antes de realizar la correlación.

Durante el desarrollo experimental, se evaluaron las ventanas disponibles en el bloque FFT de GNU Radio, destacando que la ventana Blackman-Harris ofreció los mejores resultados en términos de resolución espectral y supresión de lóbulos laterales (Apéndice I), lo que la hizo adecuada para la implementación del correlador FX. Sin embargo, al realizar la FFT mediante código personalizado, se podrían implementar otras ventanas como Kaiser, Chebyshev o Flat-top, que pueden proporcionar un mejor compromiso entre ancho de banda efectivo y atenuación de lóbulos. La exploración e incorporación de estas ventanas permitiría minimizar aún más la fuga espectral y mejorar la calidad de la correlación, especialmente en escenarios que requieren alta sensibilidad espectral.

En sistemas interferométricos reales, el movimiento aparente de los objetos celestes genera variaciones continuas en el desfase entre las señales recibidas por cada antena del arreglo. Para mejorar la precisión del sistema de correlación, se recomienda implementar un correlador capaz de ajustar dinámicamente la fase entre canales en función del ángulo de observación y del tiempo. Este tipo de correlador incluiría una etapa de corrección que calcule y aplique el desfase esperado según la geometría del arreglo y la trayectoria del objeto observado, permitiendo mantener la coherencia de fase durante todo el proceso de observación. Esta mejora sería clave para aplicaciones astronómicas en tiempo real, aumentando la sensibilidad y la calidad de los datos recolectados durante el seguimiento prolongado de fuentes celestes.

Como extensión del sistema actual, se propone incorporar un módulo de desfase programable en el banco de pruebas, que permita emular de manera controlada las variaciones de fase que ocurren durante el seguimiento de objetos astronómicos reales. Esta funcionalidad facilitaría la simulación de trayectorias dinámicas y permitiría evaluar el comportamiento del correlador frente a cambios continuos de fase, como los que ocurren en observaciones prolongadas con interferometría. La inclusión de esta característica fortalecería el valor experimental del banco de pruebas, ampliando su capacidad para reproducir escenarios más realistas y complejos, acercándolo a las condiciones operativas de un sistema astronómico en campo.

Como parte de las mejoras al proceso de caracterización del sistema, se sugiere ampliar el uso de equipos de medición disponibles en el laboratorio, como el analizador de redes PNA u otros instrumentos de alta precisión. Estos dispositivos permitirían realizar mediciones más detalladas y confiables de parámetros como la pérdida de inserción, el retardo de grupo y la respuesta en frecuencia de los componentes utilizados. El uso de este tipo de herramientas no solo mejoraría la calidad de la caracterización, sino que también fortalecería la validación experimental del sistema de correlación, especialmente en escenarios donde pequeñas variaciones pueden tener un impacto significativo en los resultados.

Referencias

- Abdus Salam, M., y Rahman, Q. M. (2016). Power analysis [Book chapter]. *Power Systems*, 1 – 47. Descargado de https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-85017120704&doi=10.1007%2f978-981-10-0446-9_1&partnerID=40&md5=c33f6df7fe3087a2f32b3f03902ba13b (Cited by: 0) doi: 10.1007/978-981-10-0446-9_1
- ANE. (2025). *¿qué es el espectro radioeléctrico?* Página web de la Agencia Nacional del Espectro (ANE). Descargado de https://portalespectro.ane.gov.co/Style%20Library/ane_master/que-es-el-espectro-radioelectrico.aspx (Accedido: 2025-03-28)
- Anonymous. (2019). *A usrp-based multi-antenna testbed for reception of multi-site cellular signals*. ResearchGate. (Incluye plataforma SDR experimental)
- A. R. Thompson, J. M. M., y Jr., G. W. S. (2001). *Interferometry and synthesis in radio astronomy* (2nd ed.). John Wiley Sons.
- Berritek. (2025). *Banco de pruebas*. Descargado de <https://www.berritek.net/productos/banco-de-pruebas/> (Accedido: 2025-03-31)
- Boute, R. (2009). The decibel done right: A matter of engineering the math [Article]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 51(6), 177 – 184. Descargado de <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-77949839401&doi=10.1109%2fMAP.2009.5433137&partnerID=40&md5=fd8d52a7897cfa4bd78012aa38ca1020> (Cited by: 6) doi: 10.1109/MAP.2009.5433137
- Bunton, J. (2000). *An improved fx correlator* (ALMA Memo 342). CSIRO Telecommunications and Industrial Physics. (Discute compensación de espectro en correladores FX y ventajas del diseño FX frente a XF)
- Burke, B. F., y Graham-Smith, F. (2014). *An introduction to radio astronomy* (3rd ed.). Cambridge University Press. doi: 10.1017/CBO9781107706848

- Caspers, F. (2012). Rf engineering basic concepts: S-parameters. *CERN Accelerator School Lectures*. (Define transmisión inversa y reciprocidad (S12 S21))
- Dickey, J. M., y Lockman, F. J. (1990). H i in the galaxy. *Annual Review of Astronomy and Astrophysics*, 28(1), 215–261. doi: 10.1146/annurev.aa.28.090190.001243
- Diouf, C., Janssen, G., Dun, H., y Kazaz, T. (2021). *A usrp-based testbed for wideband ranging and positioning signal acquisition*. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. (Banco de pruebas SDR con sincronización sub-100ps)
- eBay. (2024). *Power splitter qy-ps2*. <https://www.ebay.es/itm/116506808868>.
- Emerson, D. T. (1991). *The fast fourier transform and correlators* (Inf. Téc.). National Radio Astronomy Observatory (NRAO). (NRAO Lectures)
- Ettus Research. (2025). *Usrp b210 kit*. <https://www.ettus.com/all-products/ub210-kit/>.
- F. P. Mosquera. (2024). Validación de un sistema interferométrico para radioastronomía para detección de hidrógeno neutro (3 antenas paraboloideas de 3m de diámetro @ 1.4 ghz). *Fundación para el Desarrollo de la Radioastronomía y Tecnologías Aplicadas (FUDARTA)*, 1-18.
- Field, G. B. (1959). The excitation of the hydrogen 21-cm line. *The Astrophysical Journal*, 129, 536–550. doi: 10.1086/146653
- Fridman, P. A., y Baan, W. A. (2001). Rfi mitigation methods in radio astronomy. *Astronomy & Astrophysics*, 378(1), 327–344. doi: 10.1051/0004-6361:20011129
- Gaensler, B. M., Murphy, T., Wayth, R. B., y cols. (2010). Wide-field radio observations of the universe: current challenges and future directions. *Publications of the Astronomical Society of Australia*, 27(3), 328–334. doi: 10.1071/AS10021
- Glover, S. C. O., y Abel, T. (2008). Uncertainties in h2 and hd chemistry and cooling and their role in early structure formation. *arXiv preprint arXiv:0803.1768*. Descargado de <https://arxiv.org/abs/0803.1768>

GPIO Labs. (2025). *Low noise amplifiers*. <https://gpio.com/collections/low-noise-amplifiers>.

Hydrogen line emissions. (s.f.). <https://sites.google.com/view/hawkrao/...>
(Accede September 2024)

Iguchi, S., Okuda, T., y cols. (1999). 43. (8), 321–332. doi: 10.1016/S1387-6473(99)00033-7

Kraus, J. D. (1986). *Radio astronomy*. Cygnus-Quasar Books.

Kushino, A., Kasai, S., Ukibe, M., y Ohkubo, M. (2018). Thermal conductance and high-frequency properties of cryogenic normal or superconducting semi-rigid coaxial cables in the temperature range of 1–8 k [Article]. *Journal of Low Temperature Physics*, 193(3-4), 611 – 617. Descargado de <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-85045929696&doi=10.1007%2fs10909-018-1931-2&partnerID=40&md5=0832dee77bd95e54e38ccbfd45c57c9c> (Cited by: 4)
doi: 10.1007/s10909-018-1931-2

Lang, K. R. (2006). *Essential radio astronomy*. Cambridge, UK: Cambridge University Press.

Leshem, A., van der Veen, A.-J., y Boonstra, A.-J. (2000). Multichannel interference mitigation techniques in radio astronomy. *The Astrophysical Journal Supplement Series*, 131(1), 355–374.
doi: 10.1086/317375

Mini-Circuits. (2025). *Phase stable test cables*. https://www.minicircuits.com/WebStore/Cables.html?imped=50.0&cate=Phase%20Stable%20Test%20Cable<UnitSel=LENGTH_FT&srsltid=AfmBOoqE58zs8-D2M9gReNjmN7OW5g27d0HpMoDSvcgAovWOQNDOyDqF.

Mouser Electronics. (2025). *Rf interconnects - attenuators sma, maximum attenuation 20 db*. <https://co.mouser.com/c/connectors/rf-interconnects/attenuators-interconnects/?connector%20type=SMA&maximum%20attenuation=20%20dB>.

Nair, A. S., y Paul, S. (2017). A study on data correlation for interferometric observations like vlbi and delta-dor applications and the correlation analysis of xf correlator. En *2017 international conference on networks & advances in computational technologies (netact)* (pp. 401–411). doi: 10.1109/NETACT.2017.8026773

Network analyzer (electrical). (2025). Wikipedia. (Introducción a VNA y parámetros S)

Oppenheim, A. V., Schafer, R. W., y Buck, J. R. (1999). *Discrete-time signal processing* (2nd ed.). Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall.

Rohde Schwarz. (s.f.). Rs zvl vector network analyzer. Descargado de https://www.rohde-schwarz.com/ae/products/test-and-measurement/network-analyzers/rs-zvl-vector-network-analyzer_63493-9014.html

Rohde & Schwarz. (2025a). *Rs fsh handheld spectrum analyzer*. https://www.rohde-schwarz.com/es/productos/test-y-medida/instrumentos-portatiles/rs-fsh-handheld-spectrum-analyzer_63493-8180.html. (Accedido: julio, 2025)

Rohde & Schwarz. (2025b, marzo). *R&s smb100a microwave signal generator*. https://www.rohde-schwarz.com/ae/products/test-and-measurement/analog-signal-generators/rs-smb100a-microwave-signal-generator_63493-9379.html. (Accedido: 2025-03-24)

Rohde & Schwarz. (2025c). *R&s zv-z135 calibration unit - data sheet*. https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/ZV-Z135_dat-sw_en_3606-6828-22_v0102.pdf.

Rohde & Schwarz. (2025d). *Rs zv-z19x network analyzer test cables*. https://www.rohde-schwarz.com/es/productos/test-y-medida/cables-de-prueba/rs-zv-z19x-network-analyzer-test-cables_63493-418752.html.

Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG. (2020). *Fsh spectrum analyzer quick start guide [Manual de software informático]*. Descargado de <https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/>

dl_downloads/dl_common_library/dl_manuals/dl_getting_started/
FSH_QuickStartGuide_en_FW3.20.pdf (Firmware Version 3.20)

Rohde-Schwarz, S. I. J. . (2010). *Fundamentals of vector network analysis primer*. (Parámetros S y retardo de grupo)

RS Components. (2025). *Kit de conectores rf rs pro*. <https://cl.rsdelivers.com/product/rs-pro/kit-de-conectores-rf-rs-pro-contiene-30-rf-coaxial/5462920>.

Seiradakis, J. H., y Wielebinski, R. (2004). Morfología y características de los radiopúlsares. *The Astronomy and Astrophysics Review*, 12(4), 239–271. doi: 10.1007/s00159-004-0022-3

Silex Sistemas Telecomunicaciones. (2025). *Cable coaxial lmr400 fr lszh*. <https://silexst.com/producto/cable-coaxial-plmr400-fr-lszh/>.

Srikanth, S. (2021). An examination of radio telescope parameters and their significance [Conference paper]. Descargado de <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-85116258196&doi=10.1109%2fICEAA52647.2021.9539636&partnerID=40&md5=5bee48b42d75187afe3f254ec062f09e> doi: 10.1109/ICEAA52647.2021.9539636

Sullivan III, W. T. (2009). The history of radio telescopes, 1945-1990 [Article]. *Experimental Astronomy*. Descargado de <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-77949873680&doi=10.1007%2fs10686-009-9140-2&partnerID=40&md5=cde8d604331701bf1150135474ebf2b1> doi: 10.1007/s10686-009-9140-2

S-parameters – microwave encyclopedia. (s.f.). <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/s-parameters>. (Descripción de los 4 parámetros S en redes de dos puertos)

Taylor, J. R. (1997). *An introduction to error analysis: The study of uncertainties in physical measurements* (2nd ed.). University Science Books.

- Thompson, A. R., Moran, J. M., y Swenson, G. W. (2017a). *Interferometry and synthesis in radio astronomy* (3rd ed.). Springer. doi: 10.1007/978-3-319-44432-4
- Thompson, A. R., Moran, J. M., y Swenson, G. W. (2017b). Interferometry and synthesis in radio astronomy. En *Interferometry and synthesis in radio astronomy* (3rd ed., p. Specific pages optional). Springer. doi: 10.1007/978-3-319-44432-4
- Understanding s-parameters: S11, s22, s12, and s21.* (s.f.). <https://www.test-and-measurement-world.com/measurements/rf/understanding-s-parameters>. (Explicación técnica del significado de cada parámetro en sistemas de alta frecuencia)
- van der Veen, A.-J., Wijnholds, S. J., y Sardarabadi, A. M. (2019). *Signal processing for radio astronomy*. Springer. (Chapter 6 contains detailed discussion on correlation and FFT in radio-astronomy.) doi: 10.1007/978-3-319-91734-4_9
- Wilson, T. L., Rohlfs, K., y Hüttemeister, S. (2009). *Tools of radio astronomy* (5th ed.). Springer.
- Y. Chikada. (1991). Correlators for interferometry today and tomorrow. *ASP Conference Series*, 1-7.

Apéndices

1. Apéndice A: Uso del generador de señales SMB 100A.
2. Apéndice B: Selección de dispositivos que conforman el banco de pruebas.
3. Apéndice C: Calibración de VNA por medio de kit de calibración.
4. Apéndice D: Caracterización de cables por medio del VNA calibrado.
5. Apéndice E: Caracterización de dispositivos y arquitecturas del banco de pruebas.
6. Apéndice F: Diseño e implementación de Correlador XF en GNU Radio.
7. Apéndice G: Diseño e implementación de Correlador FX en GNU Radio.
8. Apéndice H: Resultados de implementación de los correladores digitales.
9. Apéndice I: Evaluación de ventanas aplicadas al bloque FFT.

ANEXO A: Uso del generador de señales SMB 100A.

El generador de señales SMB 100A es un dispositivo avanzado capaz de generar señales en un rango de frecuencias que abarca desde los 9 kHz hasta los 6 GHz. Este generador, que forma parte integral de las pruebas en sistemas de telecomunicaciones, no solo permite ajustar la frecuencia de la señal emitida, sino también controlar la potencia con la que esta es transmitida. Su versatilidad lo convierte en una herramienta esencial para aplicaciones que requieren señales de alta precisión en un amplio espectro de frecuencias. Además, su capacidad para operar en diferentes condiciones de prueba lo hace ideal para sistemas de correlación y análisis de señales en entornos controlados de laboratorio.

Para el uso del dispositivo primero se debe encender el dispositivo como se observa en la figura 1, para esto solo basta con asegurarse de que la conexión trasera se encuentra bien conectada además de que el switch se encuentre encendido y permita el paso de la corriente al dispositivo.



Figura 1. Botón de encendido del generador de señales.

Una vez encendido el dispositivo, se deben conectar los cables correspondientes al puerto de interés. En el caso de generar una señal de entrada a un sistema, se utiliza la salida RF de 50 Ω . A continuación, se configura la frecuencia de la señal generada, como se muestra en la figura 2. Para ello, se presiona el botón **FREQ** y se ajusta la frecuencia utilizando la perilla o el teclado.

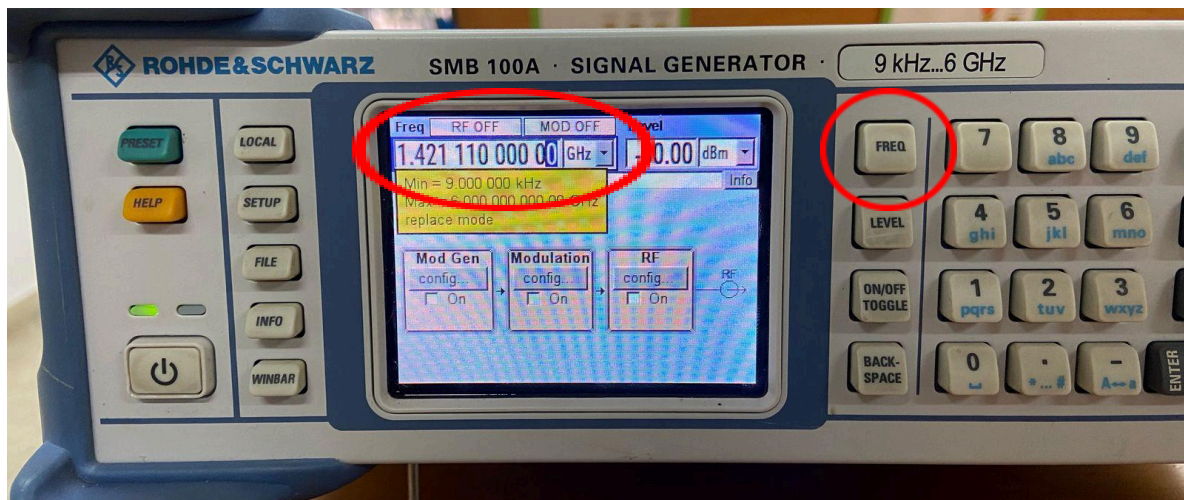


Figura 2. Ajuste de frecuencia en el generador de señales.

El ajuste de la potencia con la que se emite la señal es crucial, ya que muchos dispositivos, como los USRP, tienen una potencia máxima de entrada aceptada. Si este parámetro no se ajusta dentro del rango adecuado, podría dañar el puerto del dispositivo. En el caso del USRP B210 utilizado en este proyecto, la potencia máxima de recepción es de **-15 dBm (RX)** y la potencia máxima de transmisión es de **+20 dBm (TX)**. Por lo tanto, el ajuste de la potencia no debe superar este valor y, por buenas prácticas, se recomienda no acercarse demasiado a este límite.

Con el botón **LEVEL** se habilita la opción para ajustar la potencia de entrada del dispositivo, como se observa en la figura 3. Utilizando la perilla o el teclado, se puede ajustar tanto el valor de la potencia como las unidades de medida.

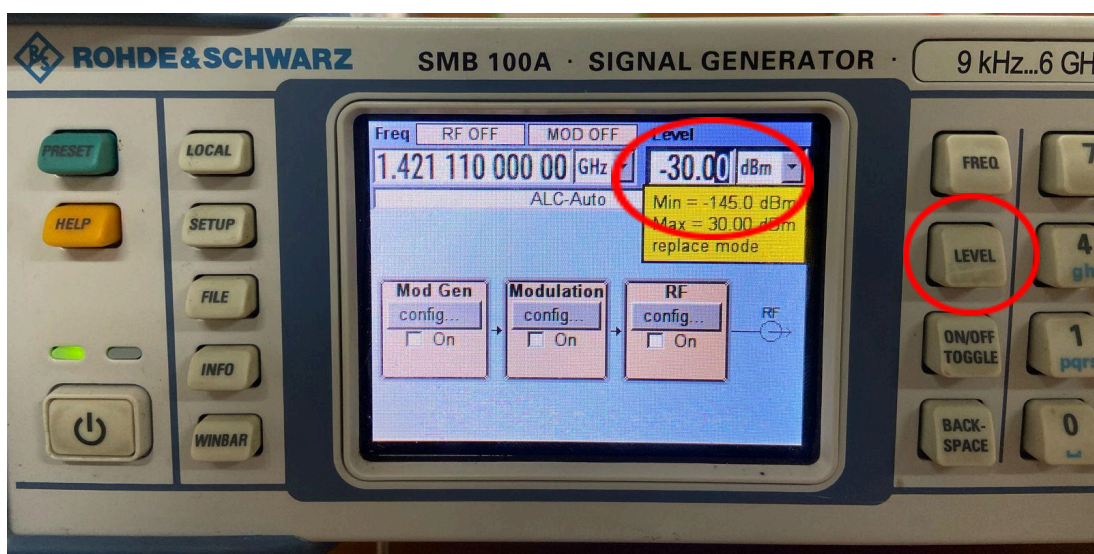


Figura 3. Ajuste de potencia a la señal de salida.



El generador de señales cuenta con un botón **RF ON/OFF**, el cual habilita o deshabilita la señal de salida. Para verificar si está activo, se puede observar en la pantalla, ya que, cuando está encendido, este apartado se muestra en color azul, como se puede ver en la figura 4.

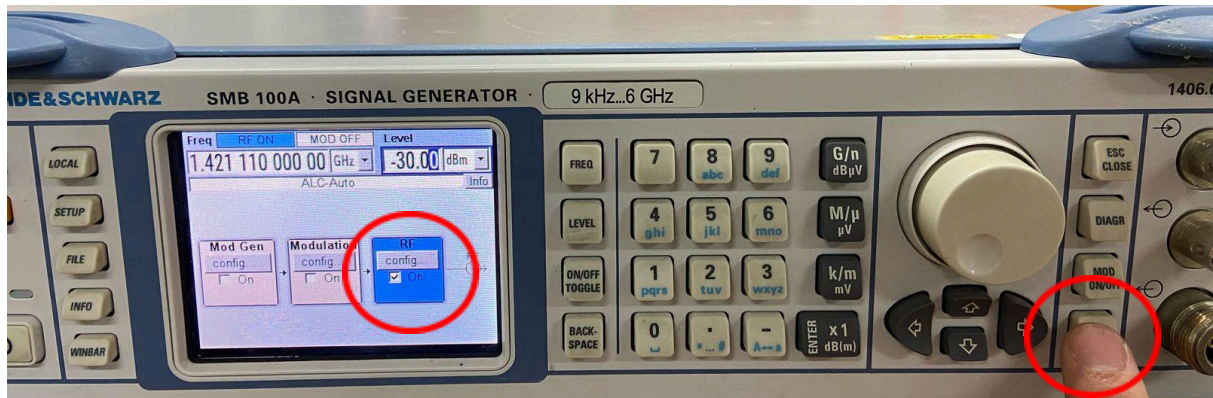
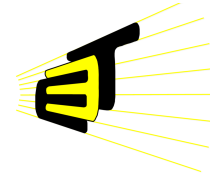


Figura 4. Encendido y apagado de la señal de salida en RF.

Al usar un generador de señales, es crucial ajustar correctamente la potencia de salida para no exceder la potencia máxima recomendada, evitando daños en el equipo, como en el caso del USRP B210, cuya potencia máxima de entrada es **-15 dB**. Además, siempre se deben conectar los cables de manera adecuada y asegurarse de que las conexiones estén firmemente ajustadas. El botón **RF ON/OFF** debe ser utilizado para habilitar o deshabilitar la señal de salida, y se debe verificar visualmente en la pantalla que esté activo, ya que aparecerá en color azul cuando esté encendido. Es importante ajustar la frecuencia correctamente con el botón **FREQ**, evitando ajustes bruscos que puedan generar señales fuera de los parámetros deseados. Asimismo, el generador debe usarse en un entorno controlado y libre de interferencias, realizando revisiones periódicas para asegurar su buen funcionamiento. Estos cuidados garantizan un uso seguro, eficiente y prolongado del dispositivo.



UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES

ANEXO B

Selección de dispositivos que conforman el banco de pruebas.

Autores:
Juan Manuel Tellez Calderón
William Andres Parra Rueda

1. Selección de componentes

Siguiendo la estructura del banco de pruebas que se puede observar en la Figura 1 en donde se observa la división por etapas, se procede con la selección de los componentes que conforman este.

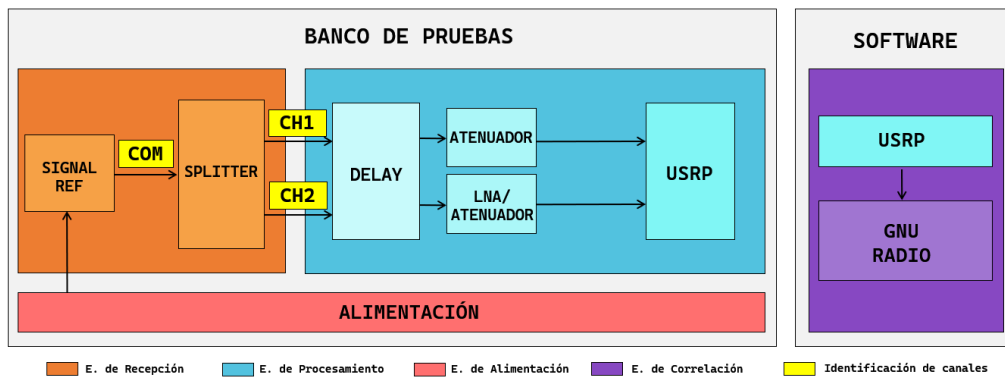


Figura 1: Diagrama de bloques diseñado para el montaje del banco de pruebas, dividiendo cada componente en etapas, en donde las etapas que destacan en esta sección son la de alimentación, recepción y procesamiento.

En las siguientes tablas se presentan los dispositivos disponibles en el laboratorio que fueron seleccionados para el montaje del banco de pruebas y para la caracterización de sus componentes. En la Tabla 1 se muestran los equipos utilizados en la etapa de recepción, junto con sus principales características técnicas e imágenes que facilitan su identificación.

Por su parte, la Tabla 2 corresponde a los dispositivos empleados en la etapa de procesamiento, donde se realizaron alteraciones controladas a las señales, como atenuación, retardo, amplificación e inyección de ruido. Estos elementos permitieron simular diferentes condiciones de propagación y evaluar el comportamiento del sistema frente a cada una de ellas.

Finalmente, en la Tabla 3 se resumen los instrumentos de medición utilizados para caracterizar los componentes del banco de pruebas. Estos equipos hicieron posible la obtención de parámetros relevantes, como atenuación, desfase, pérdidas por reflexión y forma de onda, lo que permitió verificar que las condiciones implementadas coincidieran con el diseño previsto y garantizaran un entorno de prueba controlado.

Nombre del componente	Imagen	Descripción
<p>Generador de señales SMB 100A</p>		<p>Generador de señales sinusoidales en un rango de 9 kHz hasta 6 GHz, que permite la modulación en frecuencia, amplitud, fase, entre otras. Ofrece una resolución de 0.001 Hz y un ajuste de potencia desde -145 dBm hasta +30 dBm.</p>
<p>Splitter de potencia QY-PS2-0,8/3-SI 800-3000 MHz</p>		<p>El <i>splitter</i> permite dividir la señal en dos canales casi idénticos, lo que posibilita modificar la señal por dos caminos diferentes, simulando así las señales que provendrían de dos antenas.</p>
<p>Cables Mini-Circuits 2416-2345</p>		<p>Los cables de Mini-Circuits cuentan con una mayor calidad, lo que permite obtener bajas pérdidas; por esta razón, se utilizan en los componentes iniciales del banco de pruebas.</p>
<p>KIT de conectores RF</p>		<p>Kit de conectores que incluye acoples universales y conectores de tipo SMA, UHF, BNC y tipo N, tanto machos como hembras. Se utilizan para acoplar los dispositivos y realizar las conexiones necesarias en el banco de pruebas.</p>

Tabla 1: Componentes seleccionados para la etapa de recepción en el banco de pruebas.

Nombre del componente	Imagen	Descripción
Cables coaxiales LMR400		<p>En el laboratorio se dispone de cables de distintas longitudes y calidades, de referencia LMR400, que permiten introducir retardos a la señal y así simular el desfase entre señales generado por la separación física entre las antenas.</p>
Atenuador -20 dB		<p>El atenuador de -20 dB permite reducir la amplitud de la señal, simulando un entorno con pérdidas significativas debido al medio de propagación.</p>
Amplificador de bajo ruido (LNA)		<p>El LNA (amplificador de bajo ruido) activo con una ganancia de +32 dB se incorpora en el sistema para compensar las pérdidas generadas. Esto permite analizar el comportamiento del sistema bajo condiciones de amplificación. Al ser un dispositivo activo, requiere una alimentación de +5 V.</p>
Radio USRP B210		<p>El radio B210 se utilizó por contar con dos entradas tipo RX y TX, permitiendo una potencia máxima de recepción de -15 dBm. Ofrece un ancho de banda instantáneo de hasta 56 MHz y admite un rango de frecuencias que va desde 70 MHz hasta 6 GHz.</p>

Tabla 2: Componentes seleccionados para la etapa de procesamiento en el banco de pruebas.

Nombre del componente	Imagen	Descripción
<p>Analizador de redes vectoriales VNA ZVL-Network Analyzer</p>		<p>El VNA permite extraer parámetros S de redes de dos puertos, además que sirve como analizador de espectros, con una resolución de 1 Hz y ajuste de número de puntos desde 2 a 4001, ancho de banda de 10 Hz hasta 500 kHz.</p>
<p>Kit de calibración VNA ZV-Z135</p>		<p>El kit de calibración ZV-Z135, diseñado para calibrar el VNA de la marca permite que la toma de los datos sea lo más precisa posible, realizando pruebas tipo OPEN, SHORT y MATCH.</p>
<p>Cables de baja pérdida ZV-Z192</p>		<p>Cable de la marca Rodhe el cual promete bajas pérdidas de la señal y es perfecto para calibrar el VNA.</p>
<p>Analizador de Espectros FSH20</p>		<p>El analizador de espectros portátil FSH20 cuenta con un rango de frecuencias desde 9 kHz hasta 20 GHz, fue usado para la medición de la potencia en los canales CH1 y CH2 del banco de pruebas.</p>

Tabla 3: Dispositivos seleccionados para la caracterización de todos los componentes.



ANEXO C - Informe: Calibración de VNA por medio de kit de calibración.

Juan Manuel Tellez Calderón - 2194235

William Andres Parra Rueda - 2184680

Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones

Universidad Industrial de Santander

1 de Octubre de 2024

Abstract

Este informe presenta una guía para la calibración del VNA del laboratorio de alta tensión de la Universidad Industrial de Santander. El VNA (Vector Network Analyzer) es un dispositivo usado en sistemas de RF y microondas para medir transmisión, reflexión, impedancia y pérdidas. Para obtener mediciones precisas, es crucial una calibración adecuada que compense errores sistemáticos. Dado su alto costo (24.995 €) [1], su manejo debe ser cuidadoso para evitar daños y garantizar resultados confiables.

1 Configuración inicial

En este informe se realizará el proceso de calibración del VNA antes de efectuar mediciones. Para ello, se debe conectar correctamente los cables ajustandolos bien, como se observa en la figura 1. Es importante verificar que las conexiones sean seguras y que no haya holguras en los conectores. Una vez realizada la conexión, el dispositivo debe estar encendido antes de proceder con la calibración. Cabe aclarar que es seguro realizar conexiones cuando el VNA está encendido, pero se recomienda evitar desconectar y reconectar los cables de calibración con el equipo apagado para prevenir errores en la calibración.

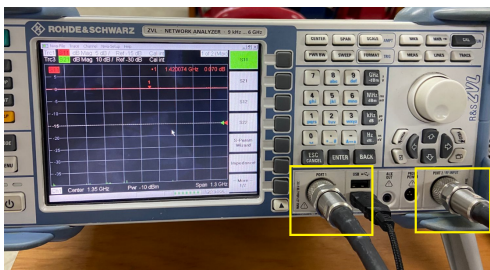


Fig. 1: Conexión de cable a calibrar.

Luego de tener el dispositivo bien conectado, se definen los parámetros que se van a medir. Para esto, se oprime el botón *meas* (ver figura 2), y luego se seleccionan los parámetros S (ver figura 3), que son comúnmente utilizados para la caracterización de un dispositivo. Para ello, se selecciona la opción *S-Param Wizard*.

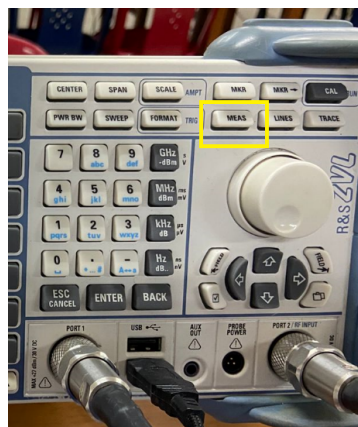


Fig. 2: Selección de mediciones en el VNA.

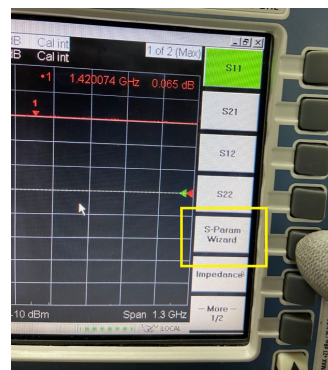


Fig. 3: Selección parámetros S.



Dentro de los parámetros, se deben seguir las instrucciones que muestra el VNA (ver figura 4). En primer lugar, se debe hacer clic en *Next*, luego seleccionar el display que sea conveniente. Para el caso de este informe, se utiliza *S-Matrix1*, el cual muestra todos los parámetros *S*. Después de esto, se deben ingresar las frecuencias de interés, tanto la frecuencia de inicio (*Start Frequency*) como la frecuencia de fin (*Stop Frequency*). Los otros dos parámetros (*Center Frequency* y *Frequency Span*) se ajustan automáticamente. Por último, se selecciona el número de puntos, que normalmente es el máximo que permite el VNA, es decir, 4001 puntos.

misma empresa que el VNA.



Fig. 6: Kit de caracterización ZV-Z135.

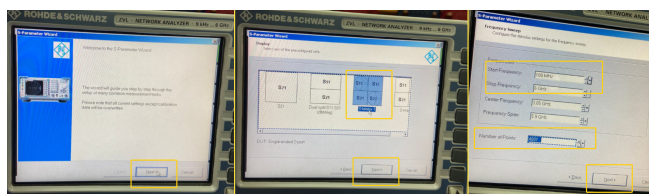


Fig. 4: Selección de display y frecuencias.

Para finalizar la configuración inicial, se debe seleccionar el tipo de caracterización que se desea realizar. Para fines prácticos y rápidos, se utiliza *Medium Speed And Dynamic Range* (Opción 2) (ver figura 5), la cual ofrece una buena resolución y no toma mucho tiempo. También se debe ajustar la potencia; para esto, basta con seleccionar si el dispositivo a caracterizar es activo o pasivo. Después de esto, depende si el dispositivo se calibrará de manera inmediata o no. Si se va a caracterizar de una vez, se debe seleccionar *Continue With Calibration*.

Conociendo el kit de calibración, se debe seleccionarlo en el VNA. En este caso, la librería del kit ya se encuentra dentro del VNA, por lo que solo se debe buscar y seleccionar, como se muestra en la figura 7.

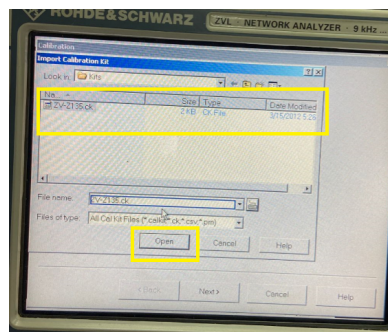


Fig. 7: Selección de kit de calibración ZV-Z135.

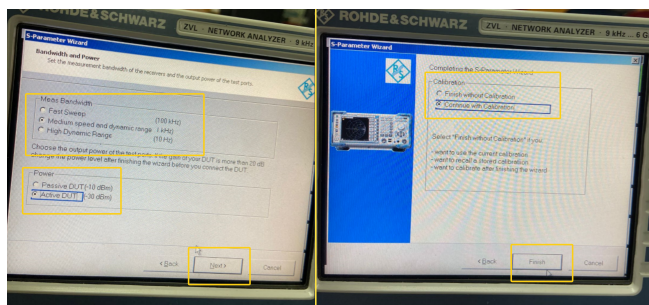


Fig. 5: Selección de rango, potencia y comenzar calibración.

2 Selección de kit para calibración.

El kit que se usa para calibrar el VNA es el ZV-Z135 [2], como se observa en la figura 6. Es un kit fabricado por la

Luego de esto, se debe asegurar que el kit esté configurado tanto para el puerto 1 como para el puerto 2, ya que ambos cables se caracterizan con el mismo kit y corresponden a estos puertos, como se muestra en la figura 8. Cuando todo esté listo, se puede presionar *Next* e iniciar con la calibración.

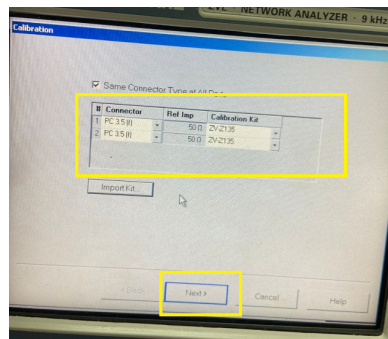


Fig. 8: Selección de kit para cada uno de los puertos.



3 Calibración

Para la calibración con este kit en particular (ver figura 7), se deben realizar 3 pruebas para cada puerto (Open, Short y Match) (ver figura 9). Cada uno de los puertos debe pasar por estas pruebas.

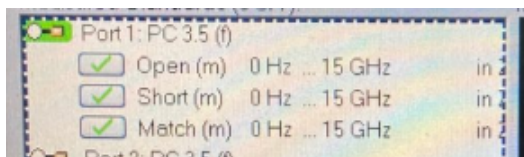


Fig. 9: Pruebas para cada puerto.

Para verificar si los puertos están calibrados, deben pasar cada una de las pruebas, conectando los componentes uno a uno y ejecutando cada prueba paso a paso, dependiendo del puerto que se esté calibrando. Cuando la calibración haya finalizado y sea correcta, se mostrará lo que se aprecia en la figura 10. Luego de esto, se presiona *Apply* y el sistema estará calibrado.

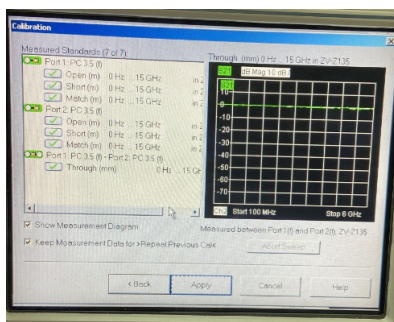


Fig. 10: Calibración exitosa.

4 Conclusión

Este informe presenta una guía para la calibración del VNA en el laboratorio de alta tensión de la Universidad Industrial de Santander. Mediante la correcta selección de parámetros y el uso del kit de calibración ZV-Z135, se realizan las pruebas Open, Short y Match para garantizar mediciones precisas. Un procedimiento adecuado no solo mejora la confiabilidad de los resultados en sistemas de RF y microondas, sino que también protege la integridad del equipo y optimiza su desempeño en futuras mediciones.

References

- [1] "Zvl13 rohde schwarz." [Online]. Available: <https://www.leasametric.com/en/product/rohde-et-schwarz-zvl13/>
- [2] "Kit de calibracion zv-z135." [Online]. Available: <https://www.tequipment.net/Rohde-&-Schwarz/ZV-Z135/Process/Calibration/>

ANEXO D - Caracterización de cables por medio del VNA calibrado.

En el siguiente informe se encuentra una guía para la caracterización de los cables disponibles por medio del VNA, este informe sigue la línea del manual [06_MAN_02_FEB_2025_G04](#), en donde se realiza la caracterización de los cables pero sin el VNA calibrado.

En primer lugar se calibra en VNA siguiendo la guía [02_LAB_01_OCT_2024_G04.pdf](#), para calibrar el VAN para caracterizar los cables, se selecciona la opción de dispositivos pasivos y se usa el kit de calibración ZV-135 que se observa en la figura 1.



Figura 1. Kit de calibración ZV-135.

Luego de calibrado, se aplican los cambios y así se procede a caracterizar cada uno de los cables observando el parámetro S21, en la figura 2 se observa en la parte superior la atenuación y en la parte inferior el retardo de grupo.

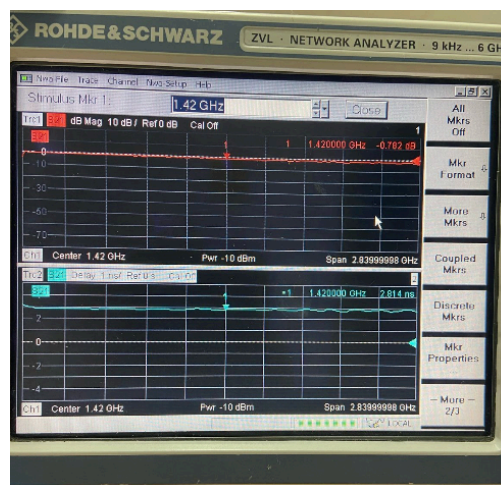


Figura 2. Kit de calibración ZV-135.

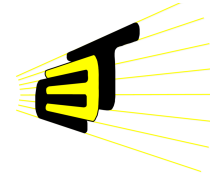


Nombre	Longitud	Frecuencia	Atenuación [-][dB]	Retardo de grupo [-][ns]	FUN
C1	1 [m]	1420 MHz	1.25	1.86	SI
C2	43.58 [m]	1420 MHz	42.28	51.40	SI
C3	1 [m]	1420 MHz	0.85	3.03	SI
C4	24.38 [m]	1420 MHz	26.70	17.71	SI
C5	0.7 [m]	1420 MHz	1.56	1.09	NO
C6	1.4 [m]	1420 MHz	1.14	4.85	SI
C7	1 [m]	1420 MHz	0.75	2.81	SI
C8	0.4 [m]	1420 MHz	0.155	0.069	SI
C9	1.2 [m]	1420 MHz	0.95	3.85	SI
C10	41.45 [m]	1420 MHz	40.31	0.2	SI
C11	36 [m]	1420 MHz	37.30	30.05	SN
C12	0.95 [m]	1420 MHz	0.82	1.82	SI
C13	1 [m]	1420 MHz	0.850 dB	1.990 ns	NO
C14	1 [m]	1420 MHz	0.36	2.37	SI
C15	0.97 [m]	1420 MHz	1.64	2.03	SI
C16	1.01 [m]	1420 MHz	1.24	2.94	SI
C17	1.6 [m]	1420 MHz	-30.8 dB	9.05 ns	
C18	1.1 [m]	1420 MHz	2.48	3.27	SN
C19	1 [m]	1420 MHz	0.85	3.044	SI
C20	0.98 [m]	1420 MHz	-2.76 dB	1.85 ns	SI
C21	0.98 [m]	1420 MHz	3.67	1.82	SI
C22	0.98 [m]	1420 MHz	0.98	3.05	SI
C23	0.93 [m]	1420 MHz	0.36	1.81	NO
C24	37.79 [m]	1420 MHz	37.56	20.55	SI
C25	38.404 [m]	1420 MHz	37.69	16.28	SI
C26	18.89 [m]	1420 MHz	19.33	26.30	SI

Tabla 1. Caracterización de cables con VNA calibrado.



En la tabla 1 se observa los datos recopilados luego de caracterizar los cables, estos datos son diferentes a los obtenidos en el documento [06_MAN_02_FEB_2025_G04](#), donde la adquisición de datos se realizó con el VNA pero sin que se encontrara calibrado, es por esto que los datos obtenidos son irrelevantes en comparación con estos.



UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES

Anexo E:

**Caracterización de dispositivos y arquitecturas del
banco de pruebas.**

Autores:
William Andres Parra Rueda
Juan Manuel Tellez Calderón

1. Introducción

En este documento se describe de manera detallada el proceso de caracterización de los componentes y estructuras que conforman el banco de pruebas diseñado para el desarrollo del sistema de correlación. La caracterización se llevó a cabo tanto a nivel individual, evaluando el comportamiento de cada componente por separado, como a nivel de conjunto, verificando el desempeño de los canales completos que integran dichos elementos.

Para los componentes individuales como conectores SMA, divisores de potencia y atenuadores se realizaron mediciones de atenuación y retardo de grupo utilizando un analizador de redes vectoriales (VNA) (1), lo cual permitió determinar su respuesta en la banda de interés y establecer una línea base para su desempeño. Por otra parte, la caracterización de los conjuntos de elementos conectados en cada canal del banco de pruebas se efectuó con un analizador de espectros FSH20, midiendo la atenuación total del trayecto con el fin de verificar cuánta potencia está siendo entregada efectivamente a la salida de cada canal.

2. Caracterización de componentes

Para llevar a cabo el proceso de caracterización individual de los componentes, se utilizó un Analizador de Redes Vectorial (VNA)(1), evaluando principalmente el parámetro S21, correspondiente a los parámetros de transmisión. A partir de este se extrajeron dos medidas clave: la atenuación y el retardo de grupo.

La atenuación indica la pérdida de potencia que sufre una señal al atravesar un componente, y se expresa en decibelios (dB); es un parámetro esencial para conocer cuánta señal se conserva a lo largo del sistema. Por otro lado, el retardo de grupo representa el tiempo que tarda una señal en propagarse a través del componente y se relaciona con la variación de la fase respecto a la frecuencia; es crucial para analizar la dispersión temporal en sistemas de alta frecuencia.

Antes de iniciar las mediciones, se llevó a cabo el proceso de calibración del VNA utilizando un kit de calibración especializado, con el propósito de eliminar errores sistemáticos asociados al sistema de medición, como pérdidas por cables, conectores y adaptadores. Esta calibración es fundamental para garantizar la precisión y confiabilidad de los resultados obtenidos en los parámetros S21. El procedimiento completo de calibración se encuentra descrito en detalle en el ANEXO D.

En las Tablas 1, 2 y 3 se presenta la caracterización individual de los componentes que integran el banco de pruebas. En estas tablas se incluye el nombre de cada dispositivo, acompañado por sus valores de atenuación y retardo de grupo, obtenidos a una frecuencia de interés de 1420 MHz. Además, se incorpora una imagen de cada medición, en la que se observa el comportamiento específico del dispositivo a dicha frecuencia.

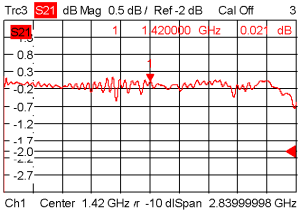
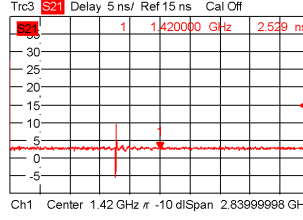
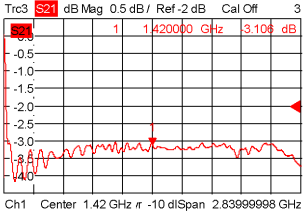
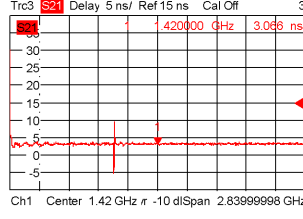
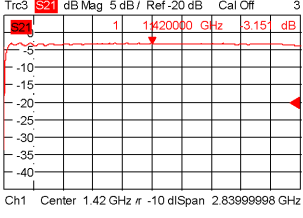
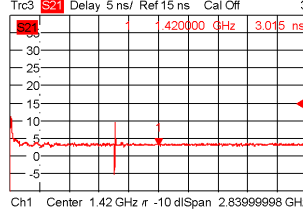
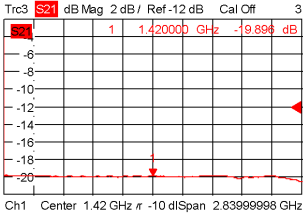
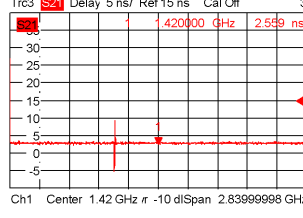
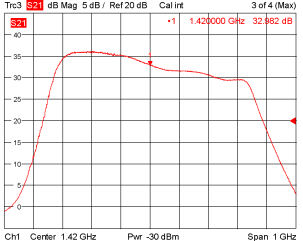
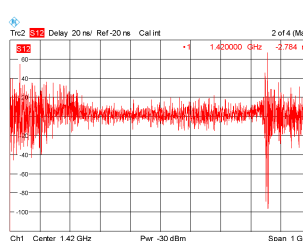
Dispositivo	Parámetro S21	
	Atenuación	Retardo de grupo
Conector SMA	 <p>Trc3 S21 dB Mag 0.5 dB / Ref -2 dB Cal Off 3 1 1.42000 GHz 0.02 dB Ch1 Center 1.42 GHz π -10 dISpan 2.83999998 GHz</p>	 <p>Trc3 S21 Delay 5 ns / Ref 15 ns Cal Off 3 1 1.42000 GHz 2.529 ns Ch1 Center 1.42 GHz π -10 dISpan 2.83999998 GHz</p>
	Atenuación de 0.021 dB	Retardo de 2.529 ns
Splitter COM - RF1	 <p>Trc3 S21 dB Mag 0.5 dB / Ref -2 dB Cal Off 3 1 1.42000 GHz 3.106 dB Ch1 Center 1.42 GHz π -10 dISpan 2.83999998 GHz</p>	 <p>Trc3 S21 Delay 5 ns / Ref 15 ns Cal Off 3 1 1.42000 GHz 3.066 ns Ch1 Center 1.42 GHz π -10 dISpan 2.83999998 GHz</p>
	Atenuación de 3.106 dB	Retardo de 3.066 ns
Splitter COM - RF2	 <p>Trc3 S21 dB Mag 5 dB / Ref -20 dB Cal Off 3 1 1.42000 GHz 3.151 dB Ch1 Center 1.42 GHz π -10 dISpan 2.83999998 GHz</p>	 <p>Trc3 S21 Delay 5 ns / Ref 15 ns Cal Off 3 1 1.42000 GHz 3.015 ns Ch1 Center 1.42 GHz π -10 dISpan 2.83999998 GHz</p>
	Atenuación de 3.151 dB	Retardo de 3.015 ns
Atenuador 20 dB	 <p>Trc3 S21 dB Mag 2 dB / Ref -12 dB Cal Off 3 1 1.42000 GHz 19.896 dB Ch1 Center 1.42 GHz π -10 dISpan 2.83999998 GHz</p>	 <p>Trc3 S21 Delay 5 ns / Ref 15 ns Cal Off 3 1 1.42000 GHz 2.559 ns Ch1 Center 1.42 GHz π -10 dISpan 2.83999998 GHz</p>
	Atenuación de 19.896 dB	Retardo de 2.559 ns
LNA 32 dB	 <p>Trc3 S21 dB Mag 5 dB / Ref 20 dB Cal Int 3 of 4 (Max) 1 1.42000 GHz 32.982 dB Ch1 Center 1.42 GHz Pwr -30 dBm Span 1 GHz</p>	 <p>Trc3 S21 Delay 20 ns / Ref -20 ns Cal Int 2 of 4 (Max) 1 1.42000 GHz 2.784 ns Ch1 Center 1.42 GHz Pwr -30 dBm Span 1 GHz</p>
	Implicación 32.982 dB	Retardo de 2.784 ns

Tabla 1: Caracterización de dispositivos mediante el VNA, observado atenuación y retardo de grupo del splitter, conectores y atenuadores.

Dispositivo	Parámetro S21	
	Atenuación	Retardo de grupo
Cable 1 SMA	<p>Trc3 S21 dB Mag 10 dB / Ref0 dB Cal int 3 1 1.420000 GHz 0.308 dB Ch1 Center 1.424999995 GHzSpan 2.82999999 GHz</p>	<p>Trc2 S21 Delay 1 ns / Ref0 s Cal int 2 1 1.420000 GHz 1.041 ns Ch1 Center 1.424999995 GHzSpan 2.82999999 GHz</p>
	Atenuación de -0.308 dB	Retardo de 1.041 ns
Cable 2 Mini-Circuits FL086-6SM+2416	<p>Trc3 S21 dB Mag 10 dB / Ref0 dB Cal int 3 1 1.420000 GHz 0.233 dB Ch1 Center 1.424999995 GHzSpan 2.82999999 GHz</p>	<p>Trc2 S21 Delay 1 ns / Ref0 s Cal int 2 Mem5[Trc2] S21 Delay 1 ns / Ref0 s Invisible 1 1.420000 GHz 811.25 ps Ch1 Center 1.424999995 GHzSpan 2.82999999 GHz</p>
	Atenuación de -0.233 dB	Retardo de 0.811 ns
Cable 3 Mini-Circuits FL086-6SM+2416	<p>Trc3 S21 dB Mag 10 dB / Ref0 dB Cal int 3 1 1.420000 GHz 0.301 dB Ch1 Center 1.424999995 GHzSpan 2.82999999 GHz</p>	<p>Trc2 S21 Delay 1 ns / Ref0 s Cal int 2 Mem5[Trc2] S21 Delay 1 ns / Ref0 s Invisible 1 1.420000 GHz 890.26 ps Ch1 Center 1.424999995 GHzSpan 2.82999999 GHz</p>
	Atenuación de -0.301 dB	Retardo de 0.890 ns
Cable 4 Mini-Circuits 141-5SMRC+2345	<p>Trc3 S21 dB Mag 10 dB / Ref0 dB Cal int 3 1 1.420000 GHz 0.431 dB Ch1 Center 1.424999995 GHzSpan 2.82999999 GHz</p>	<p>Trc2 S21 Delay 1 ns / Ref0 s Cal int 2 Mem5[Trc2] S21 Delay 1 ns / Ref0 s Invisible 1 1.420000 GHz 1.207 ns Ch1 Center 1.424999995 GHzSpan 2.82999999 GHz</p>
	Atenuación de -0.431 dB	Retardo de 1.207 ns

Tabla 2: Caracterización de cables usados para el montaje del banco de pruebas, observando atenuación y retardo de grupo.

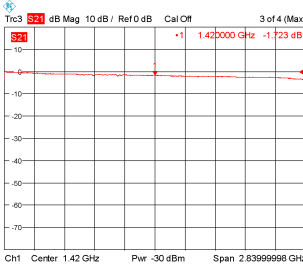
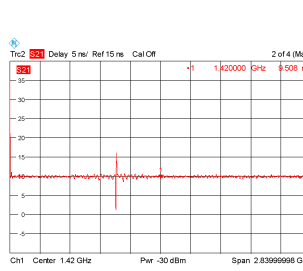
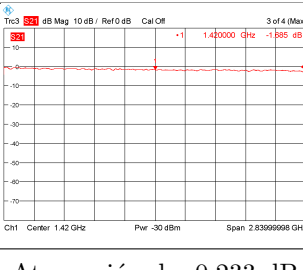
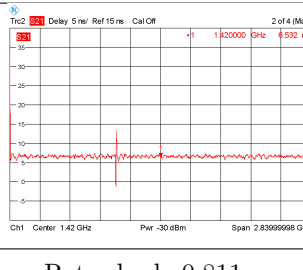
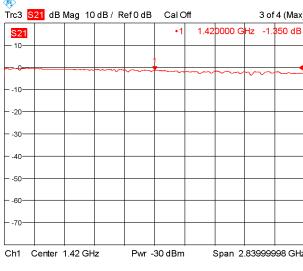
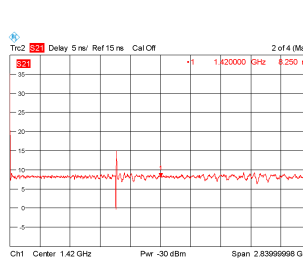
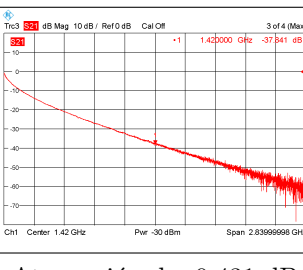
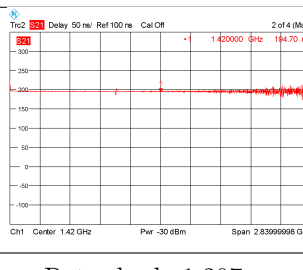
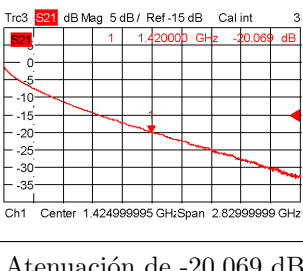
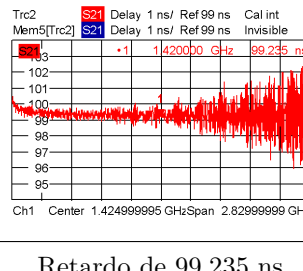
Dispositivo	Parámetro S21	
	Atenuación	Retardo de grupo
Cable C6 SMA	 <p>Trc3 S21 dB Mag 10 dB / Ref 0 dB Cal Off 3 of 4 (Max) S21 +1 1.420000 GHz -1.223 dB Ch1 Center 1.42 GHz Pwr -30 dBm Span 2.83999998 GHz</p>	 <p>Trc2 S21 Delay 5 ns/ Ref 15 ns Cal Off 2 of 4 (Max) S21 +1 1.420000 GHz 4.502 ns Ch1 Center 1.42 GHz Pwr -30 dBm Span 2.83999998 GHz</p>
	Atenuación de -0.308 dB	Retardo de 1.041 ns
Cable C12 SMA	 <p>Trc3 S21 dB Mag 10 dB / Ref 0 dB Cal Off 3 of 4 (Max) S21 +1 1.420000 GHz -1.885 dB Ch1 Center 1.42 GHz Pwr -30 dBm Span 2.83999998 GHz</p>	 <p>Trc2 S21 Delay 5 ns/ Ref 15 ns Cal Off 2 of 4 (Max) S21 +1 1.420000 GHz 4.532 ns Ch1 Center 1.42 GHz Pwr -30 dBm Span 2.83999998 GHz</p>
	Atenuación de -0.233 dB	Retardo de 0.811 ns
Cable C22 SMA	 <p>Trc3 S21 dB Mag 10 dB / Ref 0 dB Cal Off 3 of 4 (Max) S21 +1 1.420000 GHz -1.350 dB Ch1 Center 1.42 GHz Pwr -30 dBm Span 2.83999998 GHz</p>	 <p>Trc2 S21 Delay 5 ns/ Ref 15 ns Cal Off 2 of 4 (Max) S21 +1 1.420000 GHz 4.250 ns Ch1 Center 1.42 GHz Pwr -30 dBm Span 2.83999998 GHz</p>
	Atenuación de -0.301 dB	Retardo de 0.890 ns
Cable C24 SMA	 <p>Trc3 S21 dB Mag 10 dB / Ref 0 dB Cal Off 3 of 4 (Max) S21 +1 1.420000 GHz -37.841 dB Ch1 Center 1.42 GHz Pwr -30 dBm Span 2.83999998 GHz</p>	 <p>Trc2 S21 Delay 50 ns/ Ref 100 ns Cal Off 2 of 4 (Max) S21 +1 1.420000 GHz 184.70 ns Ch1 Center 1.42 GHz Pwr -30 dBm Span 2.83999998 GHz</p>
	Atenuación de -0.431 dB	Retardo de 1.207 ns
Cable C26 SMA	 <p>Trc3 S21 dB Mag 5 dB / Ref -15 dB Cal int 3 S21 +1 1.420000 GHz -20.069 dB Ch1 Center 1.424999995 GHz Span 2.829999999 GHz</p>	 <p>Trc2 Mem5(Trc2) S21 Delay 1 ns/ Ref 99 ns Cal int 2 S21 +1 1.420000 GHz 99.235 ns Ch1 Center 1.424999995 GHz Span 2.829999999 GHz</p>
	Atenuación de -20.069 dB	Retardo de 99.235 ns

Tabla 3: Caracterización de cables coaxiales (SMA y BNC) usados para el montaje del banco de pruebas, observando atenuación y retardo de grupo.

En las Tablas 4 y 5 se presenta la caracterización de cada uno de los canales de las pruebas (llamadas PR) que componen el banco de pruebas. Para ello, se realizó la medición del sistema completo por canal, utilizando el analizador de espectros R&S FSH20. En esta etapa, el análisis se centró exclusivamente en la atenuación total, considerando únicamente la potencia real entregada por cada canal a la salida del banco de pruebas. De este modo, fue posible evaluar de forma global las pérdidas acumuladas en cada trayecto, lo cual resulta esencial para garantizar un balance adecuado entre canales antes del proceso de correlación.

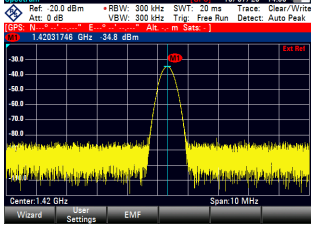
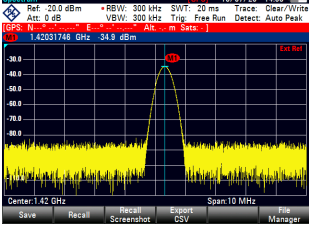
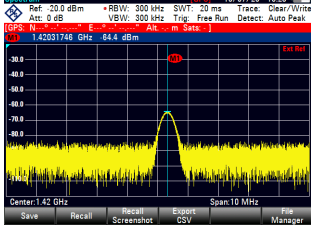
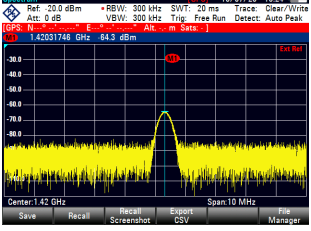
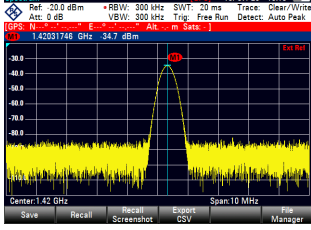
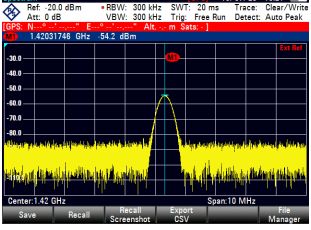
Pruebas	Canal 1 (RF1)	Canal 2 (RF2)
Prueba 1		
Prueba 2		
Prueba 3		

Tabla 4: Caracterización de atenuación realizada a cada canal de cada una de las pruebas del banco de pruebas.

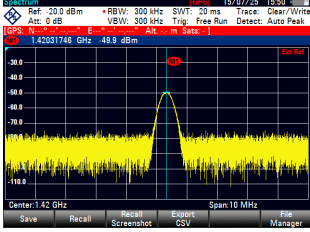
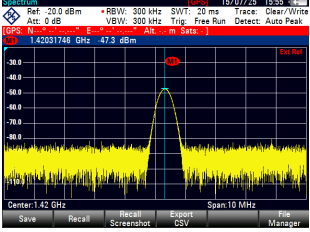

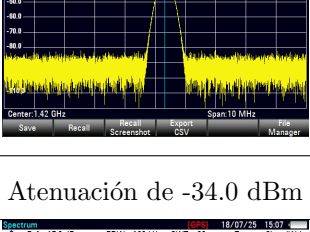
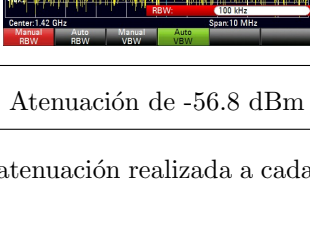
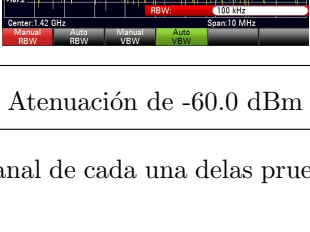
Pruebas	Canal 1 (RF1)	Canal 2 (RF2)
Prueba 4		
	Atenuación de -49.9 dBm	Atenuación de -47.3 dBm
Prueba 5		
	Atenuación de -53.9 dBm	Atenuación de -34.0 dBm
Prueba 6		
	Atenuación de -56.8 dBm	Atenuación de -60.0 dBm

Tabla 5: Caracterización de atenuación realizada a cada canal de cada una de las pruebas del banco de pruebas.

3. Análisis de resultados

A partir de los resultados obtenidos en las Tablas 1, 2 y 3, se puede observar cómo cada componente influye de manera distinta en la propagación de la señal. En general, los valores de atenuación se encuentran dentro del rango esperado para dispositivos pasivos operando a 1420 MHz, aunque algunos elementos presentan pérdidas ligeramente superiores, lo cual puede ser atribuido a condiciones físicas como el desgaste de los conectores o la calidad del acoplamiento.

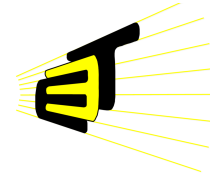
Por otro lado, el retardo de grupo varía de forma significativa entre los diferentes componentes, especialmente en el caso de los cables coaxiales, donde la longitud y el tipo de construcción del cable tienen un efecto directo sobre el tiempo de propagación de la señal. Este parámetro es crítico en aplicaciones de interferometría y correlación, ya que cualquier diferencia en el retardo entre canales puede provocar desfases que afecten la coherencia de la señal al momento de la correlación.

La caracterización precisa de estos parámetros permitió identificar y compensar desequilibrios entre los caminos de señal, asegurando que el sistema funcione de manera simétrica. Esta información también fue utilizada para seleccionar adecuadamente los cables y dispositivos que forman parte de la arquitectura experimental, minimizando errores sistemáticos en la medición y comparación de las señales.

Con la caracterización de todos los componentes, tanto de forma individual como a lo largo de la cadena completa de cada canal para cada una de las pruebas que componen el banco de pruebas, se garantiza que el sistema es completamente conocido. Esto permite certificar que la señal entregada en cada puerto de salida del banco de pruebas tiene propiedades conocidas y controladas, lo que es fundamental para validar los resultados del sistema de correlación desarrollado

Referencias

- [1] Rohde Schwarz, “Rs zvl vector network analyzer.” [Online]. Available: https://www.rohde-schwarz.com/ae/products/test-and-measurement/network-analyzers/rs-zvl-vector-network-analyzer_63493-9014.html
- [2] SilexST - Silex System Telecom, “Cable coaxial lmr400.” [Online]. Available: <https://silexst.com/producto/cable-coaxial-plmr400/>
- [3] Koax24, “Conectores rf sma.” [Online]. Available: <https://www.koax24.de/es/informacion-del-producto/conectores/vista-general/conectores-rf/sma.html>
- [4] amazon, “Atenuador sma-jk6g - 20db.” [Online]. Available: <https://www.amazon.com/-/es/Atenuador-coaxial-macho-hembra-6GHz/dp/B0CYZK25KB>
- [5] “Usrc b210 kit.” [Online]. Available: <https://www.ettus.com/all-products/ub210-kit/>
- [6] “Rs smb100a microwave signal generator.” [Online]. Available: https://www.rohde-schwarz.com/es/productos/test-y-medida/generadores-de-senales-analogicas/rs-smb100a-microwave-signal-generator_63493-9379.html



UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES

ANEXO F

Diseño e implementación de Correlador XF en GNU
Radio.

Autores:
Juan Manuel Tellez Calderón
William Andres Parra Rueda

1. INTRODUCCIÓN

La correlación es un concepto que aparece en varios contextos (estadística, procesamiento de señales, radioastronomía, etc.), pero en esencia describe el grado en que dos señales, variables o conjuntos de datos están relacionadas o se parecen. En radioastronomía se usan radiotelescopios para indagar el espacio profundo, estudiar galaxias, agujeros negros, entre otras (cosas), para así obtener un espectro o una imagen. Existe una técnica particular llamada interferometría, que tiene como objetivo mejorar la resolución angular de los radiotelescopios. En sistemas de radiocomunicación y, particularmente, en aplicaciones de radioastronomía, es fundamental analizar y comparar señales provenientes de múltiples receptores. La correlación cruzada entre estas señales permite extraer información sobre la dirección, coherencia y características espectrales de las fuentes de emisión. Para ello, se emplean sistemas llamados *correladores*, que calculan la similitud temporal o espectral entre pares de señales.

El correlador FX es una arquitectura ampliamente utilizada en interferometría por su eficiencia computacional y escalabilidad. Su nombre proviene de la secuencia de procesamiento que implementa: primero realiza una Transformada Rápida de Fourier (FFT, por sus siglas en inglés) sobre cada una de las señales (\mathbf{F}), y luego multiplica una por el conjugado complejo de la otra (\mathbf{X}). Esta operación produce una representación espectral de la correlación cruzada, facilitando el análisis de señales periódicas o de banda estrecha, como las detectadas por sistemas de radiofrecuencia.

A diferencia de los correladores XF, que realizan la correlación en el dominio del tiempo antes de aplicar la FFT, el enfoque FX reduce considerablemente la carga computacional, especialmente en sistemas multicanal o con grandes anchos de banda. Además, permite implementar técnicas de corrección de fase, calibración de ganancia y análisis espectral con mayor flexibilidad.

En este informe se presenta el diseño, simulación y validación de un correlador FX implementado en GNU Radio. Se analiza su comportamiento frente a señales cosenoidales con diferentes fases y amplitudes, evaluando la consistencia de sus resultados con los modelos teóricos de correlación espectral. Asimismo, se incluyen los fundamentos matemáticos que sustentan su funcionamiento y su aplicación en contextos reales de medición y procesamiento de señales.

2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS

Un correlador XF tiene como objeto encontrar un retardo o lag, en el cual las señales se encuentren alineadas en fase y grosso modo la correlación sea máxima. Sea $V_1(t)$ una señal de referencia en el tiempo y $V_2(t - \tau)$ una señal desplazada con respecto a la referencia (1), la función de correlación esta descrita mediante la ecuación 1, donde la correlacion es maxima cuando las señales se encuentran en fase, es decir, cuando $\tau = 0$.

$$r(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T}^T V_1(t) * V_2^*(t - \tau) dt \quad (1)$$

Al discretizar esta función para poder implementarla en GNU Radio, se obtiene la ecuación 2 la cual corresponde a la correlación cruzada en el dominio discreto.

$$r(\tau) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N + 1} \sum_{n=-N}^N V_1(n) * V_2^*(n - k) \quad (2)$$

Donde N corresponde al numero de muestras, k es el lag en muestras que se desplaza la señal para que la correlación sea máxima y n es el indice de muestra.

Las ecuaciones 1 y 2 describen la correlacion cruzada entre dos señales, la cual es la mitad de un correlador XF y corresponde a la parte X. Luego de obtener la función $r(\tau)$ se pasa al dominio de la frecuencia por medio de la ecuación 3 que describe la FFT, con este proceso se obtiene la parte F del correlador.

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} kn}, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (3)$$

En GNU Radio la implementación de la FFT se puede realizar mediante el bloque por defecto que trae el software, el cual implementa la ecuación 3 de manera directa.

3. IMPLEMENTACIÓN EN GNU RADIO

Sea IN_0 la señal de referencia y IN_1 la señal desplazada. Se puede implementar una técnica para corregir el desfase entre ambas señales y así obtener la correlación máxima en todo momento. Esta técnica consiste en calcular un factor de desplazamiento (lag) restando IN_0 y IN_1 , y luego aplicar una envolvente compleja cuya fase sea igual al lag. De esta forma, se compensa el desfase de IN_1 para que quede alineada en fase con IN_0 . Como resultado, las señales permanecen sincronizadas en fase, lo que garantiza que la correlación sea máxima en todo momento. En la Figura 1 se muestra el diagrama de bloques que describe este proceso.

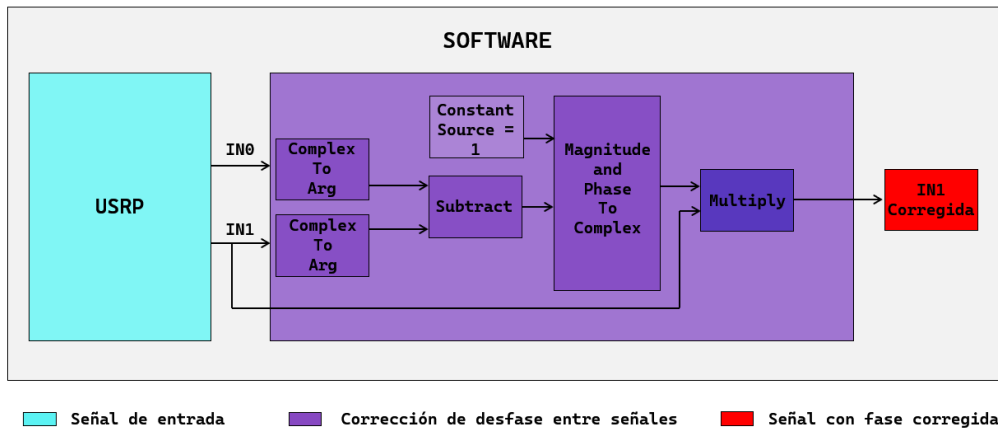


Figura 1: Diagrama de bloques diseñado para la corrección de fase entre una señal de referencia y una señal desfasada. Las señales complejas provenientes del USRP se procesan mediante bloques que extraen su fase. La diferencia de fase entre ambas señales se utiliza para generar una envolvente compleja de módulo uno, que se aplica a la señal desfasada para obtener una versión corregida en fase.

Cuando las señales se encuentran alineadas en fase, se procede a realizar la parte X del proceso, correspondiente a la correlación cruzada de las señales (Ecuación 2). Esta operación consiste en multiplicar el conjugado de la señal IN_1 por IN_0 . Tras la multiplicación conjugada, se realiza un barrido por todos los puntos de la FFT, lo que corresponde a la sumatoria indicada en la ecuación. Este procedimiento se implementa mediante dos bloques nativos de GNU Radio: *Multiply Conjugate*, que efectúa la multiplicación, y *Moving Average*, que realiza la sumatoria. Estos bloques se ilustran en la Figura 2.

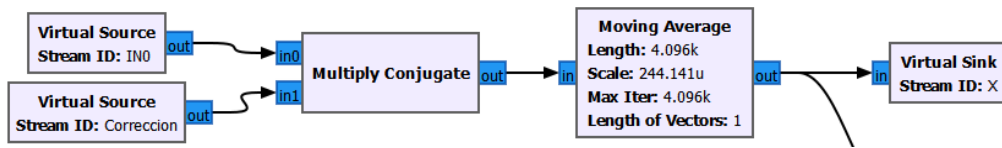


Figura 2: Bloques implementados en GNU Radio correspondientes a la correlación cruzada entre las señales IN_0 e IN_1 .

Con el resultado obtenido en este proceso, resta calcular la FFT de la señal obtenida por la correlación cruzada, denominada X . Para ello, se utiliza el bloque por defecto

de GNU Radio *FFT*, que aplica internamente la Ecuación 3. Dado que el resultado que se desea visualizar es en dBm, es necesario realizar un ajuste matemático para que las unidades sean adecuadas para la representación. Este ajuste se implementa mediante el diagrama de bloques mostrado en la Figura 3, donde A corresponde a la amplitud de la señal X , N son el numero de puntos de la FFT que se usa en el proceso para el caso de este correlador $N = 4096$, $R = 50$ que va acorde al acople de impedancias del sistema (comunmente en RF la impedancia es de 50).

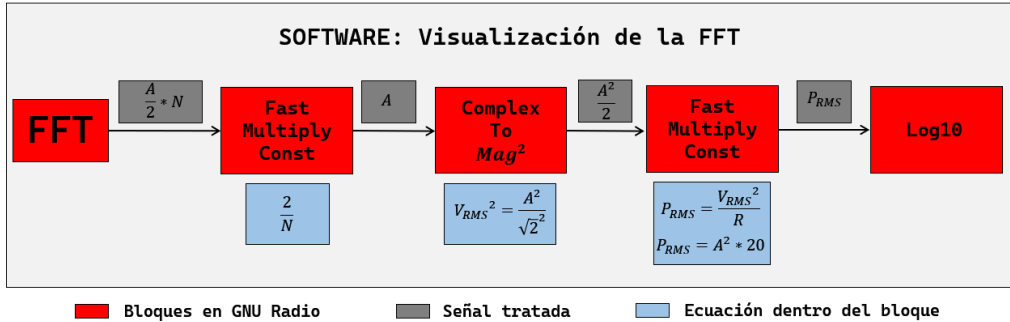


Figura 3: Diagrama de bloques para el ajuste que permite observar la FFT en dBm. En este flujo, la señal se normaliza utilizando el bloque *Fast Multiply Const*; posteriormente, se obtiene su valor RMS^2 mediante el bloque *Complex To Mag²*. Luego, se calcula la potencia multiplicando por 10 con otro bloque *Fast Multiply Const* y, finalmente, se convierte a dBm utilizando el bloque *Log10*.

La implementación del diagrama de bloques para visualizar la FFT en dBm se muestra en la Figura 4. En ella se puede observar la vista en GNU Radio junto con cada uno de los pasos descritos anteriormente.

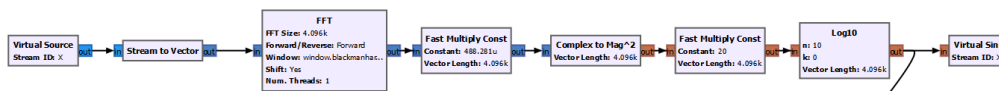


Figura 4: Flujograma en GNU Radio implementando el diagrama de bloques que se observa en la Figura 3.

Finalmente, se diseñaron dos esquemas de procesamiento en GNU Radio, cuya principal diferencia radica en las señales de entrada y en una compensación aplicada al esquema correspondiente a señales reales. Esta compensación fue necesaria debido a que la señal de entrada no se visualizaba correctamente, ya que el radio introduce una ganancia interna que no fue posible ajustar directamente. Por este motivo, se aplicó una corrección externa para estabilizar la señal observada. En uno de los esquemas, las señales de entrada son generadas mediante bloques *Signal Source*, los cuales producen señales digitales de forma interna y controlada. En el otro esquema, la señal de entrada proviene de un bloque *USRP Source*, el cual recibe datos reales capturados por el radio definido por software (SDR).

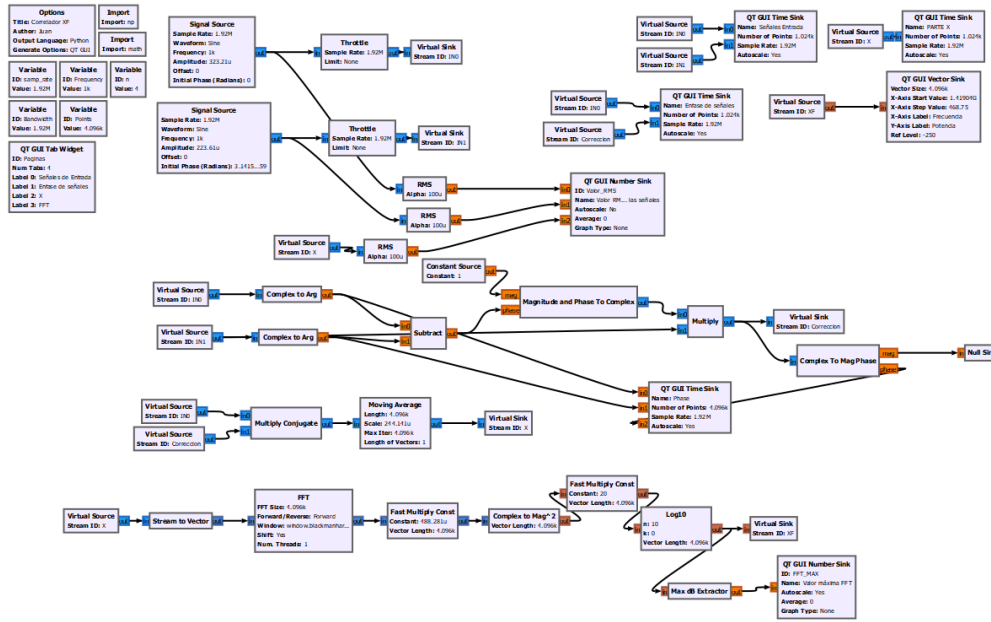


Figura 5: Flujograma general de correlador XF con señales generadas digitalmente.

En la Figura 5 se encuentra el flujograma general correspondiente al correlador XF en versión simulación, es decir, las señales son simuladas. Por otro lado en la Figura 6 se observa la versión de correlador para señales reales, en donde las señales son procesadas mediante un radio o USRP para su digitalización.

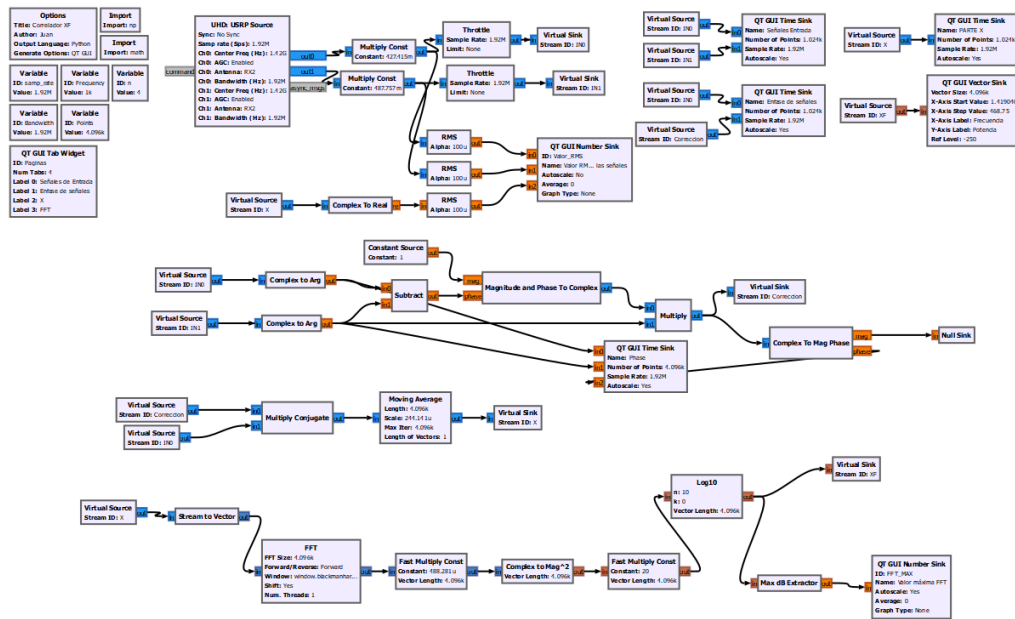
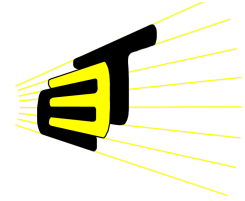


Figura 6: Flujograma general de correlador XF con señales reales procesadas por USRP.

Referencias

- [1] A. S. Nair and S. Paul, "A study on data correlation for interferometric observations like vlbi and delta-dor applications and the correlation analysis of xf correlator," in *2017 International Conference on Networks & Advances in Computational Technologies (NetACT)*. IEEE, 2017, pp. 401–411.



UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
DE TELECOMUNICACIONES

ANEXO G

**Diseño e implementación de Correlador FX en
GNU Radio.**

Autores:

William Andres Parra Rueda

Juan Manuel Tellez Calderón

1. INTRODUCCIÓN

En sistemas de radiocomunicación y, particularmente, en aplicaciones de radioastronomía, es fundamental analizar y comparar señales provenientes de múltiples receptores. La correlación cruzada entre estas señales permite extraer información sobre la dirección, coherencia y características espectrales de las fuentes de emisión. Para ello, se emplean sistemas llamados *correladores*, que calculan la similitud temporal o espectral entre pares de señales.

El correlador FX es una arquitectura ampliamente utilizada en interferometría por su eficiencia computacional y escalabilidad. Su nombre proviene de la secuencia de procesamiento que implementa: primero realiza una Transformada Rápida de Fourier (FFT, por sus siglas en inglés) sobre cada una de las señales (\mathbf{F}), y luego multiplica una por el conjugado complejo de la otra (\mathbf{X}). Esta operación produce una representación espectral de la correlación cruzada, facilitando el análisis de señales periódicas o de banda estrecha, como las detectadas por sistemas de radiofrecuencia.

A diferencia de los correladores XF, que realizan la correlación en el dominio del tiempo antes de aplicar la FFT, el enfoque FX reduce considerablemente la carga computacional, especialmente en sistemas multicanal o con grandes anchos de banda. Además, permite implementar técnicas de corrección de fase, calibración de ganancia y análisis espectral con mayor flexibilidad.

En este informe se presenta el diseño, simulación y validación de un correlador FX implementado en GNU Radio. Se analiza su comportamiento frente a señales cosenoidales con diferentes fases y amplitudes, evaluando la consistencia de sus resultados con los modelos teóricos de correlación espectral. Asimismo, se incluyen los fundamentos matemáticos que sustentan su funcionamiento y su aplicación en contextos reales de medición y procesamiento de señales.

2. FUNDAMENTO TEÓRICO

2.1. Correlación cruzada

La correlación cruzada es una operación fundamental en el análisis de señales, ya que permite determinar el grado de similitud entre dos señales $x(t)$ y $y(t)$ en función de un desfase temporal τ [1]. Matemáticamente, se define como:

$$R_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot y(t + \tau) dt$$

Esta operación se utiliza ampliamente en sistemas de comunicaciones, procesamiento de radar, y radioastronomía, especialmente cuando se busca identificar alineamientos temporales o relaciones de fase entre señales provenientes de diferentes fuentes o antenas [2].

2.2. Correlador FX

El correlador FX es una arquitectura eficiente para calcular la correlación cruzada en el dominio de la frecuencia [3]. Su nombre proviene del orden de operaciones que realiza:

- **F (Fourier)**: Transformación de cada señal del dominio temporal al dominio frecuencial mediante la Transformada Rápida de Fourier (FFT).
- **X (Cross-multiplication)**: Producto punto entre la FFT de una señal y el conjugado complejo de la FFT de la otra.

Sea $x_1(t)$ y $x_2(t)$ dos señales de entrada, la salida del correlador FX en el dominio de la frecuencia es:

$$R(f) = X_1(f) \cdot X_2^*(f)$$

donde $X_1(f)$ y $X_2(f)$ son las transformadas de Fourier de $x_1(t)$ y $x_2(t)$, respectivamente, y el asterisco * indica conjugación compleja.

2.3. Caso específico: señales cosenoidales

Para efectos de simulación y validación, se utilizan señales senoidales de tipo coseno, con la misma frecuencia pero diferente desfase. Estas señales pueden representarse como:

$$x_1(t) = A \cdot \cos(2\pi f_0 t)$$

$$x_2(t) = B \cdot \cos(2\pi f_0 t + \phi)$$

Aplicando la Transformada de Fourier a estas señales:

$$\mathcal{F}\{x_1(t)\} = \frac{A}{2}[\delta(f - f_0) + \delta(f + f_0)]$$

$$\mathcal{F}\{x_2(t)\} = \frac{B}{2}[e^{j\phi}\delta(f - f_0) + e^{-j\phi}\delta(f + f_0)]$$

Entonces, el producto cruzado en frecuencia se convierte en:

$$R(f) = \left(\frac{A}{2}[\delta(f - f_0) + \delta(f + f_0)] \right) \cdot \left(\frac{B}{2}[e^{-j\phi}\delta(f - f_0) + e^{j\phi}\delta(f + f_0)] \right)$$

$$R(f) = \frac{AB}{4} (e^{-j\phi}\delta(f - f_0) + e^{j\phi}\delta(f + f_0))$$

Este resultado indica que la correlación espectral está centrada en las frecuencias $\pm f_0$, y su magnitud es proporcional al producto de las amplitudes $A \cdot B$, mientras que el ángulo de la salida está directamente relacionado con el desfase ϕ entre las señales.

2.4. Magnitud esperada con FFT discreta

En una implementación digital con FFT de tamaño N , las señales con amplitudes pico A y B , producen en la salida del bloque FFT las siguientes magnitudes espectrales aproximadas:

$$FFT_A(f) = \frac{A}{2} \cdot N$$

$$FFT_B(f) = \frac{B}{2} \cdot N$$

A partir de estos resultados, se realiza la multiplicación de una señal por el conjugado complejo de la otra para calcular la correlación en el dominio de la frecuencia. De este modo, se obtiene la siguiente expresión para la correlación FX:

$$R_{AB}(f) = FFT_A(f) \cdot FFT_B(f)^* = \left(\frac{A}{2} \cdot N\right) \cdot \left(\frac{B}{2} \cdot N\right) = \frac{A \cdot B}{4} \cdot N^2$$

Este resultado está afectado por el escalamiento de las FFT, por lo que para recuperar la correlación real o física, independiente del tamaño de la FFT, se debe eliminar el factor N^2 [4].

$$R_{AB}(f)_{Real} = \frac{R_{AB}(f)}{N^2} = \frac{A \cdot B}{4}$$

Este valor representa la correlación ideal entre dos señales sinusoidales perfectamente alineadas en frecuencia y fase, expresada únicamente en función de sus amplitudes.

2.5. Ventajas del correlador FX

El correlador FX presenta ventajas significativas frente a otras arquitecturas como el correlador XF:

- Reduce la complejidad computacional al trabajar en el dominio de la frecuencia.
- Facilita la separación espectral y el análisis por canal.
- Permite una fácil implementación de correcciones de fase y calibración.
- Es escalable para múltiples pares de señales (uso en arreglos de antenas).

3. IMPLEMENTACIÓN EN GNU RADIO

A continuación en la Figura 1 se presenta el diagrama de bloques general del sistema implementado en GNU Radio para la simulación y visualización de un correlador FX. Este sistema simula la adquisición de dos señales cosenoidales de igual frecuencia pero con diferencia de fase, y luego aplica el procedimiento característico del correlador FX: Transformada de Fourier, multiplicación cruzada y visualización del espectro correlacionado.

El diagrama completo incluye todos los componentes necesarios para la generación, transformación, comparación y visualización de señales, permitiendo analizar paso a paso el efecto de cada operación sobre la señal original. A lo largo de las siguientes secciones se irá desglosando cada bloque del sistema, explicando su función y mostrando los resultados intermedios obtenidos en la simulación.

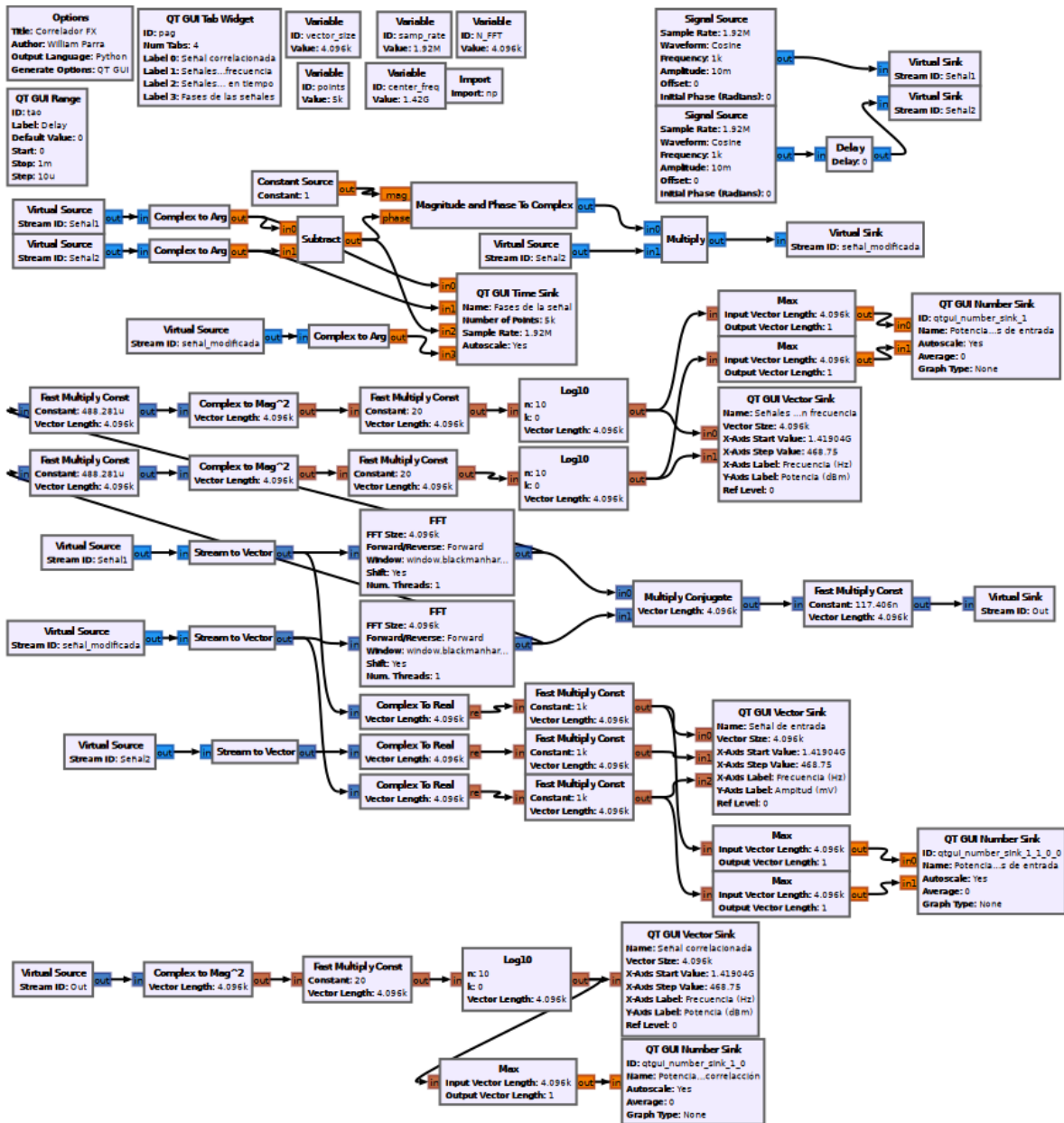


Figura 1: Diagrama del sistema correlador FX en GNU Radio

3.0.1. Generación de señales y corrección de fase en GNU Radio

El sistema observado en la Figura 2 muestra el diseño realizado para la corrección de fase del correlador, con el fin de asegurar una máxima correlación de las señales. En la Figura 3 se muestra la implementación en GNU Radio, la cual parte de la genera-

ción de una señal cosenoidal utilizando el bloque “Signal Source” de GNU Radio. Esta señal representa la entrada de una antena receptora ideal. Para simular un sistema interferométrico con diferencia de camino óptico, se crea una segunda señal a la misma frecuencia, pero con un desfase artificial introducido manualmente mediante el bloque “Delay”.

Ambas señales están en formato complejo y son procesadas para obtener su fase instantánea utilizando los bloques “Complex to Arg”. La diferencia de fase entre ambas señales se calcula restando las fases obtenidas. Esta diferencia es utilizada para generar una señal de corrección de fase, la cual es multiplicada por la señal modificada para compensar el desfase artificial aplicado.

Este proceso es esencial para alinear ambas señales en fase antes de aplicar la correlación espectral, asegurando así una mayor coherencia en la salida del correlador FX.

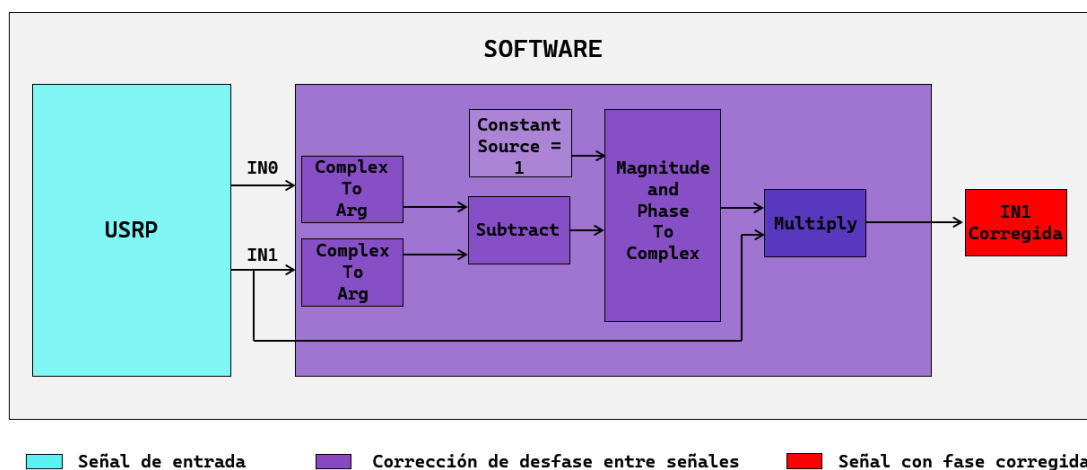


Figura 2: Diagrama de bloques diseñado para la corrección de fase entre una señal de referencia y una señal desfasada.

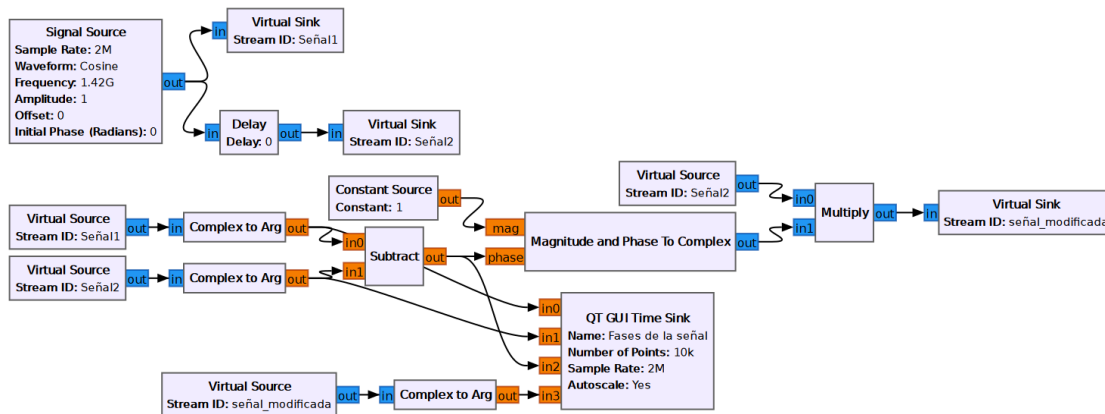


Figura 3: Bloques para la generación de señal y corrección de fase en GNU Radio.

Así mismo, en la Figura 3 se utiliza el bloque “QT GUI Time Sink” para visualizar las señales. Se observa la fase de la señal de entrada, la fase de la señal modificada, el factor de corrección y la fase de la señal corregida, lo cual se puede apreciar en la Figura 4. En esta imagen, la parte izquierda muestra las señales en fase, mientras que la parte derecha muestra las señales desfasadas y el efecto de la corrección. En dicha visualización, la señal roja corresponde a la fase modificada, la señal azul claro representa la fase corregida, la señal azul es la señal de referencia y la señal verde es la señal corregida. Por tanto, estas dos últimas (azul y verde) se encuentran superpuestas, una sobre la otra.

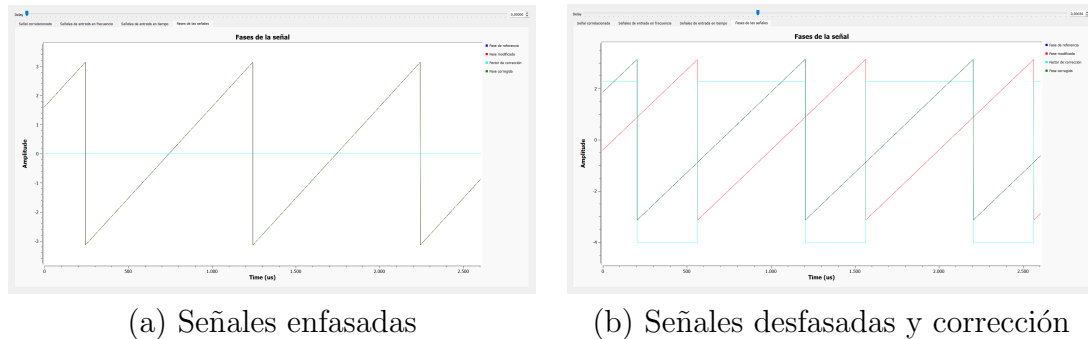


Figura 4: Visualización de las fases: a la izquierda señales enfasadas; a la derecha señales desfasadas con corrección aplicada.

3.0.2. Correlación entre las señales y visualización en GNU Radio

Una vez corregido el desfase entre las señales, se procede a realizar la correlación entre ellas. Para ello, se utiliza el bloque “Stream to Vector”, que convierte las señales de flujo continuo en vectores, permitiendo aplicar la Transformada Rápida de Fourier (FFT). Luego, se emplea el bloque “Multiply Conjugate”, que multiplica la FFT de una señal por el conjugado complejo de la FFT de la otra, obteniendo así el espectro de correlación en el dominio de la frecuencia, como se muestra en la Figura 5.

Para visualizar esta correlación en dBm, es necesario realizar una conversión adecuada a potencia. Primero, se debe compensar el número de muestras en la FFT, lo cual se

hace multiplicando por $\frac{1}{N_{FFT}^2}$. Además, se multiplica por 2 para tener en cuenta tanto la parte positiva como la negativa del espectro.

Posteriormente, se calcula la potencia RMS utilizando el bloque “Complex to Mag²”, que eleva al cuadrado la magnitud de la señal compleja. El resultado se multiplica por 20, correspondiente a la relación $\frac{1000}{50}$, donde 50 es el valor de la impedancia característica del sistema en ohmios y 1000 es el factor de conversión para pasar la señal a miliwatts. Finalmente, se aplica el bloque “Log10” para obtener la potencia en dBm, y se visualiza la señal con el bloque “QT GUI Vector Sink”, como se observa en la Figura 6.

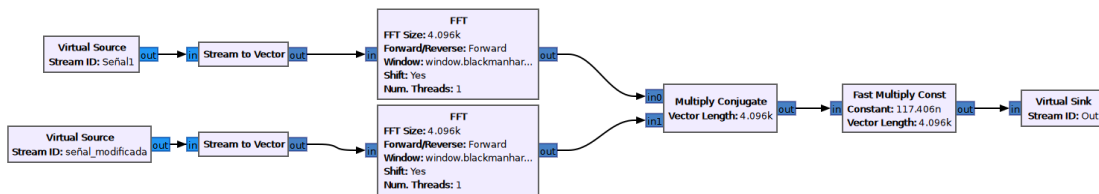


Figura 5: Diagram de bloques de la correlación FX en GNU Radio.

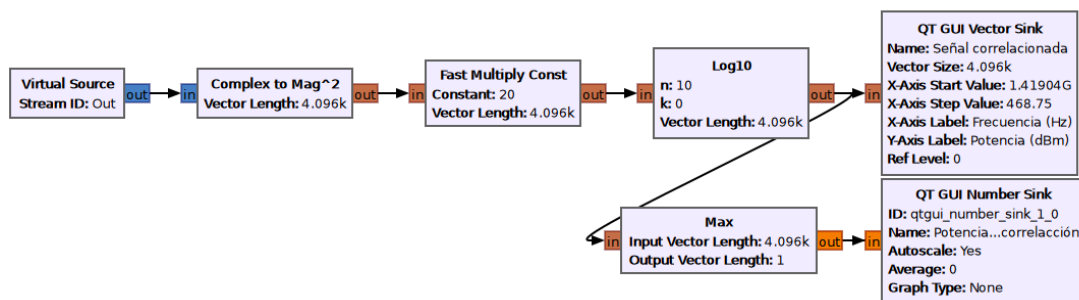


Figura 6: Diagrama de bloques para la visualización de la correlación FX en GNU Radio.

De igual manera, se realiza el cambio de unidades utilizando un diagrama de bloques similar para visualizar la potencia de las señales de entrada en dBm, como se observa en la Figura 7. Asimismo, las señales de entrada también se visualizan en el dominio del tiempo mediante el diagrama de bloques mostrado en la Figura 8, en donde se muestra las señales de entrada (referencia y modificada) y la señal corregida.

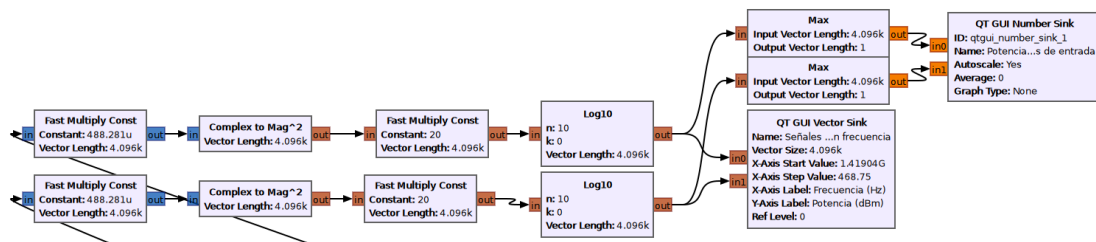


Figura 7: Diagrama de bloques para la visualización de las señales de entrada en potencia (dBm) en GNU Radio.

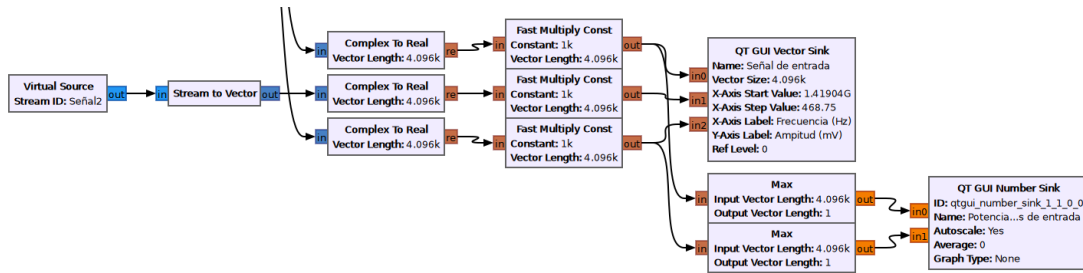


Figura 8: Diagrama de bloques para la visualización de las señales de entrada en el dominio del tiempo en GNU Radio.

4. CONCLUSIONES

- La implementación del correlador FX en GNU Radio permitió validar experimentalmente la estructura funcional de un sistema de correlación en el dominio de la frecuencia.
- Se evidenció la importancia de corregir el desfase entre señales antes de aplicar la correlación, ya que una correlación eficaz requiere que las señales estén correctamente alineadas en fase y frecuencia.
- El correlador FX permite calcular eficientemente la correlación entre señales en el dominio de la frecuencia.
- Se ha demostrado que los valores obtenidos en simulación son coherentes con los cálculos teóricos considerando tamaño de la FFT y ventanas aplicadas.
- Se comprobó que la arquitectura FX, basada en la transformación de las señales al dominio de la frecuencia mediante la FFT, seguida de la multiplicación conjugada de los espectros, ofrece una solución eficiente para la correlación de señales en sistemas interferométricos.
- El proceso de conversión de las señales a unidades de potencia (dBm) demostró ser fundamental para interpretar cuantitativamente los resultados del sistema.
- fue necesario compensar la amplificación introducida por el radio receptor, ya que dicha ganancia artificial puede incrementar de forma no deseada el nivel de las señales.
- La modularidad de GNU Radio permitió realizar ajustes iterativos en el diseño del sistema y facilitó la visualización en tiempo real del comportamiento de las señales, lo cual es una ventaja significativa durante el desarrollo y validación de sistemas de procesamiento de señales.

Referencias

- [1] A. V. Oppenheim and A. S. Willsky, *Signals and Systems*, 2nd ed. Prentice Hall, 1997.
- [2] A. R. Thompson, J. M. Moran, and G. W. Swenson Jr., “Interferometry and synthesis in radio astronomy,” *Springer*, 2017.
- [3] R. N. Bracewell, *The Fourier Transform and Its Applications*, 3rd ed. McGraw-Hill, 2000.
- [4] J. G. Proakis and D. G. Manolakis, *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications*, 4th ed. Pearson Education, 2006.



UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER

**ESCUELA DE INGENIERIAS ELECTRICA, ELECTRONICA Y DE
TELECOMUNICACIONES**

ANEXO H

Resultados de implementación de los correladores digitales.

Autores:

Juan Manuel Téllez Calderón
William Andrés Parra Rueda.

Bucaramanga, Santander.

Resultados de la implementación del Correlador XF.

El correlador XF se define de manera que la Ecuación 1 corresponde a la correlación cruzada en el dominio discreto, donde v_1 la señal de referencia y v_2 la señal desfasada, N el número de puntos de la FFT, w la frecuencia angular de la señal:

$$r(k) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{n=-N}^N v_1[n] v_2^*[n-k]$$

Se diseña un código en MATLAB con el objetivo de observar todos los valores que deben obtenerse teóricamente, tanto en la correlación cruzada como en la FFT, y en cada una de las arquitecturas del banco de pruebas. La idea general consiste en introducir el valor en dBm que sale del banco de pruebas en cada uno de los canales (CH1 y CH2) para obtener su valor RMS. Este valor se utiliza para aplicar la Ecuación 1 y obtener los valores de la correlación cruzada (X) y de la salida del correlador. Las instrucciones para usar el código diseñado se encuentran dentro del mismo, en un archivo de tipo live script.

En la figura 1 se observa una parte del código de Matlab, el archivo se encuentra disponible aquí: <https://drive.google.com/file/d/1TtBq3E3erA-K--PRXtrgFD5nuPuoggZA/view?usp=sharing>

```
CORRELADOR XF
La ecuación que define la correlación cruzada de dos señales se define a continuación.

$$r(k) = \lim_{N \rightarrow \infty} \left( \frac{1}{2N+1} \sum_{n=-N}^N v_1(n) v_2^*(n-k) \right)$$

Para configurar un correlador tipo XF, basta con transformar la señal r(k) al dominio de la frecuencia.
Se han definido seis arquitecturas de banco de pruebas, denominadas PR1, PR2, PR3, PR4, PR5 y PR6. En el código que se muestra a continuación, sólo es necesario ingresar el valor en dBm correspondiente a cada uno de los canales.
Dado que se caracterizó lo que debe obtenerse en cada una de las entradas del correlador a través de los canales CH1 y CH2, se establecieron estos valores. La variable CH1_PR1 corresponde al canal por donde se transmite la señal, así como a la arquitectura en la que se está realizando la prueba.
Con el código que se presenta a continuación, se obtiene el equivalente en valor RMS.

Arquitectura #1: PR1
CH1_PR1=34.8;
CH2_PR1=34.9;
vrmsCH1_PR1 = 50*10^((CH1_PR1-30)/10);
vrmsCH2_PR1 = 50*10^((CH2_PR1-30)/10);
Vrms_PR1_CH1=sqrt(vrmsCH1_PR1);
Vrms_PR1_CH2=sqrt(vrmsCH2_PR1);
value_PR1_CH1=mostrar_con_unidades(Vrms_PR1_CH1);
value_PR1_CH2=mostrar_con_unidades(Vrms_PR1_CH2);
disp(['PR1_CH1=' value_PR1_CH1]);
disp(['PR1_CH2=' value_PR1_CH2]);
```

Figura 1. Fragmento de código diseñado para la correlación de dos señales y las arquitecturas correspondientes.

Se realizan los montajes correspondientes a las arquitecturas diseñadas del banco de pruebas donde las especificaciones de cada arquitectura se pueden leer en el informe final. Aquí se comparan resultados teóricos de simulación e implementación. Los comentarios se socializan al final.

Prueba 1

Matemáticamente

Si no hay desfase entre las señales entonces:

$$X = A * B$$

$$CH1_PR1 = -34.8 \text{ dBm}$$

$$CH2_PR1 = -34.9 \text{ dBm}$$

$$PR1_CH1 = 4.069 \text{ mV}_{RMS}$$

$$PR1_CH2 = 4.022 \text{ mV}_{RMS}$$

$$X = 16.367 \text{ } \mu\text{V}_{RMS}$$

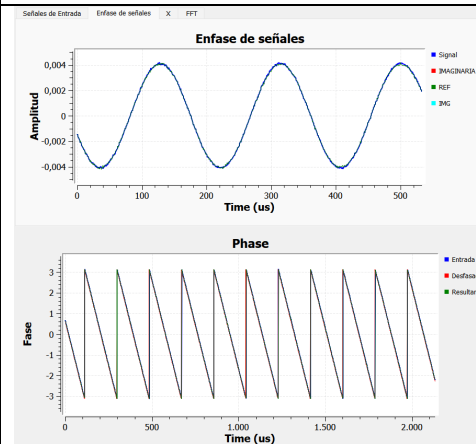
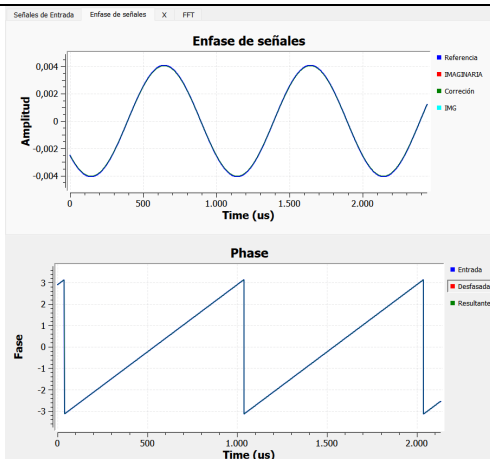
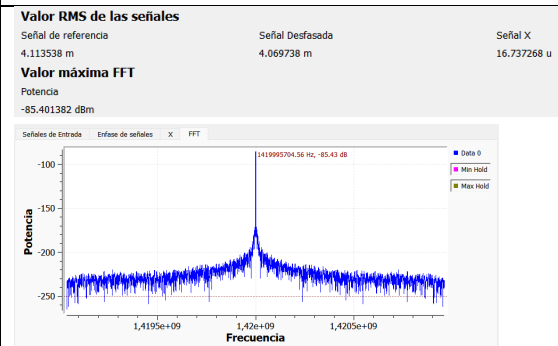
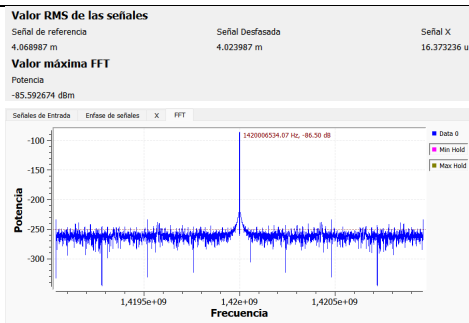
$$XF_{dBm} = -85.720 \text{ dBm}$$

SIMULACIÓN

$A = 4.068 \text{ mV}_{RMS}$
 $B = 4.023 \text{ mV}_{RMS}$
 $X = 16.373 \text{ } \mu\text{V}_{RMS}$
 $P_{RMS} = -85.592 \text{ dBm}$

IMPLEMENTACIÓN

$A = 4.113 \text{ mV}_{RMS}$
 $B = 4.069 \text{ mV}_{RMS}$
 $X = 16.737 \text{ } \mu\text{V}_{RMS}$
 $P_{RMS} = -85.401 \text{ dBm}$



Prueba 2

Matemáticamente

Si no hay desfase entre las señales entonces:

$$X = A * B$$

$$CH1_PR2 = -64.4 \text{ dBm}$$

$$CH2_PR2 = -64.3 \text{ dBm}$$

$$PR2_CH1 = 134.736 \text{ } \mu V_{RMS}$$

$$PR2_CH2 = 136.296 \text{ } \mu V_{RMS}$$

$$X = 18.364 \text{ nV}_{RMS}$$

$$XF_{dBm} = -144.720 \text{ dBm}$$

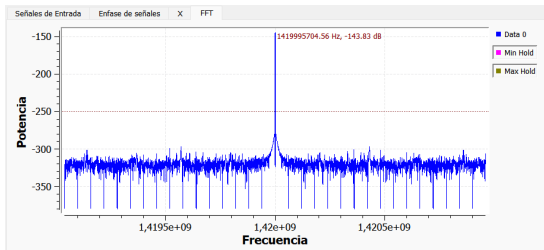
SIMULACIÓN

$A = 134.736 \text{ } \mu V_{RMS}$
 $B = 136.296 \text{ } \mu V_{RMS}$
 $X = 18.364 \text{ nV}_{RMS}$
 $P_{RMS} = -144.595 \text{ dBm}$

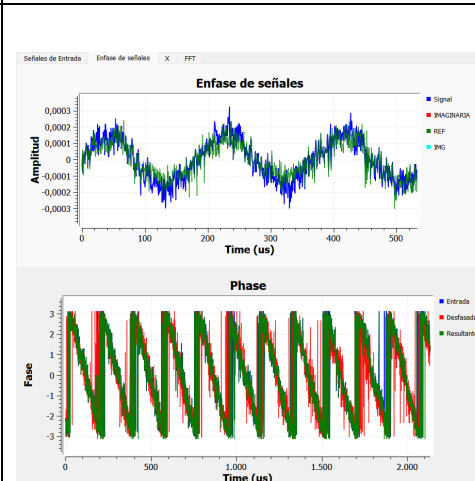
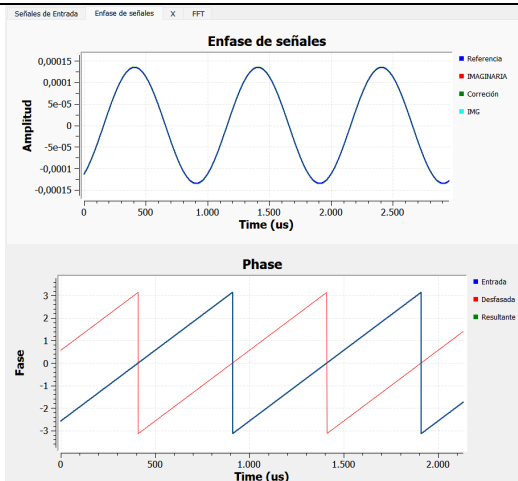
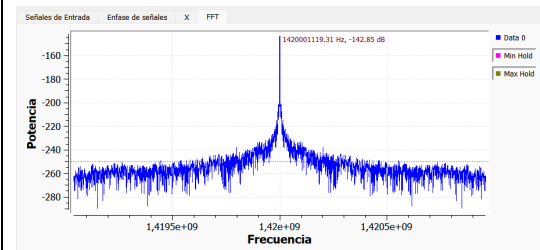
IMPLEMENTACIÓN

$A = 154.992 \text{ } \mu V_{RMS}$
 $B = 152.246 \text{ } \mu V_{RMS}$
 $X = 20.964 \text{ nV}_{RMS}$
 $P_{RMS} = -143.680 \text{ dBm}$

Valor RMS de las señales
 Señal de referencia: 0.134736 m
 Señal Desfasada: 0.136296 m
 Señal X: 0.018364 u
Valor máxima FFT
 Potencia: -144.595825 dBm



Valor RMS de las señales
 Señal de referencia: 0.154992 m
 Señal Desfasada: 0.152246 m
 Señal X: 0.020964 u
Valor máxima FFT
 Potencia: -143.680496 dBm



Prueba 3

Matemáticamente

Si no hay desfase entre las señales entonces:

$$X = A * B$$

$$CH1_PR3 = -34.7 \text{ dBm}$$

$$CH2_PR3 = -54.2 \text{ dBm}$$

$$PR3_CH1 = 4.116 \text{ mV}_{RMS}$$

$$PR3_CH2 = 435.998 \text{ }\mu\text{V}_{RMS}$$

$$X = 1.794 \text{ }\mu\text{V}_{RMS}$$

$$XF_{dBm} = -104.920 \text{ dBm}$$

SIMULACIÓN

IMPLEMENTACIÓN

$$A = 4.116 \text{ mV}_{RMS}$$

$$B = 435.997 \text{ }\mu\text{V}_{RMS}$$

$$X = 1.794 \text{ }\mu\text{V}_{RMS}$$

$$P_{RMS} = -104.795 \text{ dBm}$$

$$A = 4.189 \text{ mV}_{RMS}$$

$$B = 427.833 \text{ }\mu\text{V}_{RMS}$$

$$X = 1.775 \text{ }\mu\text{V}_{RMS}$$

$$P_{RMS} = -104.893 \text{ dBm}$$

Valor RMS de las señales

Señal de referencia

4.116087 m

Señal Desfasada

0.435997 m

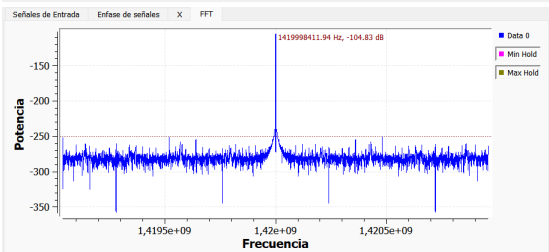
Señal X

1.794644 u

Valor máxima FFT

Potencia

-104.795815 dBm



Valor RMS de las señales

Señal de referencia

4.189426 m

Señal Desfasada

0.427833 m

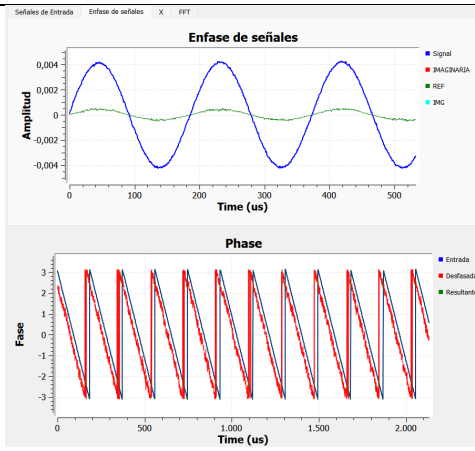
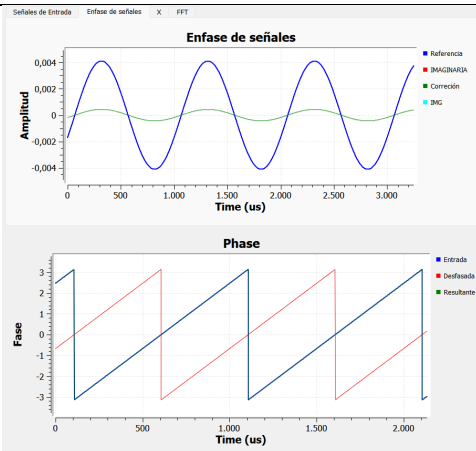
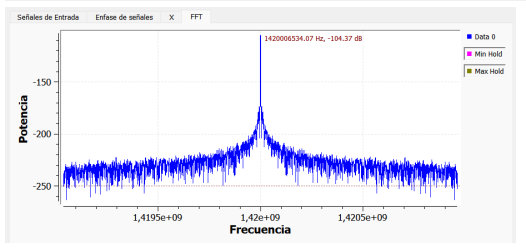
Señal X

1.775624 u

Valor máxima FFT

Potencia

-104.893501 dBm



Prueba 4

Matemáticamente

Si no hay desfase entre las señales entonces:

$$X = A * B$$

$$CH1_PR4 = -49.9 \text{ dBm}$$

$$CH2_PR4 = -47.3 \text{ dBm}$$

$$PR4_CH1 = 715.294 \mu V_{RMS}$$

$$PR4_CH2 = 964.906 \mu V_{RMS}$$

$$X = 690.192 \text{ nV}_{RMS}$$

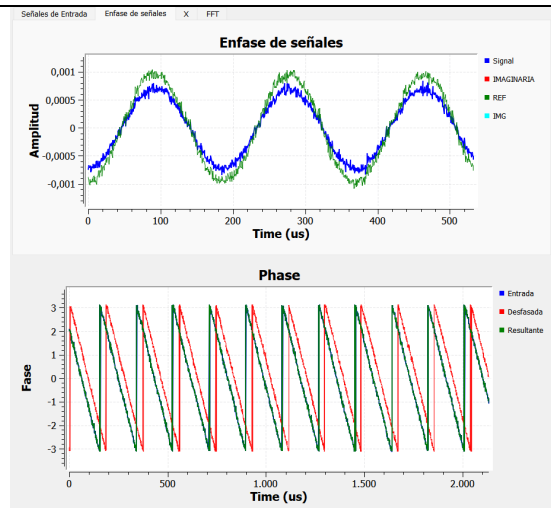
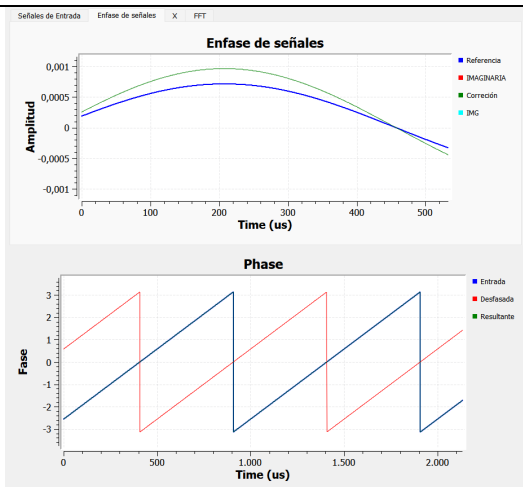
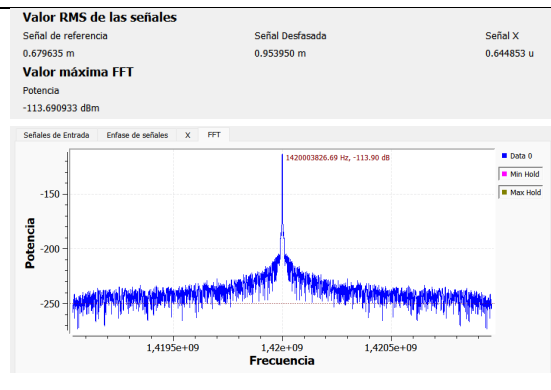
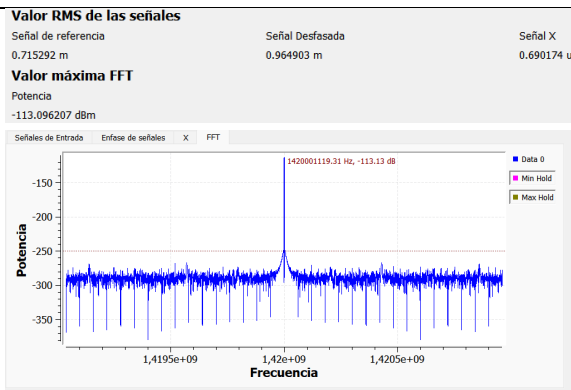
$$XF_{dBm} = -113.220 \text{ dBm}$$

SIMULACIÓN

IMPLEMENTACIÓN

$A = 715.292 \mu V_{RMS}$
 $B = 964.903 \mu V_{RMS}$
 $X = 690.174 \text{ nV}_{RMS}$
 $P_{RMS} = -113.096 \text{ dBm}$

$A = 679.635 \mu V_{RMS}$
 $B = 953.950 \mu V_{RMS}$
 $X = 644.853 \text{ nV}_{RMS}$
 $P_{RMS} = -113.690 \text{ dBm}$



Prueba 5

Matemáticamente

Si no hay desfase entre las señales entonces:

$$X = A * B$$

$$CH1_PR5 = -53.9 \text{ dBm}$$

$$CH2_PR5 = -34.0 \text{ dBm}$$

$$PR5_CH1 = 451.320 \mu V_{RMS}$$

$$PR5_CH2 = 4.461 \text{ mV}_{RMS}$$

$$X = 2.013 \mu V_{RMS}$$

$$XF_{dBm} = -103.920 \text{ dBm}$$

SIMULACIÓN

$$A = 451.319 \mu V_{RMS}$$

$$B = 4.461 \text{ mV}_{RMS}$$

$$X = 2.013 \mu V_{RMS}$$

$$P_{RMS} = -103.796 \text{ dBm}$$

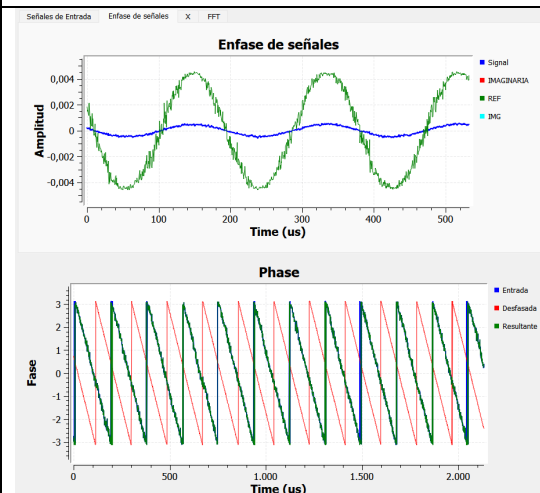
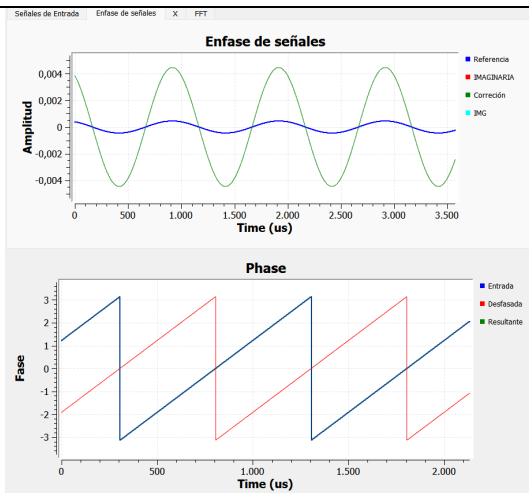
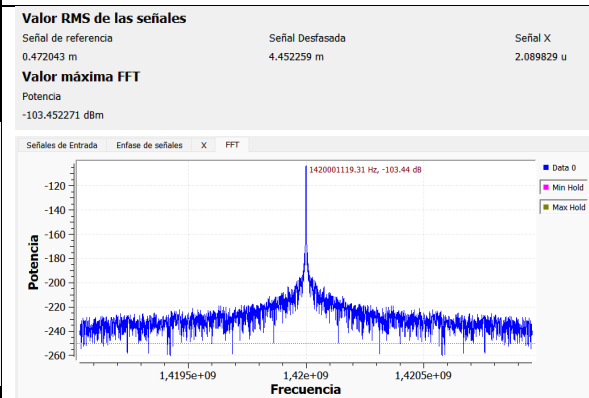
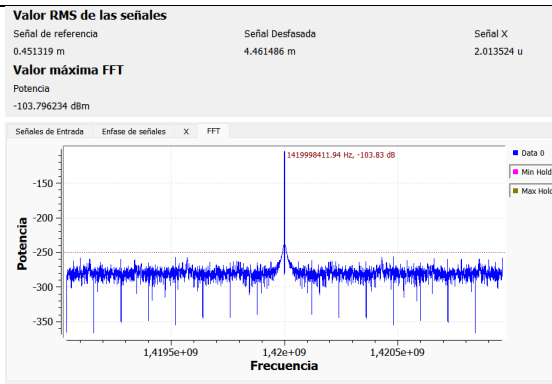
IMPLEMENTACIÓN

$$A = 472.043 \mu V_{RMS}$$

$$B = 4.452 \text{ mV}_{RMS}$$

$$X = 2.089 \mu V_{RMS}$$

$$P_{RMS} = -103.452 \text{ dBm}$$



Prueba 6

Matemáticamente

Si no hay desfase entre las señales entonces:

$$X = A * B$$

$$CH1_PR6 = -55.9 \text{ dBm}$$

$$CH2_PR6 = -58.0 \text{ dBm}$$

$$PR6_CH1 = 323.21 \mu V_{RMS}$$

$$PR6_CH2 = 223.61 \mu V_{RMS}$$

$$X = 72.272 \text{ nV}_{RMS}$$

$$XF_{dBm} = -132.820 \text{ dBm}$$

SIMULACIÓN

$$A = 323.209 \mu V_{RMS}$$

$$B = 223.609 \mu V_{RMS}$$

$$X = 72.274 \text{ nV}_{RMS}$$

$$P_{RMS} = -132.695 \text{ dBm}$$

IMPLEMENTACIÓN

$$A = 331.032 \mu V_{RMS}$$

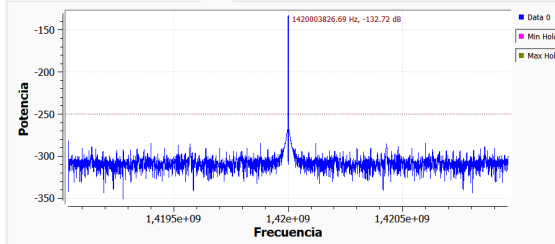
$$B = 249.671 \mu V_{RMS}$$

$$X = 78.730 \text{ nV}_{RMS}$$

$$P_{RMS} = -131.989 \text{ dBm}$$

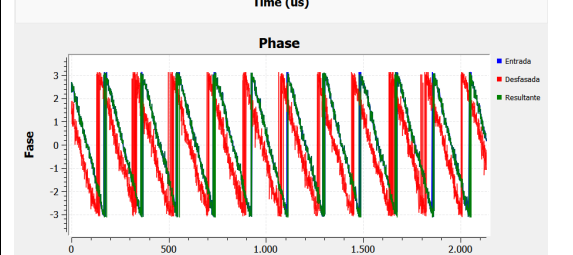
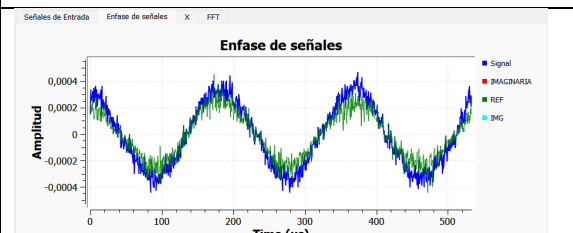
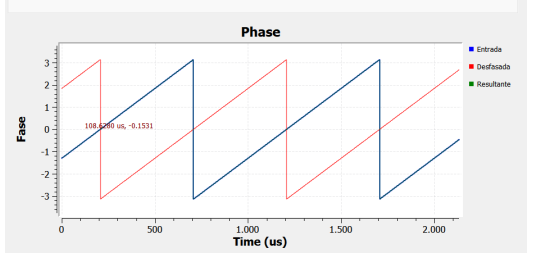
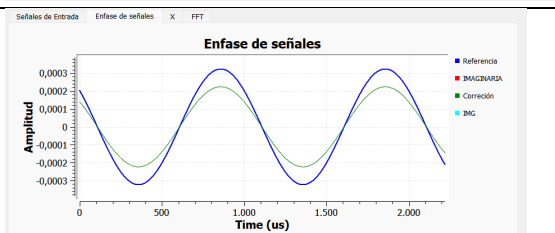
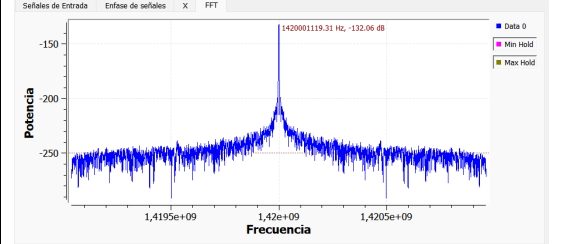
Valor RMS de las señales		
Señal de referencia	Señal Desfasada	Señal X
0.323209 m	0.223609 m	0.072274 u

Valor máxima FFT		
Potencia		
-132.695740 dBm		



Valor RMS de las señales		
Señal de referencia	Señal Desfasada	Señal X
0.331032 m	0.249671 m	0.078730 u

Valor máxima FFT		
Potencia		
-131.989197 dBm		



En las tablas presentadas anteriormente se muestran los resultados matemáticos, simulados e implementados. Se evidencia una mínima variación entre los resultados matemáticos y los simulados, lo cual se debe a que GNU Radio es un entorno que permite implementar ecuaciones matemáticas mediante bloques funcionales. En este caso, se implementaron tanto la ecuación de la correlación cruzada como la de la transformada rápida de Fourier (FFT).

Los resultados de simulación varían levemente según cada una de las pruebas. En términos generales, se puede afirmar que los resultados obtenidos son muy cercanos a los valores teóricos. La mayor discrepancia se observó en la correlación cruzada. ¿Por qué ocurre esto? Una posible explicación es la forma en que GNU Radio realiza la integración de la señal de manera interna. En simulación, GNU Radio mantiene valores constantes en la entrada, lo cual genera un resultado de correlación cruzada también constante. Sin embargo, al trabajar con señales reales, el generador puede introducir pequeñas fluctuaciones que afectan el valor final de la correlación. Una posible solución consiste en reemplazar el bloque “Moving Average” —que actúa como una integración simplificada— por un bloque diseñado específicamente para manejar flujos de datos (streams) de forma compatible con la arquitectura de procesamiento de GNU Radio.

La diferencia entre los resultados matemáticos y los teóricos es baja, menor al 1 %. Por lo tanto, se concluye que el correlador XF implementado en GNU Radio funciona correctamente, presentando variaciones mínimas que pueden considerarse aceptables dentro del margen de error experimental.

Resultados de la implementación del Correlador FX.

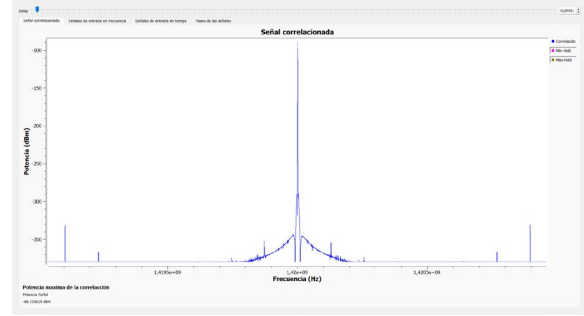
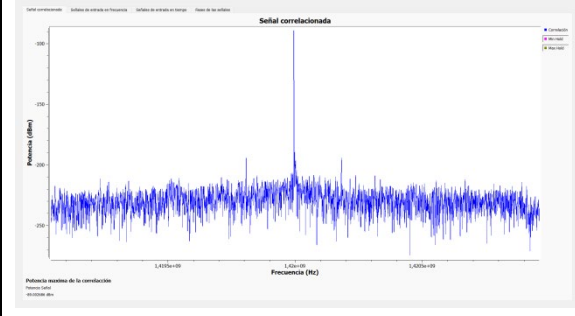
El correlador FX es una arquitectura eficiente para calcular la correlación cruzada en el dominio de la frecuencia.

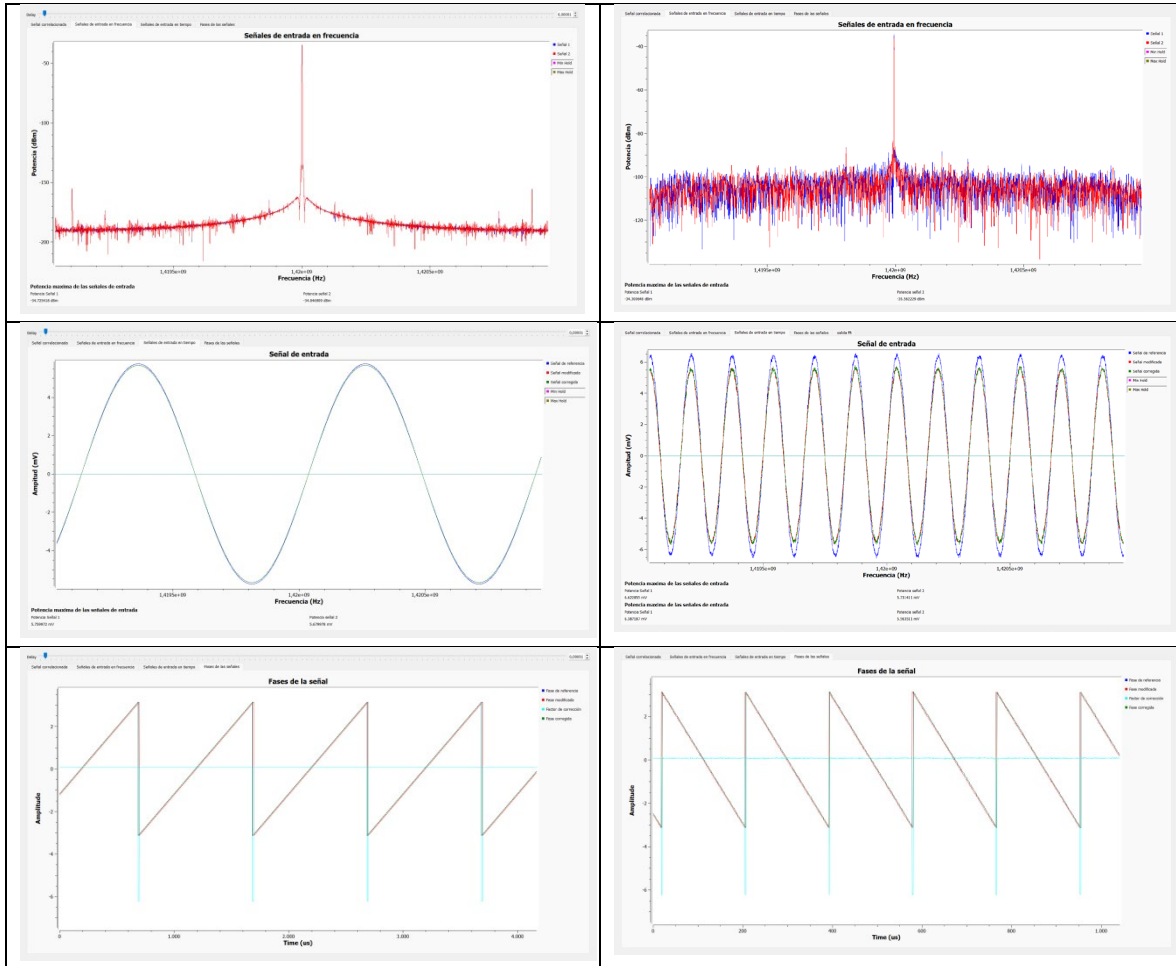
Sea x_1 y x_2) dos señales de entrada, la salida del correlador FX en el dominio de la frecuencia es descrita por la siguiente ecuación:

$$R(f) = x_1 \cdot x_2^*$$

donde x_1 y x_2 son las transformadas de Fourier de $x_1(t)$ y $x_2(t)$, respectivamente, y el asterisco (*) indica conjugación compleja.

Se realizan los montajes correspondientes a las arquitecturas diseñadas del banco de pruebas donde las especificaciones de cada arquitectura se pueden leer en el informe final. Aquí se comparan resultados teóricos de simulación e implementación. Los comentarios se socializan al final.

Prueba 1	
<p>Matemáticamente</p> <p>Si no hay desfase entre las señales entonces:</p> $X = A * B$ $CH1_PR1 = -34.8 \text{ dBm} \approx 5.76 \text{ mV}$ $CH2_PR1 = -34.9 \text{ dBm} \approx 5.68 \text{ mV}$ $PR1_CH1 = 4.069 \text{ mV}_{RMS}$ $PR1_CH2 = 4.022 \text{ mV}_{RMS}$ $FX_{dBm} = -88.73 \text{ dBm}$	
SIMULACIÓN	IMPLEMENTACIÓN
<p>A = -34.72 dBm \approx 5.75 mV</p> <p>B = -34.84 dBm \approx 5.67 mV</p> <p>$P_{RMS} = -88.73 \text{ dBm}$</p>	<p>A = 6.38 mV</p> <p>B = 5.56 mV</p> <p>$P_{RMS} = -89.00 \text{ dBm}$</p>
	



Prueba 2

Matemáticamente

Si no hay desfase entre las señales entonces:

$$X = A * B$$

$$CH1_PR2 = -64.4 \text{ dBm} \approx 0.1905 \text{ mV}$$

$$CH2_PR2 = -64.3 \text{ dBm} \approx 0.1928 \text{ mV}$$

$$PR2_CH1 = 134.736 \text{ } \mu\text{V}_{RMS}$$

$$PR2_CH2 = 136.296 \text{ } \mu\text{V}_{RMS}$$

$$FX_{dBm} = -147.73 \text{ dBm}$$

SIMULACIÓN

$$A = -64.33 \text{ dBm } 0.1905 \text{ mV}$$

$$B = -64.23 \text{ dBm } 0.1928 \text{ mV}$$

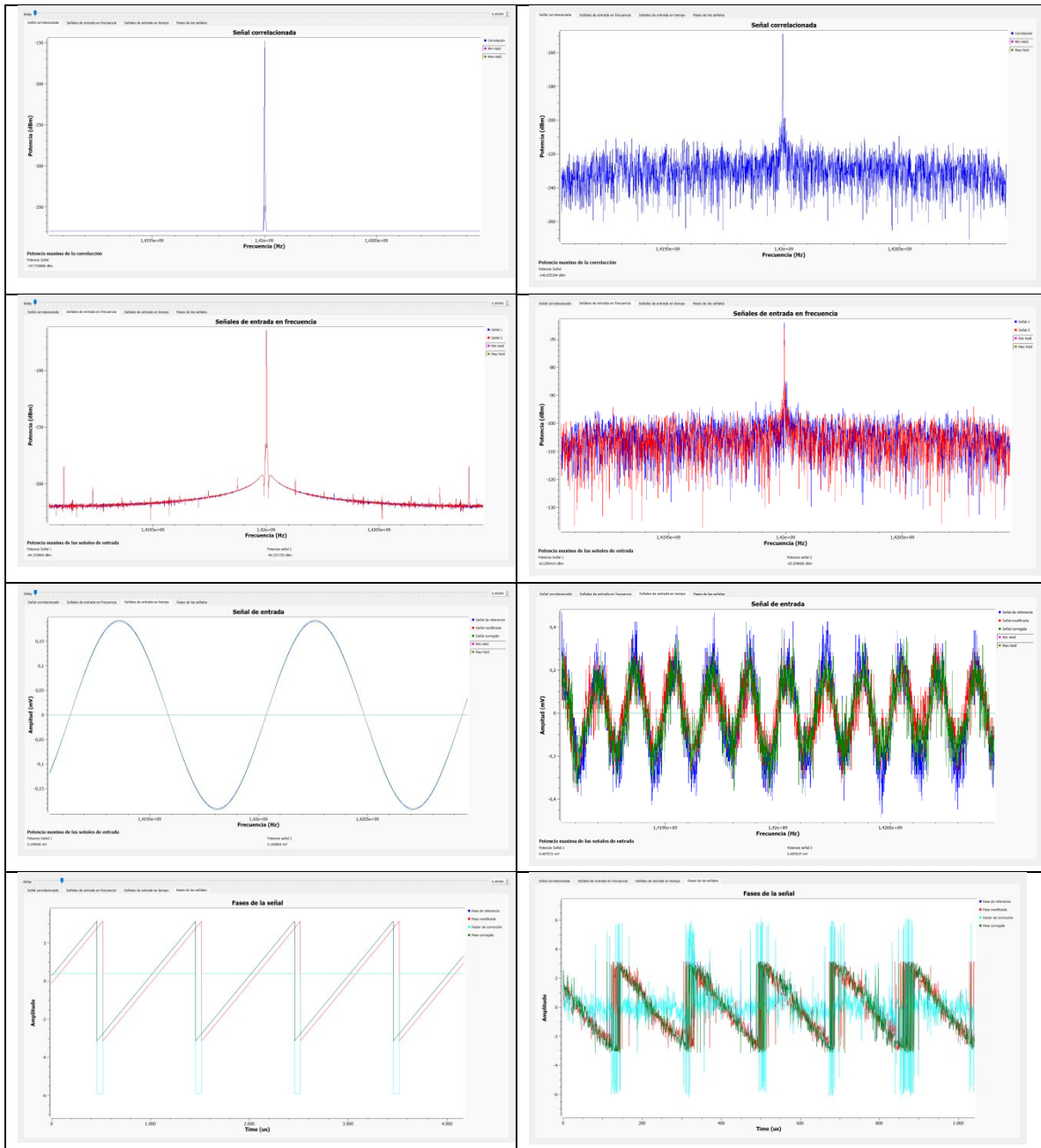
$$P_{RMS} = -147.73 \text{ dBm}$$

IMPLEMENTACIÓN

$$A = -63.85 \approx 0.4875 \text{ mV}$$

$$B = -65.65 \approx 0.4076 \text{ mV}$$

$$P_{RMS} = -148.65 \text{ dBm}$$



Prueba 3

Matemáticamente

Si no hay desfase entre las señales entonces:

$$X = A * B$$

$$CH1_PR3 = -34.7 \text{ dBm} \approx 5.82 \text{ mV}$$

$$CH2_PR3 = -54.2 \text{ dBm} \approx 0.62 \text{ mV}$$

$$PR3_CH1 = 4.116 \text{ mV}_{RMS}$$

$$PR3_CH2 = 435.998 \mu V_{RMS}$$

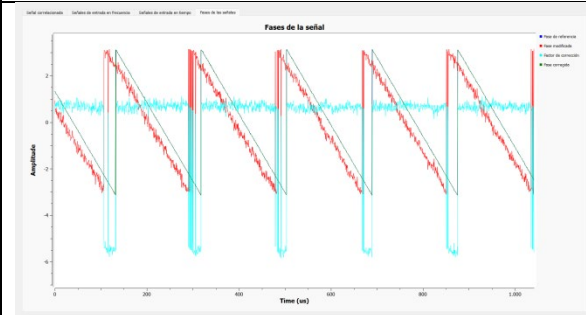
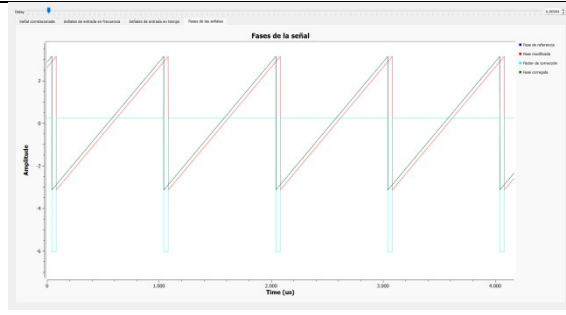
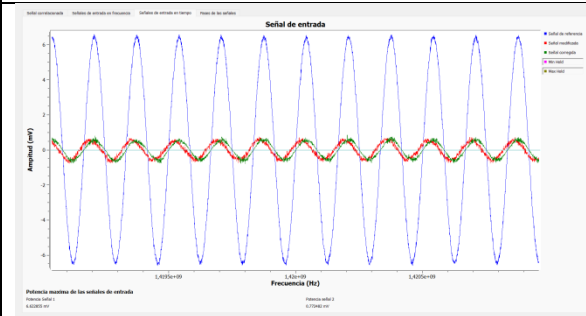
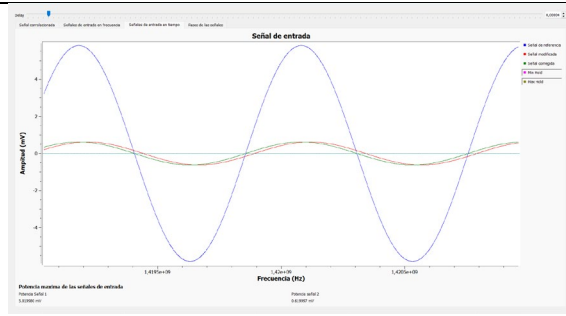
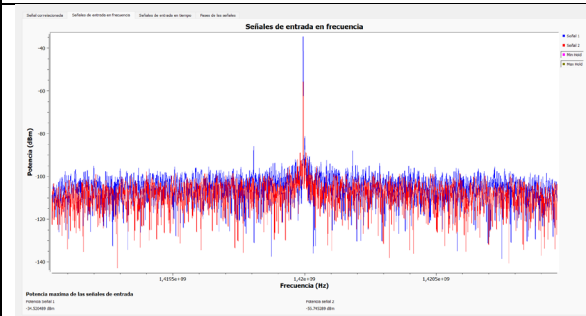
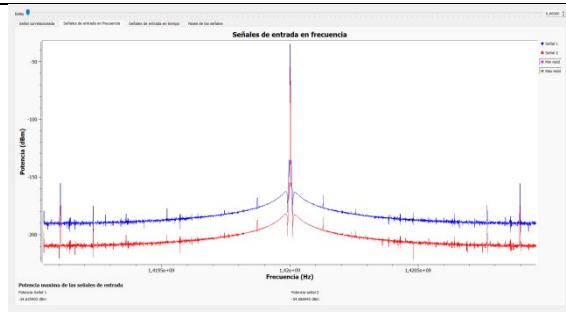
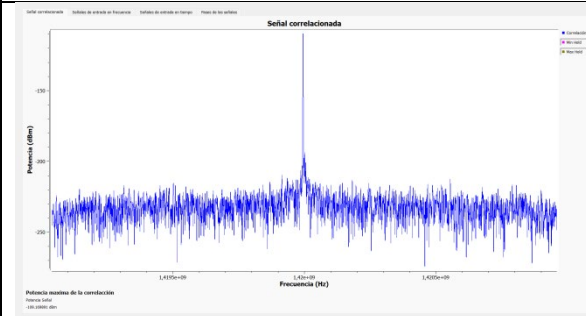
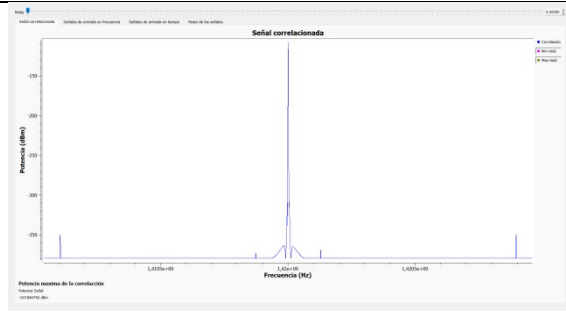
$$FX_{dBm} = -107.88 \text{ dBm}$$

SIMULACIÓN

IMPLEMENTACIÓN

A = -34.63 dBm \approx 5.81 mV
 B = -54.08 dBm \approx 0.619 mV
 $P_{RMS} = -107.88 \text{ dBm}$

A = -34.52 dBm \approx 6.62 mV
 B = -55.74 \approx 0.7724 mV
 $P_{RMS} = -109.169 \text{ dBm}$



Prueba 4

Matemáticamente

Si no hay desfase entre las señales entonces:

$$X = A * B$$

$$CH1_PR4 = -49.9 \text{ dBm} \approx 1.01 \text{ mV}$$

$$CH2_PR4 = -47.3 \text{ dBm} \approx 1.36 \text{ mV}$$

$$PR4_CH1 = 715.294 \text{ } \mu\text{V}_{RMS}$$

$$PR4_CH2 = 964.906 \text{ } \mu\text{V}_{RMS}$$

$$FX_{dBm} = -116.27 \text{ dBm}$$

SIMULACIÓN

$$A = -49.84 \text{ dBm} \approx 1.099 \text{ mV}$$

$$B = -47.26 \text{ dBm} \approx 1.359 \text{ mV}$$

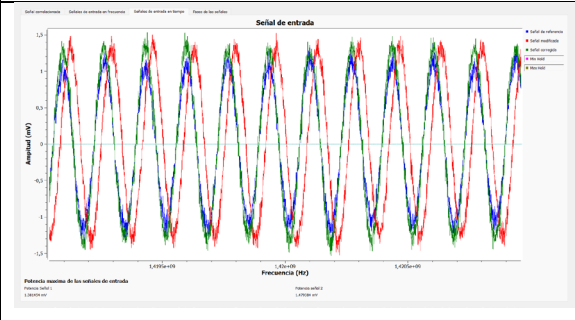
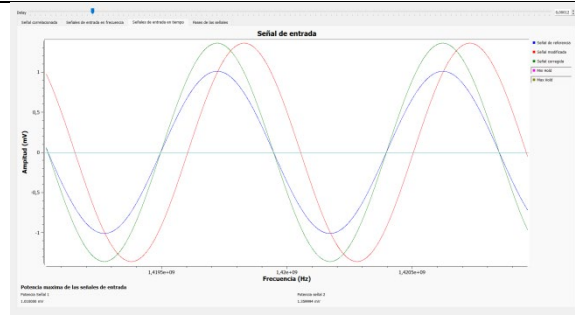
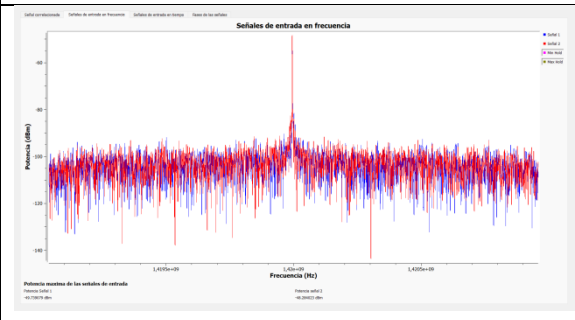
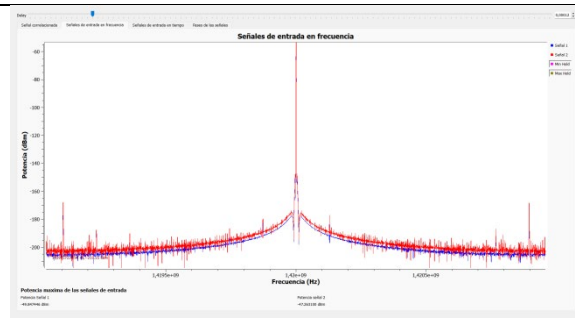
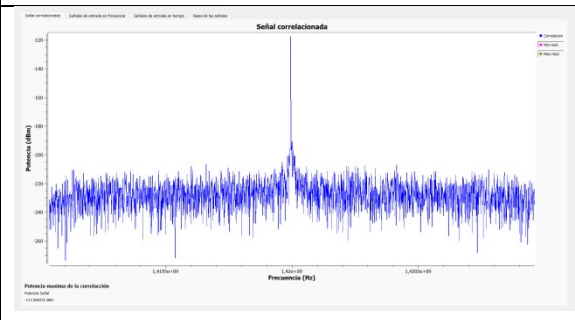
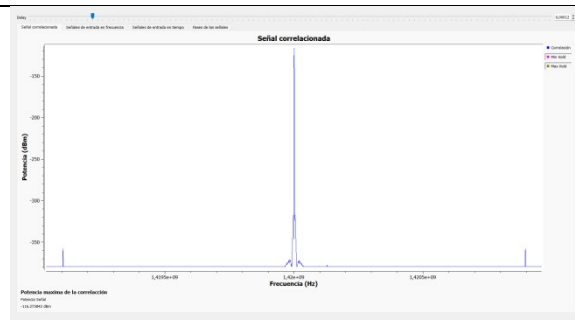
$$P_{RMS} = -116.27 \text{ dBm}$$

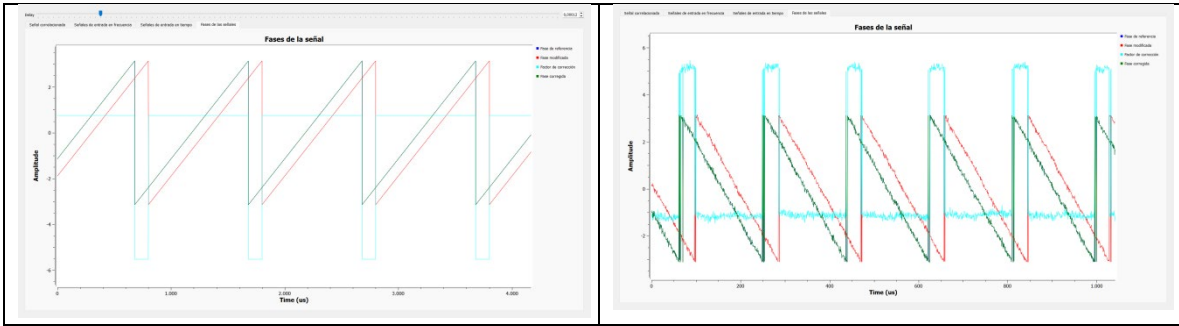
IMPLEMENTACIÓN

$$A = -49.73 \text{ dBm} \approx 1.38 \text{ mV}$$

$$B = -48.28 \text{ dBm} \approx 1.479 \text{ mV}$$

$$P_{RMS} = -117.30 \text{ dBm}$$





Prueba 5

Matemáticamente

Si no hay desfase entre las señales entonces:

$$X = A * B$$

$$CH1_PR5 = -53.9 \text{ dBm} \approx 0.638 \text{ mV}$$

$$CH2_PR5 = -34.0 \text{ dBm} \approx 6.31 \text{ mV}$$

$$PR5_CH1 = 451.320 \text{ } \mu\text{V}_{RMS}$$

$$PR5_CH2 = 4.461 \text{ mV}_{RMS}$$

$$FX_{dBm} = -106.93 \text{ dBm}$$

SIMULACIÓN

$$A = -53.83 \text{ dBm} \approx 0.6379 \text{ mV}$$

$$B = -33.93 \text{ dBm} \approx 6.309 \text{ mV}$$

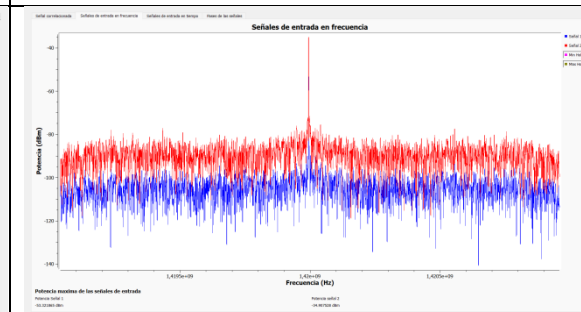
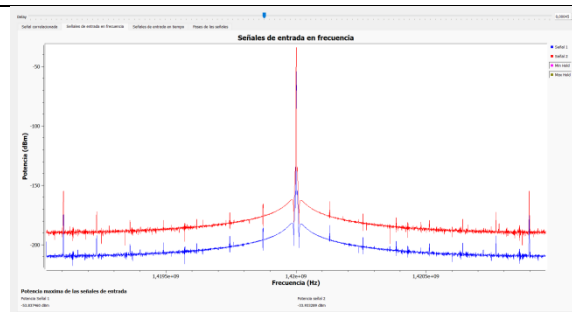
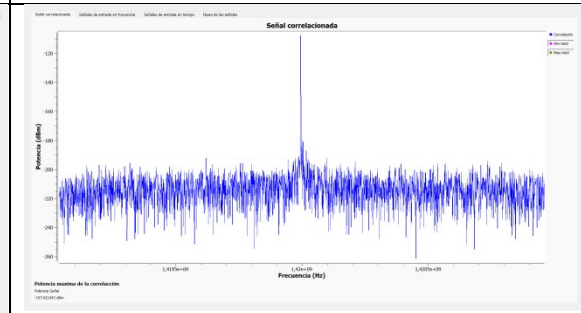
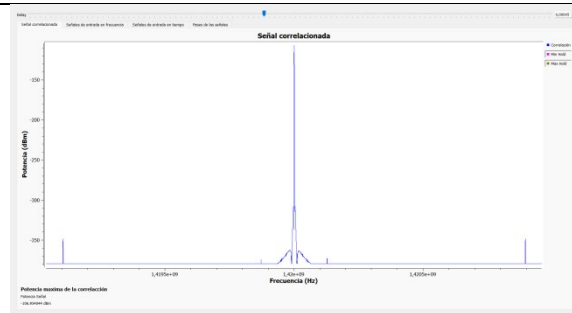
$$P_{RMS} = -106.934 \text{ dBm}$$

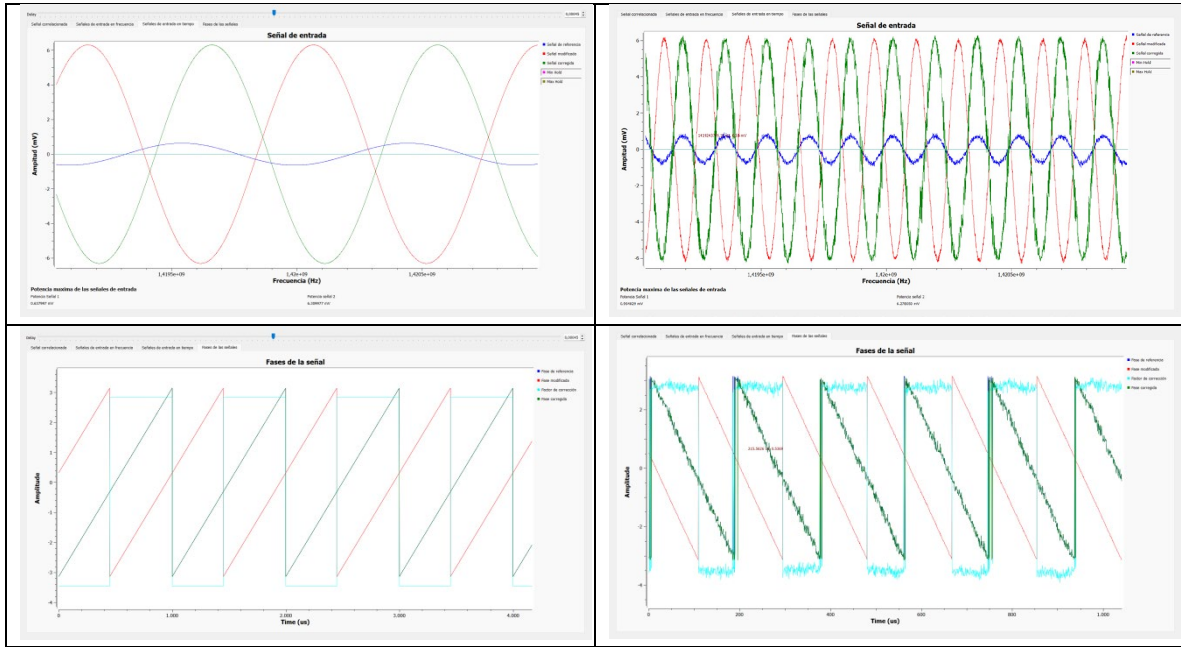
IMPLEMENTACIÓN

$$A = -53.32 \text{ dBm} \approx 0.9548 \text{ mV}$$

$$B = -34.90 \text{ dBm} \approx 6.278 \text{ mV}$$

$$P_{RMS} = -107.42 \text{ dBm}$$





Prueba 6

Matemáticamente

Si no hay desfase entre las señales entonces:

$$X = A * B$$

$$CH1_PR6 = -55.9 \text{ dBm} \approx 0.507 \text{ mV}$$

$$CH2_PR6 = -58.0 \text{ dBm} \approx 0.398 \text{ mV}$$

$$PR6_CH1 = 323.21 \mu V_{RMS}$$

$$PR6_CH2 = 223.61 \mu V_{RMS}$$

$$FX_{dBm} = -132.93 \text{ dBm}$$

SIMULACIÓN

$$A = -55.83 \approx \text{dBm } 0.507 \text{ mV}$$

$$B = -57.93 \approx \text{dBm } 0.3979 \text{ mV}$$

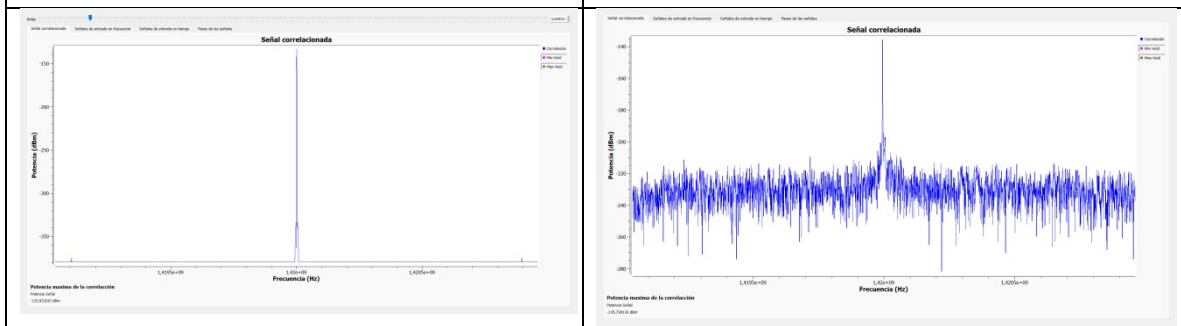
$$P_{RMS} = -132.933 \text{ dBm}$$

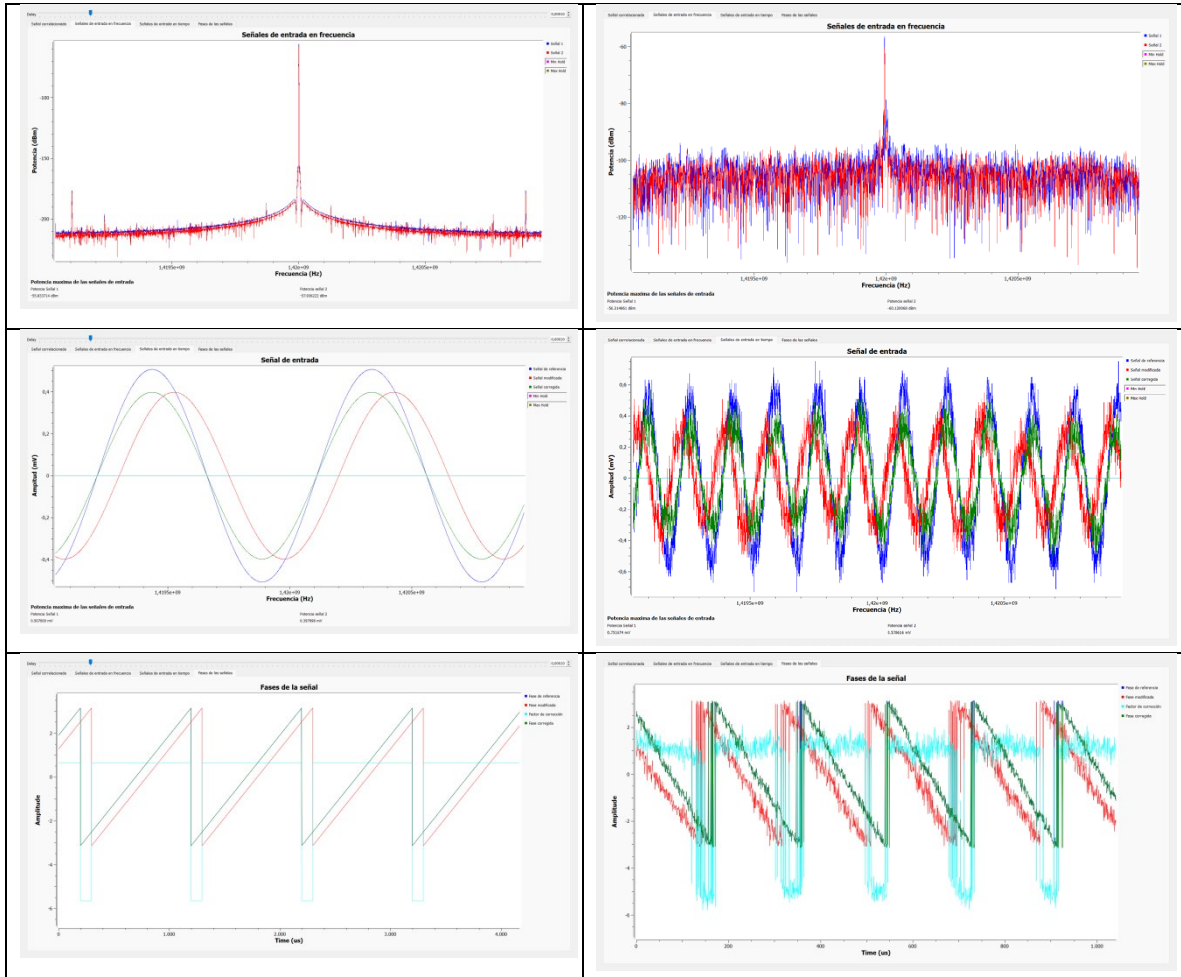
IMPLEMENTACIÓN

$$A = -56.31 \text{ dBm} \approx 0.7516 \text{ mV}$$

$$B = -60.12 \text{ dBm} \approx 0.5786 \text{ mV}$$

$$P_{RMS} = -135.73 \text{ dBm}$$



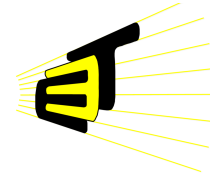


En las tablas presentadas anteriormente se muestran los resultados matemáticos, simulados e implementados para el correlador FX. Al comparar los resultados obtenidos para el correlador FX en las distintas arquitecturas experimentales (PR1 a PR6), se observa una alta coincidencia entre los valores teóricos y los simulados, lo cual valida la correcta formulación matemática del sistema y la fidelidad de la implementación digital en GNU Radio.

al contrastar los resultados teóricos y simulados con los datos obtenidos en la implementación física, se presentan pequeñas desviaciones, generalmente inferiores a los 3 dB. Estas diferencias, aunque mínimas, pueden atribuirse a una serie de factores que afectan la adquisición real de señales en entornos de laboratorio.

Estas pequeñas variaciones entre los valores teóricos y los implementados pueden explicarse por múltiples factores presentes en entornos de prueba

reales. En primer lugar, la presencia de ruido térmico y electrónico proveniente tanto del generador de señal como de los módulos activos del sistema, como el USRP B210 y los amplificadores de bajo ruido (LNA), puede afectar levemente la potencia captada. Además, existen pérdidas adicionales no modeladas en cables, conectores y adaptadores, que si bien han sido caracterizados previamente, pueden experimentar variaciones debido a factores como el desgaste físico o la temperatura ambiente, afectando así la transmisión de la señal. Por otro lado, posibles desajustes en la ganancia o en la calibración del USRP, especialmente en la etapa de digitalización, pueden introducir errores sistemáticos que impactan los valores medidos. Finalmente, las condiciones ambientales, como variaciones térmicas, pueden modificar la impedancia de los componentes electrónicos, generando fluctuaciones sutiles en la potencia recibida, lo cual es especialmente relevante en frecuencias altas como la banda de 1420 MHz.



UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES

Anexo I:

Evaluación de ventanas aplicadas al bloque FFT

Autores:

William Andres Parra Rueda
Juan Manuel Tellez Calderón

Revisado por:

Ing. Elian Calderón Quintero

1. Introducción

La Transformada Rápida de Fourier (FFT) es una herramienta esencial en el análisis espectral de señales digitales. Sin embargo, su implementación en sistemas reales requiere la aplicación de funciones ventana para mitigar efectos no deseados como la fuga espectral y la distorsión. La elección de la ventana adecuada tiene un impacto directo en la precisión del análisis, especialmente en contextos de radiofrecuencia donde se requiere alta fidelidad.

Este informe presenta la comparación entre tres funciones ventana aplicadas a una señal de entrada de -30 dBm en un sistema basado en USRP B210: Blackman-Harris, Rectangular y Hanning. Se analiza el comportamiento espectral resultante para cada caso y se determina cuál ofrece una mejor respuesta en términos de potencia medida y estabilidad.

2. Configuración experimental

- Nivel de entrada: -30 dBm
- Dispositivo: USRP B210
- Software: GNU Radio
- Frecuencia central: 1419.5 MHz
- Ancho de banda: 1.92 MHz
- Frecuencia de muestreo: 1.92 MHz
- Rango de análisis: 1418.54 MHz – 1420.46 MHz

Se realizaron mediciones del espectro de la señal a través del bloque FFT aplicando tres tipos de ventanas distintas. A continuación se presentan los datos obtenidos en la Tabla 1.

3. Resultados

Frecuencia (MHz)	Blackman-Harris (dBm)	Rectangular (dBm)	Hanning (dBm)
1418.54	-74.84	-64.79	-71.63
1418.63	-32.25	-23.30	-29.19
1418.732	-30.54	-21.50	-27.53
1418.828	-30.88	-23.40	-27.90
1418.924	-29.45	-21.10	-26.76
1419.02	-29.75	-20.97	-26.65
1419.116	-29.41	-22.90	-27.30
1419.212	-29.23	-22.90	-27.11
1419.308	-29.75	-22.60	-27.12
1419.404	-29.07	-20.75	-26.41
1419.5	-29.50	-20.50	-26.40
1419.596	-29.33	-22.65	-27.12
1419.692	-29.13	-22.60	-26.22
1419.788	-29.97	-22.70	-26.77
1419.884	-29.25	-20.92	-26.56
1419.98	-29.60	-20.90	-26.50
1420.076	-29.75	-23.11	-27.50
1420.172	-29.90	-23.10	-26.40
1420.268	-31.10	-23.10	-27.60
1420.364	-31.38	-23.11	-32.74
1420.46	-37.20	-28.50	-34.28

Tabla 1: Comparación de salida de potencia con distintas ventanas aplicadas en la FFT para una señal de entrada de -30 dBm

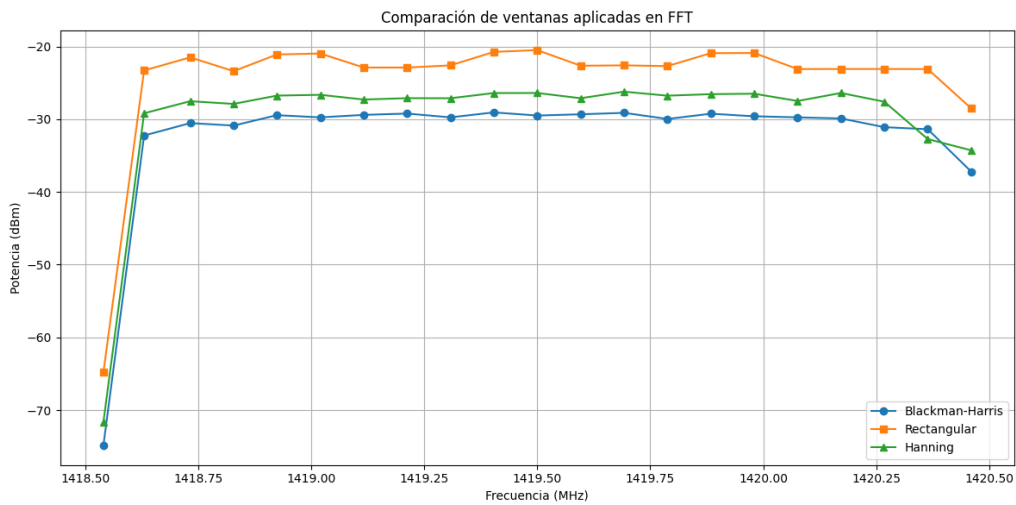


Figura 1: Comparación de la respuesta espectral obtenida con distintas ventanas aplicadas en la FFT para una señal de entrada de -30 dBm.

La Figura 1 muestra gráficamente el comportamiento espectral de las tres ventanas aplicadas al bloque de la Transformada Rápida de Fourier (FFT) con una señal de entrada

de -30 dBm. La comparación permite observar que la ventana Blackman-Harris presenta una mejor supresión de lóbulos laterales y una mayor atenuación fuera de la frecuencia central, lo cual es deseable en aplicaciones donde se requiere minimizar la fuga espectral. En contraste, la ventana rectangular muestra una menor atenuación, lo que se traduce en una mayor dispersión de la energía fuera de la banda principal.

4. Análisis de resultados

- La ventana rectangular muestra una menor atenuación en el punto máximo, pero evidencia una mayor presencia de lóbulos laterales, lo que indica alta fuga espectral. Esta ventana no es recomendable para análisis precisos en frecuencias adyacentes.
- La ventana Hanning presenta una respuesta más uniforme que la rectangular, con menor fuga espectral y mejor suavizado de la curva, aunque sufre ligeras pérdidas de potencia en el pico máximo de la señal.
- La ventana Blackman-Harris, si bien presenta una mayor atenuación inicial en los extremos del espectro (por ejemplo, -74.84 dBm a 1418.54 MHz), ofrece una curva mucho más contenida, con excelente supresión de lóbulos laterales y una buena representación del componente principal. Además, la variación en los puntos centrales del espectro es mínima, lo que indica buena fidelidad en la región de interés.

Conclusiones

- Se evaluaron distintas funciones ventana aplicadas al bloque FFT con el fin de identificar cuál proporcionaba la mejor respuesta espectral, minimizando la distorsión y maximizando la linealidad del sistema.
- La ventana Blackman-Harris mostró el mejor comportamiento entre las opciones analizadas, evidenciado por una respuesta más limpia, con menor fuga espectral y una mayor atenuación de lóbulos secundarios, lo cual favorece la precisión en la detección de picos espectrales relevantes.
- A pesar del buen desempeño de la ventana Blackman-Harris, al implementarse por medio de código se abre la posibilidad de probar otras ventanas con parámetros ajustables (como la ventana Kaiser), lo cual permitiría optimizar aún más la respuesta en función de las características del sistema de correlación.
- La correcta elección de la ventana en la FFT tiene un impacto directo sobre la sensibilidad y la resolución espectral del sistema, por lo tanto, se recomienda seguir explorando y ajustando funciones ventana que se adapten mejor al comportamiento real del hardware y a las necesidades del banco de pruebas interferométrico.