



# Centro Universitario de la Defensa en la Escuela Naval Militar

## TRABAJO FIN DE GRADO

*Sincronización de dos receptores de radio definida por software  
USRP X310 para técnicas de beamforming*

## Grado en Ingeniería Mecánica

**ALUMNO:** Ignacio Rossell Martínez-Fresneda

**DIRECTORES:** Rubén Nocelo López

José María Núñez Ortuño

**CURSO ACADÉMICO:** 2024-2025

Universida<sub>de</sub>Vigo





# Centro Universitario de la Defensa en la Escuela Naval Militar

## TRABAJO FIN DE GRADO

*Sincronización de dos receptores de radio definida por software  
USRP X310 para técnicas de beamforming*

**Grado en Ingeniería Mecánica**  
Intensificación en Tecnología Naval  
Cuerpo General

Universida<sub>d</sub>eVigo



# RESUMEN

El presente Trabajo Fin de Grado aborda la sincronización de dos receptores de radio definida por software USRP X310, orientados a la implementación de técnicas de *beamforming*. Se estudian los métodos para alinear la frecuencia, fase e instante de muestreo entre canales, analizando tanto configuraciones con referencias internas como con la incorporación de módulos GPSDO. Se describe la arquitectura de los USRP X310, que integran una tarjeta principal con FPGA y módulos TwinRX dedicados a la recepción, y se detallan los procedimientos experimentales realizados en GNU Radio para evaluar la sincronización multicanal.

A través de pruebas de laboratorio, se evidenció que, sin una referencia común, los desfases entre canales pueden variar significativamente, mientras que la sincronización mediante GPSDO permite obtener resultados mucho más consistentes en la estimación de la dirección de llegada en aplicaciones de *beamforming*. Sin embargo, se detectaron *offsets* de fase constantes que requieren calibración adicional. Los resultados obtenidos y las limitaciones identificadas ofrecen una base sólida para futuras mejoras, como la automatización de la calibración de fase y la extensión del sistema a arreglos de antenas de mayor tamaño, contribuyendo a un mejor desempeño en sistemas MIMO y aplicaciones de comunicaciones avanzadas.

## PALABRAS CLAVE

*Offset*, *beamforming*, sincronización, GPSDO, Oscilador Local (LO)



# AGRADECIMIENTOS

Quiero expresar mi más sincero agradecimiento a mis tutores, Rubén Nocelo López y el José María Núñez Ortuño, por su constante apoyo, disponibilidad y orientación durante todo el desarrollo de este proyecto. Su experiencia y guía han sido fundamentales para superar los retos técnicos y alcanzar los objetivos planteados.

A mi familia, por haber estado siempre presente, por darme el impulso para estar hoy en la Escuela Naval Militar, y por acompañarme incondicionalmente en cada etapa del camino. Su apoyo ha sido la base sobre la que he podido construir este logro.

A Delfina, le agradezco profundamente su apoyo emocional, su paciencia y su colaboración directa en los momentos más exigentes de este trabajo. Su presencia ha sido un pilar constante en todo el proceso.

También quiero agradecer a mis compañeros de promoción de la 425-155, con quienes he compartido no solo estudios, sino también esfuerzo, valores y experiencias que me acompañarán toda la vida. Su compañerismo ha sido clave en esta etapa tan especial.



## CONTENIDO

Contenido .....	1
Índice de Figuras .....	3
Índice de Tablas.....	5
1 Introducción y objetivos .....	6
1.1 Motivación y objetivos.....	7
1.2 Organización de la memoria .....	8
2 Estado del arte .....	9
2.1 Receptor superheterodino .....	9
2.1.1 Definición .....	9
2.1.2 Down Conversion .....	12
2.1.3 Mezclador .....	14
2.2 Conversión analógico digital (ADC) .....	15
2.2.1 Definición y funcionamiento .....	15
2.2.2 Arquitectura de los ADC .....	16
2.3 GPSDO (GPS Disciplined Oscillator) .....	17
2.4 Radio Definida por Software (SDR).....	18
2.4.1 Origen y progreso de las SDR .....	18
2.4.2 Descripción .....	18
2.4.3 GNU Radio .....	19
2.5 Universal Software Radio Peripheral (USRP).....	20
2.5.1 Descripción general .....	20
.....	20
3 Desarrollo del TFG.....	22
3.1 Componentes Hardware de la plataforma de medida de sincronización. ....	22
3.1.1 Generador de señales vectoriales Keysight EXG(N5172B).....	22
3.1.2 BG7TBL LCD-GPSDO.....	23
3.1.3 Splitter ZFRSC-42+/ ZX10-2-20-S+.....	25
3.1.4 Receptor USRP X310 .....	27
3.2 Sincronización.....	31
3.2.1 Métodos estándar de sincronización .....	32
3.2.2 Función del LO en la sincronización y comportamiento con GPSDO.....	33
3.2.3 Impacto en la configuración del LO en el SDR.....	33
3.3 Diseño GNU Radio .....	37
3.3.1 Código Python .....	37

3.3.2 Descripción diagrama software .....	37
4 Resultados / Validación / Prueba.....	44
4.1 Pruebas de sincronización en fase y frecuencia con referencia interna. ....	45
4.1.1 Configuración aleatoria de LOs.....	45
4.1.2 Configuración de un LO de referencia .....	48
4.2 Pruebas de sincronización en fase y frecuencia con referencia externa.....	49
4.3 Pruebas <i>Beamforming</i> .....	52
4.3.1 Desarrollo del concepto .....	52
4.3.2 Configuración experimental y componentes empleados .....	53
4.3.3 Análisis mediciones .....	56
5 Conclusiones y líneas futuras .....	59
5.1 Principales conclusiones .....	59
5.2 Propuesta de futuras líneas de investigación y desarrollo.....	60
6 Bibliografía.....	62
Anexo I: Implicaciones Sociales, y/o Económicas, y/o Ambientales .....	65
Anexo II: Reflexiones Éticas y Sociales .....	66
Anexo III: Contenido del tercer anexo .....	<b>¡Error! Marcador no definido.</b>

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2-1. Diagrama de bloques del receptor superheterodino [5].....	9
Figura 2-2. Representación gráfica de la <i>down conversion</i> [9].....	12
Figura 2-3. Generación de señal espuria o indeseada, representada en diagrama del multiplicador (izq) y gráficamente (dcha) [9]. .....	13
Figura 2-4. Diagrama de bloques de receptor superheterodino múltiple (doble conversión) [10]...	13
Figura 2-5. Señal paso banda centrada a una cierta frecuencias $fr$ [5] .....	14
Figura 2-6. Espectro desplazado a otro valor de frecuencia [5]. .....	14
Figura 2-7. Señal del espectro modulada en <i>up-convert</i> y <i>down-convert</i> [5].....	14
Figura 2-8. Diagrama general de un convertidor A/D [14]. .....	16
Figura 2-9. Diagrama general de bloques de una SDR [14].....	18
Figura 2-10. Diagrama general de bloques de una SDR [2]. .....	19
Figura 2-11. Receptor USRP X310 (izqda) y <i>daughterboard</i> Twin RX (dcha) .....	20
Figura 3-1. Generador Keysight EXG (N5172B) [21]. .....	23
Figura 3-2. GPSDO acompañado de OCXO y amplificador de onda. ....	25
Figura 3-3. Modelo Splitter ZX10-2-20-S+. .....	25
Figura 3-4. Modelo Splitter ZFRSC-42+. .....	26
Figura 3-5. Esquema de tarjeta principal de la USRP X3x0 (N5172B) [2] .....	28
Figura 3-6. Diagrama de bloques de la Twin RX [20]. .....	29
Figura 3-7. Circuito de LOs perteneciente a CHX [20]. .....	30
Figura 3-8. Esquema básico del sintetizador de OL [28]. .....	32
Figura 3-9 Modificación hardware para compartición de LO [25]. .....	34
Figura 3-10 Configuración hardware <i>Internal LO</i> .....	35
Figura 3-11 Configuración hardware <i>External LO</i> .....	35
Figura 3-12 Configuración hardware <i>Companion LO</i> . .....	36
Figura 3-13 Configuración física hardware. ....	36
Figura 3-14. Codificación bloque options. ....	38
Figura 3-15. Diseño software del sistema de procesamiento. ....	39
Figura 3-16. Codificación bloque Variable (center freq). .....	39
Figura 3-17. Codificación bloque Variable (samp_rate). .....	40
Figura 3-18. Codificación bloque QT GUI Range (ph2-ph8). .....	40
Figura 3-19. Codificación bloque QT GUI Range (rx_gain_x310). .....	40
Figura 3-20. Codificación bloque Phase Shift. ....	42
Figura 3-21. Codificación bloque Null Sink. ....	42
Figura 3-22. Codificación bloque QT GUI Time Sink. ....	42

Figura 3-23. Parámetros y codificación bloque UHD .....	43
Figura 4-1. Representación CH1 y CH2. ....	45
Figura 4-2. Representación CH1 y CH3. ....	46
Figura 4-3. Representación CH1, CH3 y CH4.....	46
Figura 4-4. Representación de todos los canales salvo CH2.....	47
Figura 4-5. Representación de todos los canales.....	47
Figura 4-6. Representación de 5 canales tomando un mismo LO.....	48
Figura 4-7. Representación de 4 canales divididos en dos TwinRX separados.....	49
Figura 4-8. Representación de 4 canales tomando una referencia externa.....	50
Figura 4-9. Representación de 5 canales tomando una referencia externa.....	50
Figura 4-10. Representación de 5 canales tomando una referencia externa y LO 1 y del desfase residual.....	51
Figura 4-11. Escenario de beamforming. ....	53
Figura 4-12. Transmisor de referencia para calibrar el array. ....	54
Figura 4-13. Emisor cuya demora se quiere estimar. ....	54
Figura 4-14. Espectro de frecuencia balizas.....	55
Figura 4-15. 1ª Medición beamforming. ....	56
Figura 4-16. 2ª Medición beamforming .....	56
Figura 4-17. 3ª Medición beamforming. ....	57
Figura 4-18. 4ª Medición beamforming .....	57
Figura 4-19. 5ª y 6ª Medición beamforming.....	58

## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 3-1 Parámetros técnicos del BG7TBL LCD.....	24
Tabla 3-2 Especificaciones parámetros <i>splitters</i> . ....	27
Tabla 3-3 Especificaciones de elementos de la USRP X310 con TwinRX [2]. Banda de frecuencias de los amplificadores LB [20].....	31
Tabla 4-1. Configuración LOs CH1 y CH2 .....	45
Tabla 4-2 Configuración LOs.....	47
Tabla 4-3 Configuración referencia LO 1. ....	48
Tabla 4-4 Configuración companion USRP X310 modificada.....	49

# 1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

En la actualidad, el crecimiento exponencial de las telecomunicaciones y la constante demanda de mayores capacidades de transmisión han impulsado el desarrollo de tecnologías avanzadas de radiofrecuencia. Uno de los enfoques más prometedores para optimizar la eficiencia espectral y mejorar la calidad del enlace en sistemas de comunicación inalámbrica es el *beamforming*, una técnica que permite direccionar las señales hacia un receptor específico mediante la combinación de múltiples antenas [1]. Esta técnica es fundamental en sistemas modernos como 5G, redes Wi-Fi avanzadas y radares de alta precisión, donde la adaptabilidad de la señal es clave para garantizar una transmisión eficiente.

El *beamforming* se basa en la generación de un patrón de radiación direccional mediante el ajuste de la fase y amplitud de las señales emitidas por un conjunto de antenas. Para lograr este control preciso, es esencial la sincronización entre los distintos elementos transmisores y receptores. En este sentido, la implementación de sistemas de radio definida por software (*Software Defined Radio*, SDR) ha facilitado el desarrollo de plataformas flexibles y altamente configurables para la investigación y experimentación en telecomunicaciones [2].

Entre los dispositivos SDR más avanzados, los receptores **Ettus USRP X310** destacan por su capacidad de procesamiento en tiempo real, su compatibilidad con diversas técnicas de sincronización y su integración con herramientas de desarrollo como **GNU Radio** y LabVIEW [3]. Sin embargo, la sincronización precisa de múltiples receptores X310 sigue siendo un desafío técnico, especialmente cuando se requiere una coherencia de fase y tiempo entre ellos para aplicaciones de *beamforming* [2].

Dado que la precisión en la sincronización afecta directamente al rendimiento del *beamforming*, este trabajo aborda el estudio, diseño e implementación de una estrategia para **sincronizar** dos receptores USRP X310, con el objetivo de garantizar su correcto funcionamiento en sistemas de comunicación basados en esta técnica. Además, debe permitir realizar técnicas de *beamforming* con un número de antenas superior al que pueda ser procesado por un único receptor.

## 1.1 Motivación y objetivos

Los sistemas de comunicación que utilizan Radios Definidas por Software (Software Defined Radio, SDR) representan una alternativa a las tecnologías de comunicación tradicionales, ya que son más accesibles en términos de costos y ofrecen una gran flexibilidad en su configuración y aplicación. Estas radios están compuestas por dos elementos principales: una parte de hardware, encargada de la transmisión y recepción de ondas de radio, y una parte de software, responsable de gestionar la comunicación entre el equipo anfitrión y el hardware, así como del procesamiento digital de la señal en el host [4].

El componente de hardware está representado por los dispositivos receptores **SDR** conocidos como **Universal Software Radio Peripheral (USRP)**, mientras que el procesamiento en software se lleva a cabo mediante programas diseñados específicamente para interactuar con estos equipos.

Este proyecto tiene como objetivo principal evaluar la sincronización entre los canales de dos receptores USRP X310, con el fin de facilitar su aplicación en sistemas de formación de haces con agrupaciones de antenas. Para ello, se plantean los siguientes objetivos específicos:

- Determinar si es posible la sincronización con una cantidad de **ocho canales** de frecuencia que pueden operar simultáneamente en los receptores USRP X310.
- Desarrollar un conocimiento claro y detallado de cada comando y elemento del SDR, permitiendo así una sincronización mucho más precisa y entendida, con el fin de poder utilizar **más de un receptor**.
- Analizar **parámetros de muestreo** como la fase y frecuencia de las señales que los receptores presentan a través de cada canal de frecuencia cuando se emplean todos los cabezales disponibles.
- Medir la **sincronización** en términos de tiempo, fase y frecuencia entre los distintos canales de los receptores, interpretando los resultados de manera que se llegue a una comprensión completa de su naturaleza.

Para validar los resultados, se generarán en primer lugar señales de referencia utilizando un generador de señales vectoriales Keysight EXG(N5172B), las cuales serán transmitidas a través de un canal físico MIMO a todos los cabezales de frecuencia de los receptores USRP X310. Posteriormente, los datos capturados serán procesados digitalmente con el propósito de evaluar la precisión de la sincronización, utilizando como herramienta principal del SDR GNU Radio.

En segundo lugar, se radiará la misma señal de referencia utilizando un conjunto de emisores tipo HackRf ó Pluto, la cual será captada por un array de antenas conectado a los receptores USRP X310, lo que permitirá realizar una técnica de *beamforming* para estimar su ángulo de emisión y validar la precisión en la sincronización obtenida.

## 1.2 Organización de la memoria

En este apartado se define la estructura de la memoria del proyecto, detallando la organización y distribución de los contenidos abordados en cada capítulo.

El **Capítulo 1** introduce el concepto de Radio Definida por Software (SDR), así como la descripción de los dispositivos USRP y el hardware empleado en el desarrollo del proyecto. Asimismo, se especifican **los objetivos** a alcanzar y se presenta la técnica de *beamforming*.

El **Capítulo 2** expone el **estado del arte** del proyecto, proporcionando un análisis detallado de los equipos de hardware y tecnologías SDR. Además, se incluyen los fundamentos físicos y matemáticos relevantes para la comprensión y desarrollo del trabajo.

En el **Capítulo 3**, se describe en detalle el **proceso metodológico** seguido para la ejecución del TFG. Se especifican las características y parámetros del software GNU Radio, el receptor USRP X310, el modelo de comunicación de la señal y la explicación de su sincronización.

El **Capítulo 4** presenta y analiza **los resultados** obtenidos a lo largo del desarrollo del proyecto, destacando la evolución de los experimentos y la naturaleza de los datos recopilados.

En el **Capítulo 5**, se exponen las **conclusiones**, evaluando el cumplimiento de los objetivos propuestos y señalando posibles **líneas de investigación futuras** que podrían derivarse del presente trabajo.

Finalmente, el documento concluye con el **Capítulo 6**, en el cual se recopila la **bibliografía** utilizada a lo largo del desarrollo del proyecto, proporcionando las referencias que han fundamentado el estudio.

## 2 ESTADO DEL ARTE

### 2.1 Receptor superheterodino

#### 2.1.1 Definición

Un receptor superheterodino es un tipo de receptor de radiofrecuencia (RF) ampliamente utilizado en telecomunicaciones, radiodifusión, radar y otros sistemas de comunicación inalámbrica. Su principal característica es la **heterodinación**, que emplea un oscilador local (LO) y una frecuencia intermedia (FI) para mejorar la selectividad y sensibilidad del receptor. Esta técnica permite aplicar filtros y amplificadores optimizados para una frecuencia concreta, mejorando así la calidad de la recepción y reduciendo interferencias. [5]. Este diseño fue desarrollado por Edwin Howard Armstrong en 1918 y ha sido el estándar en la mayoría de los receptores de radio desde entonces [6].

Los receptores superheterodinos constan de un amplificador RF con el fin de aumentar el nivel de la señal recibida que se quiere que llegue al mezclador y realizar un primer filtrado centrado en la señal deseada. Además, adapta la impedancia de la antena al mezclador.

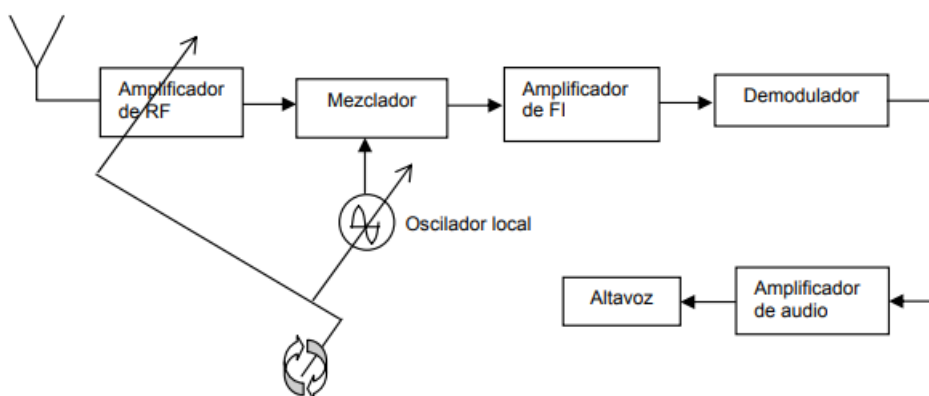


Figura 2-1. Diagrama de bloques del receptor superheterodino [5].

La frecuencia del oscilador local y la sintonía del amplificador de RF se gobiernan con el mismo mando. Por ejemplo, la frecuencia intermedia para receptores superheterodinos de AM de radiodifusión está normalizada y vale 455 kHz. Esta banda de radiodifusión va desde 535 kHz hasta 1.620 kHz [7].

Es conveniente realizar algunos comentarios sobre el receptor superheterodino aplicado a la recepción de señales **DVB-T**, los cuales, aunque originalmente se describen para sistemas AM o FM, son igualmente aplicables en el caso de DVB-T:

- En un receptor DVB-T, la señal de RF se convierte a una **frecuencia intermedia (FI)** que se sitúa fuera de la banda original de la señal. Esto es crucial para evitar que emisiones cercanas o de alta potencia se acoplen a la etapa de FI, lo que podría distorsionar la señal deseada. La conversión a FI permite que el **receptor filtre y amplifique únicamente la señal de interés**, garantizando una recepción limpia y evitando interferencias.
- El **oscilador local (LO)** nunca opera directamente a la frecuencia intermedia, ya que ello implicaría que su señal pudiera acoplarse y causar interferencia en la etapa de FI. En su lugar, el LO se utiliza para generar la frecuencia de mezcla necesaria para **convertir la señal de RF a FI**, manteniendo un aislamiento adecuado entre la señal de LO y la señal intermedia resultante. Esto es fundamental en receptores DVB-T, donde la selectividad y la integridad de la señal digital dependen de una conversión precisa y sin contaminación por interferencias del LO.

Estos principios aseguran que el receptor superheterodino pueda procesar correctamente la señal DVB-T, minimizando la interferencia y maximizando la calidad de la información demodulada.

Hay una serie de parámetros [5] que son de gran importancia en los receptores superheterodinos que han de ser comentados antes de explicar sus elementos componentes:

- La **sensibilidad** de un receptor es la capacidad para detectar señales de baja amplitud. Se define como el nivel mínimo de señal de RF en la entrada del receptor que aún puede producir una señal de información demodulada utilizable. Este parámetro depende de factores como el ruido presente en la entrada, la figura de ruido del receptor y la sensibilidad del detector. Una alta sensibilidad permite al receptor captar señales débiles sin degradar la calidad de la información.
- Se conoce a la capacidad del receptor para discriminar entre la señal deseada y las señales de frecuencias adyacentes o interferentes como **selectividad (SF)**. Se mide por la habilidad del receptor para aceptar una banda de frecuencias específica y rechazar otras no deseadas. La selectividad se cuantifica mediante el ancho de banda del receptor en puntos de atenuación predeterminados, como -3 dB y -60 dB, y se expresa a menudo mediante el factor de figura (SF), que es la relación entre estos anchos de banda. Una alta selectividad es crucial para evitar la interferencia de señales cercanas en frecuencia.
- La **relación señal a ruido** es aquella relación entre la potencia de señal deseada y la potencia del ruido, ambas a la salida. Mide la pureza de la señal de salida del receptor. Para obtener una alta relación señal a ruido deben darse dos condiciones: la ganancia del receptor debe ser suficiente para producir la potencia de señal de salida adecuada y el ruido introducido por el propio receptor debe ser el mínimo posible.
- Se refiere a la **fidelidad** a la capacidad del receptor para reproducir con precisión la señal de información original sin distorsión. Depende principalmente del ancho de banda del receptor y de la linealidad de sus componentes, como el detector y los amplificadores. Para obtener buena fidelidad el ancho del receptor debe ser suficientemente grande para permitir el paso de todas las componentes de frecuencia de la señal de información. Si algunas de las componentes de frecuencia son atenuadas, la fidelidad obviamente se verá reducida por el

aumento de la distorsión. Como en el procesamiento de ciertas señales la linealidad de los amplificadores es importante, cualquier alinealidad provocará distorsión de la señal.

Una vez explicados los parámetros, analizaremos cada componente que conforma el receptor superheterodino, desde que se capta la señal por la antena hasta que es entregada al receptor (antena, ...), como muestra la figura 2-1:

- La **antena** es el primer componente del receptor y su función principal es captar las señales electromagnéticas transmitidas en el aire por las estaciones de radio o cualquier otro transmisor. Convierte las ondas electromagnéticas en señales eléctricas de RF (radiofrecuencia). Estas señales generalmente son muy débiles y requieren ser amplificadas antes de su procesamiento. La frecuencia de la señal captada depende del diseño y tamaño de la antena, que debe ser adecuado para el rango de frecuencias deseado [5].
- El **amplificador de RF** es el primer circuito activo del receptor y cumple dos funciones principales: Amplificar la señal débil captada por la antena, hasta un nivel adecuado para su procesamiento sin introducir demasiado ruido, y seleccionar la frecuencia deseada a través de un filtro paso banda, eliminando señales no deseadas que pudieran generar interferencias. Destacar que la sensibilidad del receptor mejora al amplificar señales débiles y ayuda en la selectividad, al reducir el impacto de estaciones cercanas en frecuencia. Se puede implementar con transistores de bajo ruido o amplificadores operacionales, diseñados para altas frecuencias. Por otro lado, se debe tener en cuenta, que aunque su ancho de banda es mayor que el del amplificador de frecuencia intermedia (FI), debe rechazar la frecuencia imagen, que es una interferencia no deseada [8].
- La estabilidad del **oscilador local (LO)** es especialmente crucial en el contexto DVB-T porque cualquier fluctuación en la frecuencia del oscilador se traduce en un error en la FI, lo cual puede afectar la correcta demodulación de la señal digital. En sistemas DVB-T, donde las subportadoras de OFDM están muy próximas entre sí, un desvío en la frecuencia del LO puede inducir interferencia entre subportadoras y deteriorar la calidad de la señal recibida, provocando errores en la decodificación de la información [8].  
Por ello, mantener un LO altamente estable es esencial para minimizar la variación del error de fase y garantizar una conversión precisa y consistente en todo el proceso de recepción. Esta estabilidad es, por tanto, una de las problemáticas principales que se aborda en este proyecto, con el objetivo de asegurar un rendimiento óptimo del receptor DVB-T .  
+
- En cuanto al **mezclador**, este se explicará con mayor detenimiento más adelante en la memoria, una vez comprendido el concepto de *down conversión*, reflejado en el siguiente subapartado.
- Después de que la señal pasa por el mezclador, y ya ha sido convertida a una frecuencia intermedia (FI), la cual es fija y estandarizada (por ejemplo, 455 kHz en AM y 10.7 MHz en FM), el **amplificador de FI** tiene funciones como amplificar la señal con una ganancia mayor que el amplificador de RF, ya que aquí se encuentra la señal ya filtrada. El amplificador eliminará cualquier ruido residual o interferencia, filtrando aún más la señal. Esto conlleva a que se mejore la selectividad, ya que el ancho de banda de este amplificador es mucho más estrecho y preciso que el del amplificador de RF, y reduce las interferencias y aumenta la calidad de la señal, asegurando que solo la estación deseada pase al siguiente proceso [8].

El amplificador se implementa con filtros cerámicos, SAW (Surface Acoustic Wave) o filtros LC sintonizados a la FI, haciendo que consiga una alta ganancia y baja figura de ruido para mejorar la calidad de la señal, optimizando así la relación señal/ruido del receptor [6].

Además de los componentes generales que se acaban de mencionar, también están presentes diferentes tipos de bancos de filtros y atenuadores. Dichos elementos secundarios que realizan funciones imprescindibles se especificarán durante el desarrollo del proyecto.

### 2.1.2 Down Conversion

La **Down Conversion**, o conversión a frecuencia inferior, es un proceso en el que una señal de **radiofrecuencia (RF) alta** se convierte en una señal **de frecuencia intermedia (FI)** o de baja frecuencia (BF). Este método es ampliamente utilizado en receptores de radio, telecomunicaciones y procesamiento de señales, especialmente en arquitecturas de receptores superheterodinos y sistemas de radar, con el fin de operar la señal a una frecuencia deseada. La conversión descendente se basa en el uso de un **mezclador** y un **oscilador local** para reducir la frecuencia de la señal entrante [9].

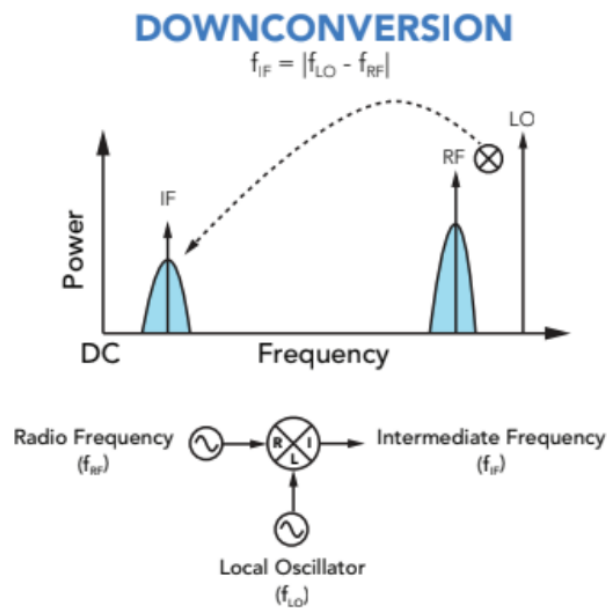


Figura 2-2. Representación gráfica de la *down conversion* [9].

En la práctica, se filtra la frecuencia deseada y se eliminan las demás frecuencias generadas.

Al mezclar la señal de RF con el LO, los productos de intermodulación generados pueden incluir **señales espurias** como las que se muestran en la figura. Si la espuria es reflejada y vuelve al mezclador, puede mezclarse nuevamente con el LO y generar una señal indeseada en la misma frecuencia que la señal convertida. Este problema se puede mitigar mediante un diseño adecuado del filtro de RF y de FI, o utilizando mezcladores con buena supresión de imágenes [9].

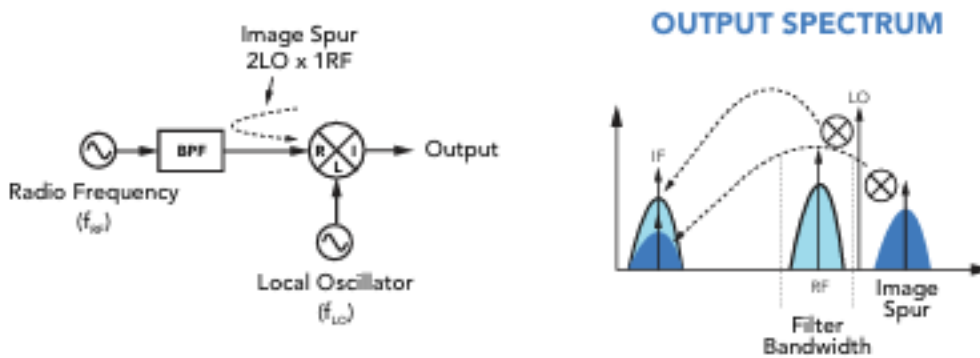


Figura 2-3. Generación de señal espuria o indeseada, representada en diagrama del multiplicador (izq) y gráficamente (dcha) [9].

Otra solución a las señales no deseadas es utilizar **receptores superheterodinos múltiples**, los cuales aplican técnicas de doble conversión, y se caracterizan por estar formados por **dos osciladores locales y dos mezcladores**, como se indica en la figura 2-4.

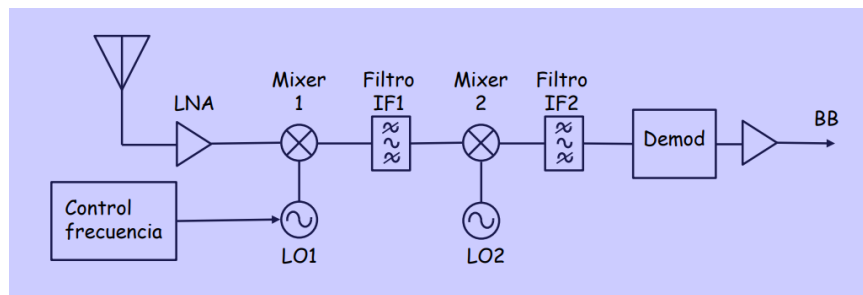


Figura 2-4. Diagrama de bloques de receptor superheterodino múltiple (doble conversión) [10].

En los receptores superheterodinos de conversión simple, como se ha explicado antes, hay un dilema en la elección de la frecuencia intermedia (FI), debido a dos factores contradictorios. Si **la FI es muy baja**, se obtiene una mayor selectividad y mejor rechazo de ruido, pero es más difícil diseñar filtros con alto rechazo de la frecuencia imagen. En cambio, si **la FI es muy alta**, se mejora el rechazo de la frecuencia imagen, pero disminuye la selectividad, ya que los filtros a altas frecuencias son más difíciles de diseñar con anchos de banda estrechos [9].

Para resolver este problema, se usa una **conversión múltiple**, donde en la primera conversión se convierte la señal recibida en una FI alta, usándose un primer mezclador y un oscilador local de alta frecuencia, mejorando el rechazo de la frecuencia imagen. En la segunda conversión, se convierte la señal de FI alta a una FI baja, lo que mejora la selectividad y el filtrado. Aquí se usa también un segundo mezclador con otro oscilador local. Posteriormente la señal de FI baja se filtra con alta precisión y luego se demodula para extraer la información original [10].

Es posible realizar aún más conversiones, pero no lo trataremos debido a que el receptor usado para este TFG será de **conversión doble** (Figura 2-4). Además, no es habitual realizar más de tres conversiones.

### 2.1.3 Mezclador

Un **mezclador de frecuencias** es un circuito electrónico que combina dos señales de entrada y produce una salida cuya frecuencia es la suma o la diferencia de las frecuencias de las señales originales. Es decir, su función dentro de los receptores superheterodinos es la de generar esa frecuencia intermedia deseada [5].

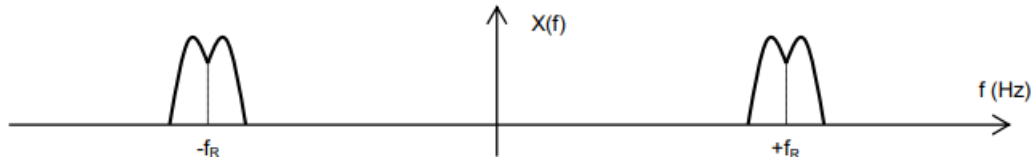


Figura 2-5. Señal paso banda centrada a una cierta frecuencias  $f_r$ [5]

El mezclador desplaza el espectro a otro valor de frecuencia (figura 2-6). Si la nueva posición es superior se ha realizado una elevación en frecuencia (*up-convert*). En caso de ser inferior, una disminución en frecuencia (*down-convert*).

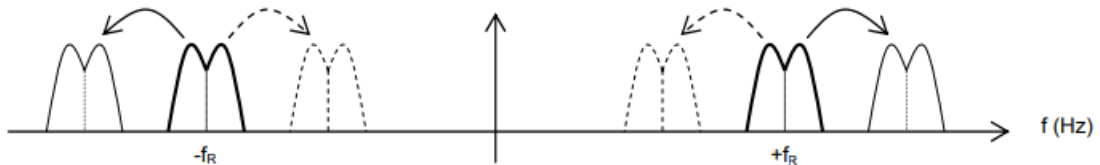


Figura 2-6. Espectro desplazado a otro valor de frecuencia [5].

El mezclador se compone de un **multiplicador** al que llega la señal paso banda y un tono proveniente de un **oscilador local** (ver Figura 2-4) [9]. La salida se conecta a un filtro paso banda que selecciona el espectro deseado. De acuerdo con el **teorema de la multiplicación**, la transformada de Fourier del producto de dos señales es igual a la convolución de las transformadas de Fourier de cada una de ellas. Por ello, el espectro de la señal resultante incluye componentes en las frecuencias correspondientes a la suma y a la diferencia de las frecuencias de las señales de entrada [11], tal y como se muestra en la siguiente expresión:

$$y(t) = x(t) \cos \omega_0 t \xrightarrow{TF} Y(\omega) = \frac{1}{2} [X(\omega + \omega_0) + X(\omega - \omega_0)] \quad (2.1)$$

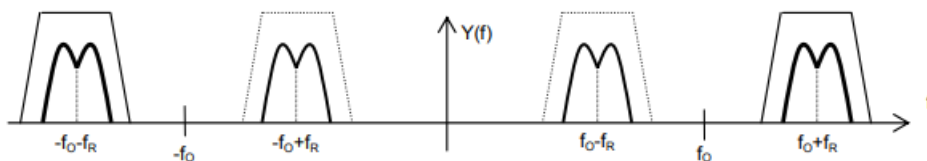


Figura 2-7. Señal del espectro modulada en *up-convert* y *down-convert* [5].

La frecuencia de salida está determinada por la configuración del filtro (ya sea en trazo continuo o discontinuo) y por el valor del oscilador local. Cuando el espectro se desplaza  $f_0 + f_r$ , siempre resulta en un incremento de la frecuencia. Por otro lado, el término ubicado en  $f_0 - f_r$  puede generar tanto un aumento como una disminución en la frecuencia. Es importante asegurarse de que el ancho de banda del filtro sea, como mínimo, igual al de la señal de paso banda, y lo suficientemente estrecho como para suprimir componentes espectrales no deseados[5].

Además, los mezcladores también utilizan tecnología como transistores FET o CMOS, y diodos Schottky (respuesta rápida y eficiente). Los mezcladores se pueden clasificar dependiendo del número de diodos que dispongan, generando diferentes características entre ellos[12]:

- **Mezclador simple:** El mezclador simple es la versión más básica y consta de **un único diodo no lineal** que actúa como el elemento de mezcla. Su funcionamiento se basa en la propiedad de rectificación del diodo, que permite la combinación de la señal de radiofrecuencia (RF) y la señal del oscilador local (LO) para generar componentes en nuevas frecuencias. Tiene un funcionamiento sencillo además de ser económico, aunque genera muchos armónicos y posee una baja aislación entre las señales de entrada y salida
- **Mezclador balanceado simple:** El mezclador balanceado simple mejora el diseño del mezclador simple utilizando **dos diodos** en una configuración equilibrada. Esto permite que los armónicos no deseados y la señal del oscilador local se cancelen parcialmente, reduciendo el ruido y mejorando la selectividad de la señal de salida. Sin embargo, no elimina completamente la señal del LO, además de seguir generando algunos productos de intermodulación no deseados. Este tipo de mezcladores son utilizados para receptores de radio de mejor calidad.
- **Mezclador balanceado doble:** El mezclador balanceado doble utiliza **cuatro diodos** en una configuración de puente para mejorar aún más el aislamiento y la supresión de señales no deseadas. Este diseño equilibra las señales de RF y LO de manera que la señal del oscilador local se cancela casi por completo, reduciendo significativamente la interferencia y el ruido. Debido a su rendimiento, es más complejo de diseñar y fabricar, requiriendo de componentes de mayor calidad para mantener la simetría del circuito. El **receptor USRP serie X310**, con el cual se trabajará en los ensayos de este trabajo, dispone de este tipo de mezcladores. Además, el mezclador balanceado doble está presente en receptores de alta sensibilidad en comunicaciones, sistemas de radar y navegación.
- **Mezclador triple balanceado:** El mezclador triple balanceado es el diseño más avanzado y utiliza **múltiples diodos** y una red de acoplamiento más sofisticada para maximizar la supresión de armónicos, mejorar la linealidad además de reducir la distorsión en la conversión de frecuencia. Este tipo de mezclador ofrece un rendimiento superior en aplicaciones donde la pureza espectral es crítica debido a su alta precisión en la conversión de frecuencia, y su excelente aislamiento entre las señales RF, LO y salida. Utilizado para comunicaciones satelitales y espaciales, sistemas radares de última generación y receptores en redes de 5G y comunicaciones militares.

## 2.2 Conversión analógico digital (ADC)

### 2.2.1 Definición y funcionamiento

Los **convertidores analógico-digitales (ADC)** son componentes esenciales en los sistemas de procesamiento de señales digitales. Su función es **transformar** una señal analógica continua en una representación digital discreta, permitiendo su procesamiento en dispositivos digitales como computadoras, procesadores DSP y sistemas de radio definida por software (SDR) [13].

Uno de los casos prácticos donde los ADC juegan un papel fundamental es en los receptores de radio SDR, como el USRP X310, que emplea convertidores de alta velocidad para digitalizar señales de radiofrecuencia (RF) antes de su procesamiento. Para mejorar la sincronización y estabilidad del sistema, estos dispositivos pueden utilizar un oscilador disciplinado por GPS (GPSDO), asegurando una referencia de tiempo precisa y estable, permitiendo una sincronización entre diversos canales[2].

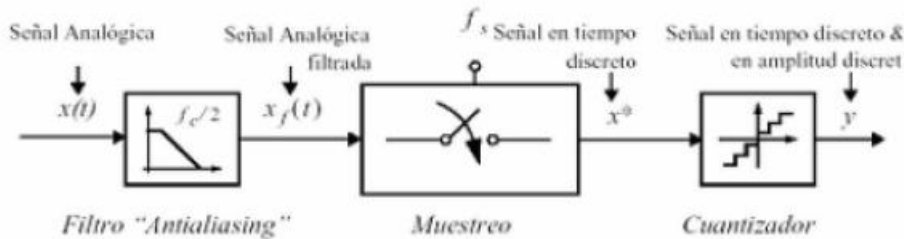


Figura 2-8. Diagrama general de un convertidor A/D [14].

La conversión de una señal analógica a digital se lleva a cabo en varias etapas fundamentales:

- **Prefiltrado antisolapamiento (Antialiasing Filter):** Se emplea un filtro paso bajo para eliminar componentes de frecuencia superiores a la frecuencia de Nyquist y **evitar aliasing**. El *aliasing* ocurre cuando una señal de alta frecuencia no es correctamente muestreada y se superpone a frecuencias más bajas, causando distorsión en la señal digital) [14].
- Una vez prefiltrado, la señal analógica es medida en intervalos de tiempo equiespaciados. El **muestreo** debe cumplir con el **teorema de Nyquist**, que establece que la frecuencia de muestreo debe ser al menos el doble de la frecuencia máxima de la señal para evitar pérdida de información [15].
- Cada muestra obtenida en el muestreo es asignada a un valor digital dentro de un conjunto finito de niveles. Cuantos más niveles de **cuantización** se utilicen, mayor será la precisión de la señal digitalizada. La diferencia entre el valor real de la señal y el valor cuantizado introduce un error conocido como error de cuantización [14].
- Una vez cuantizada, la señal es representada mediante un código binario. La cantidad de bits utilizados en la **codificación** define la resolución del ADC. Por ejemplo, un ADC de 8 bits puede representar 256 niveles discretos, mientras que un ADC de 16 bits puede representar 65,536 niveles, lo que proporciona mayor precisión [14].
- **Conversión de la tasa de muestreo:** Dependiendo de la aplicación, puede ser necesario modificar la tasa de muestreo. Este proceso puede incluir **diezmado (submuestreo)**, que supone reducir la tasa de muestreo eliminando muestras innecesarias, o **interpolación (sobre muestreo)**, aumentando la tasa de muestreo mediante la inserción de valores intermedios calculados [14].

### 2.2.2 Arquitectura de los ADC

Existen diferentes arquitecturas de convertidores ADC [12], cada una con ventajas según la aplicación:

- **Flash ADC:** Utiliza una red de comparadores para realizar la conversión en un solo ciclo. Es el tipo de ADC más rápido disponible, ya que compara la señal de entrada con múltiples niveles de referencia en paralelo. Sin embargo, requiere una gran cantidad de comparadores ( $2^n$  para una resolución de  $n$  bits), lo que lo hace costoso y poco eficiente en términos de consumo energético. Se utiliza en aplicaciones de ultra alta velocidad, como osciloscopios digitales y receptores de radar.
- **SAR (Successive Approximation Register) ADC:** Realiza la conversión bit por bit utilizando un registro de aproximación sucesiva. Este tipo de ADC equilibra velocidad y consumo de energía, siendo ideal para aplicaciones que requieren precisión y eficiencia, como mediciones industriales y sistemas embebidos.
- **Sigma-Delta ADC:** Convierte señales de baja frecuencia con alta precisión mediante el uso de modulación sigma-delta y filtrado digital. Este ADC ofrece una excelente resolución a expensas

de una velocidad de conversión más baja, por lo que se usa en aplicaciones de audio, instrumentación y sensores de baja velocidad.

- **Pipeline ADC:** Diseñado para aplicaciones de alta velocidad y resolución, como sistemas de radio definida por software (SDR). Utiliza una arquitectura en etapas donde cada una refina la precisión de la conversión. Ofrece una alta relación señal-ruido (SNR) y es ideal para procesamiento de RF y sistemas de telecomunicaciones. Es el **utilizado en receptores como el USRP X310**, utilizado para esta investigación ya que es imprescindible una buena fidelidad de señal en aplicaciones como el *beamforming*.

## 2.3 GPSDO (GPS Disciplined Oscillator)

Cuando varios receptores operan en un sistema distribuido o se requiere coherencia de fase en aplicaciones como *beamforming*, es necesario garantizar que los ADC trabajen con una referencia común. Cualquier desincronización podría generar errores en la demodulación o deterioro en la calidad de la señal.

El GPSDO (GPS Disciplined Oscillator) es un tipo de oscilador de alta precisión cuya frecuencia de salida está **controlada o disciplinada por una señal de referencia proveniente del sistema GPS**. En esencia, combina un oscilador local (típicamente un OCXO o un rubidio) con un receptor GPS y un circuito de control que ajusta la frecuencia del oscilador para mantenerla alineada con la extremadamente precisa señal de tiempo del GPS [16].

Dicha precisión se obtiene realizando un **bloqueo de satélites**, proceso definido como la capacidad del receptor GPS de enlazarse a las señales de varios satélites simultáneamente. Para funcionar correctamente, el GPSDO necesita **bloquear al menos 4 satélites** para calcular su posición y sincronizar el tiempo con precisión. Cuantos más satélites tenga bloqueados, mayor será la fiabilidad y exactitud de la referencia temporal. En ambientes con mala visibilidad del cielo (edificios, interiores, etc.), el número de satélites bloqueados puede bajar, afectando la calidad de la señal de referencia. Sin embargo, **el GPSDO puede mantener la frecuencia precisa durante un tiempo limitado** gracias a la estabilidad del oscilador interno [17].

El USRP X310 puede utilizar esta referencia para [16]:

- **Sincronizar el reloj del ADC**, asegurando que las muestras se tomen en los tiempos correctos.
- **Alinear múltiples receptores**, permitiendo operaciones de MIMO o *beamforming* con coherencia de fase.
- **Reducir la desviación de frecuencia**, mejorando la estabilidad en aplicaciones de radioastronomía y comunicaciones de larga distancia.

Este elemento se considerará clave a la hora de obtener una sincronización de los canales que se encuentran separados en distintos receptores, y de la señal modulada por el ADC. Destacar que el GPSDO ha de estar conectado al USRP X310 mediante la entrada de referencia de 10 MHz y la señal de pulsos por segundo (PPS), además de tener una correcta configuración del hardware para que el reloj del ADC utilice la referencia externa [16]. Teóricamente, el GPSDO debería de garantizar una estabilidad temporal del ADC.

## 2.4 Radio Definida por Software (SDR)

### 2.4.1 Origen y progreso de las SDR

El concepto de **Radio Definida por Software (SDR)** surgió hace aproximadamente 30 años, pero aún no existe una definición universalmente aceptada [2]. Según el antiguo SDR Forum, ahora Wireless Innovation Forum (WIR), una SDR es un sistema donde ciertas o todas las funciones de la capa física se controlan mediante software, enfocándose en el **procesamiento de la señal** sin considerar directamente el cabezal de RF.

Actualmente, las SDR se han convertido en un estándar industrial, sustituyendo los circuitos ASIC por procesadores DSP programables. En su momento, la integración de RFIC y FPGA (Field Programmable Gate Array) en DSP permitió el desarrollo de radios tácticas militares, financiando avances en herramientas EDA (Electronic Design Automation) para automatización de diseño electrónico y beneficiando a la industria de semiconductores.

La evolución de RFIC, FPGA y EDA dio paso a la segunda generación de SDR en redes 4G LTE, mientras que la tercera generación llegó con la inclusión de núcleos DSP en teléfonos 4G LTE, posteriormente trasladando el procesamiento de la capa física a los ASIC [18].

### 2.4.2 Descripción

La Radio Definida por Software (SDR) es un **sistema de comunicaciones de radio** cuyo propósito es transmitir o recibir información según actúe como emisor o receptor. A diferencia de los sistemas tradicionales, en la SDR el **hardware adapta su comportamiento** según las instrucciones proporcionadas por software, lo que permite modificar funciones, bandas de frecuencia, amplificaciones y modos operativos mediante aplicaciones. El uso de FPGA, DSP y procesadores de propósito general (GPP) facilita la actualización y mejora de las capacidades de la radio mediante cambios en el software [4].

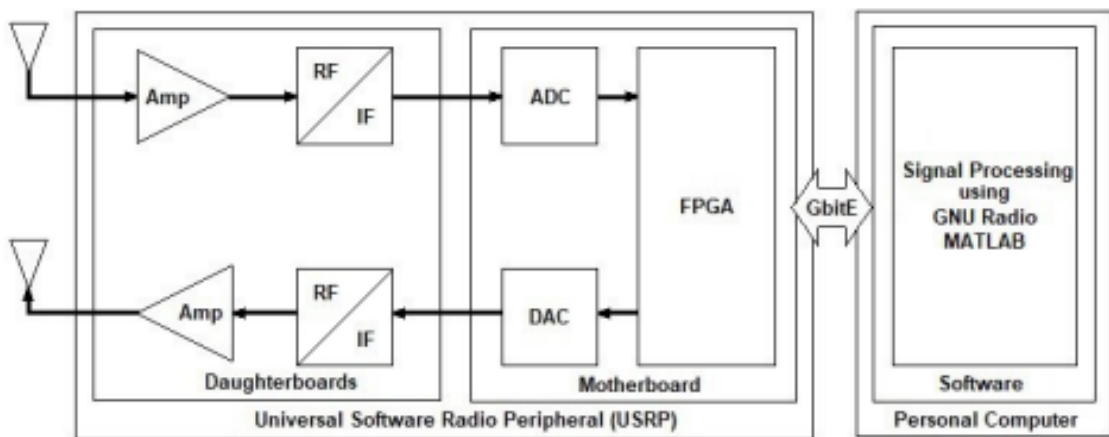


Figura 2-9. Diagrama general de bloques de una SDR [14].

El funcionamiento de una SDR puede dividirse en tres secciones principales [4], como se observa en la Figura 2-9. La primera es la sección de RF, donde las tarjetas secundarias o *daughterboards* gestionan la interacción con señales analógicas, capturando y emitiendo señales de radiofrecuencia (RF) y trasladándolas a una frecuencia intermedia (IF). La segunda es la tarjeta principal o *motherboard*, que se encarga de convertir señales entre los dominios analógico y digital. La tercera y última es la encargada del procesamiento digital de la señal.

Cada una de estas secciones opera con un flujo específico de señales:

- **Sección de RF:** Los puertos SMA permiten la conexión con antenas o cables, enlazados con las tarjetas secundarias que manejan las señales de RF. En la recepción, la señal de RF se amplifica para restaurar su nivel de potencia, se filtra para eliminar interferencias y se convierte a una frecuencia IF, adaptándola para su procesamiento en el convertidor analógico a digital (ADC). En transmisión, la señal se procesa de forma inversa: tras ser convertida por el convertidor digital a analógico (DAC), se filtra, amplifica y traslada de IF a RF antes de enviarse por el puerto SMA.
- **Conversión analógico-digital y digital-analógico:** En la recepción, la tarjeta principal convierte la señal analógica en digital mediante un ADC y la ajusta a banda base con un Convertidor Digital de Bajada (DDC) dentro de la FPGA. La velocidad depende de la tasa de muestreo del ADC.

En transmisión, se realiza la operación inversa, trasladando la señal de banda base a IF mediante un Convertidor Digital de Subida (DUC) antes de convertirse nuevamente en analógica con el DAC. La tasa de muestreo del DAC determina su velocidad de ejecución.

- **Procesamiento digital:** La señal digital es enviada al ordenador o *host*, que controla la SDR a través de un cable Ethernet conectado a la tarjeta principal.

Software como GNU Radio o MATLAB facilita el procesamiento de señales mediante bloques o código programado, permitiendo su análisis y manipulación en tiempo real.

Esta arquitectura modular de la SDR proporciona gran flexibilidad y capacidad de actualización, diferenciándola de las radios convencionales mediante la implementación de nuevas funciones vía software en lugar de modificaciones físicas.

### 2.4.3 GNU Radio

**GNU Radio** es una plataforma de desarrollo de software de código abierto y de uso gratuito, diseñada para proporcionar herramientas avanzadas de procesamiento de señales en radios definidas por software (SDR) [19]. A través de su interfaz gráfica, denominada GNU Radio Companion (GRC), los usuarios pueden **diseñar esquemas de procesamiento de señales** de manera visual, utilizando bloques predefinidos para la generación de formas de onda, codificación de canal, sincronización, comunicación entre dispositivos USRP y almacenamiento de datos, entre otros.

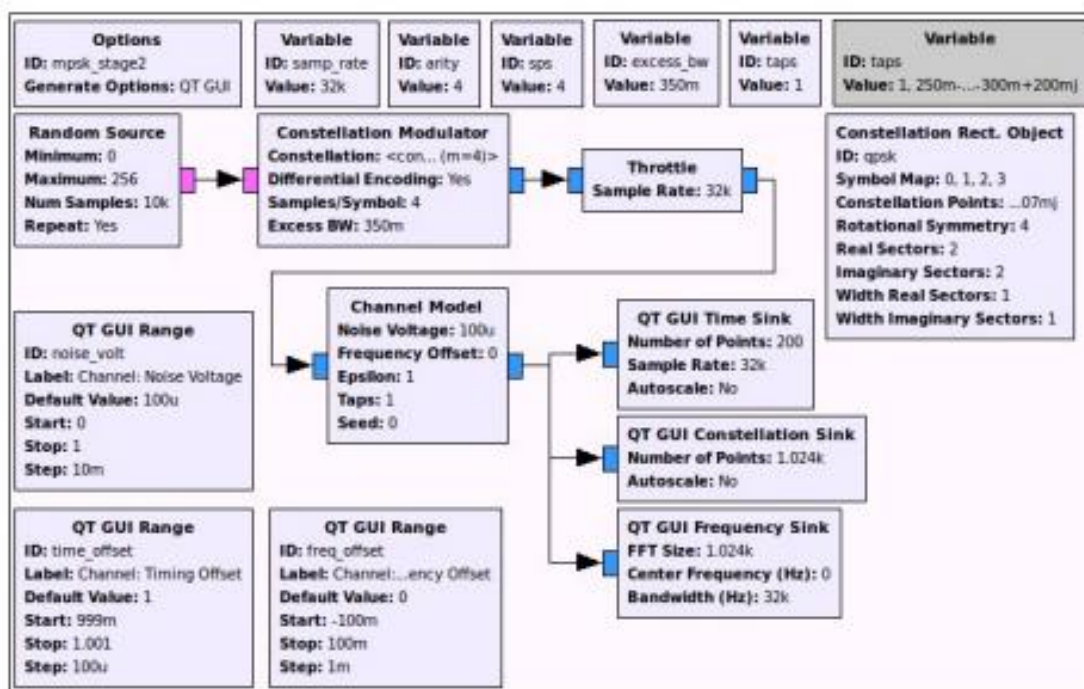


Figura 2-10. Diagrama general de bloques de una SDR [2].

El diseño creado en GRC se almacena en un script de **ejecución en Python**, el cual contiene la configuración completa del esquema, incluyendo parámetros relevantes como la ganancia de la antena, la antena seleccionada, la frecuencia de muestreo y la frecuencia central de modulación, así como las interconexiones entre bloques. Esta flexibilidad permite que GNU Radio pueda emplearse tanto con **hardware de RF externo**, como los dispositivos USRP, como en entornos puramente simulados sin necesidad de hardware adicional.

Además, la instalación de GNU Radio incluye una serie de ejemplos prácticos que facilitan la comprensión y aplicación de diversas técnicas de procesamiento de señales, resultando especialmente útil tanto para experimentación como para la implementación de prototipos en el ámbito de la radio definida por software.

## 2.5 Universal Software Radio Peripheral (USRP)

### 2.5.1 Descripción general

**Universal Software Radio Peripheral (USRP)** es el término empleado para referirse a los dispositivos receptores de Radio Definida por Software. Estos equipos permiten al usuario transmitir y recibir diversas formas de onda en un rango de frecuencia que puede alcanzar hasta 6 GHz, con anchos de banda instantáneos de hasta 56 MHz, dependiendo de la *daughterboard* instalada. Además, facilitan la creación ágil de prototipos, posibilitando el desarrollo de aplicaciones inalámbricas avanzadas [16].

Aunque en el mercado existen varios fabricantes de plataformas SDR, como Ettus Research, National Instruments y FlexRadio, en este proyecto se utilizarán dos dispositivos USRP de la serie X310 de Ettus Research. Cada USRP se compone de dos niveles: una tarjeta principal (*motherboard*) y una o varias tarjetas secundarias (*daughterboards*). En el caso de los X310, se emplean dos tarjetas **TwinRX**, que son **exclusivamente de recepción** [20].

Cabe destacar que, al conectar estos receptores a un generador de señal en un entorno libre de ruido, se pueden evaluar de manera óptima sus capacidades. Esta versatilidad y el procesamiento en tiempo real hacen de los USRP una herramienta revolucionaria en el campo de las comunicaciones inalámbricas, permitiendo explorar y desarrollar nuevas tecnologías que impulsan la innovación en el sector.



Figura 2-11. Receptor USRP X310 (izqda) y *daughterboard* Twin RX (dcha)

Aparte de lo descrito anteriormente, es importante resaltar otras características y ventajas de los dispositivos USRP, como por ejemplo que disponen de la presencia de una **FPGA** potente en la *motherboard*, la cual permite realizar operaciones de procesamiento digital de señales (DSP) en tiempo real. Esto es fundamental para aplicaciones que requieren respuesta inmediata, como sistemas de MIMO, *beamforming* o detección de señales en entornos dinámicos. La capacidad de ejecutar algoritmos DSP directamente en el hardware reduce la latencia y mejora el rendimiento general del sistema. [16].

Además, la combinación de un hardware robusto y la flexibilidad de la programación en SDR permite a investigadores y desarrolladores **crear prototipos de sistemas inalámbricos avanzados** en plazos muy reducidos. Desde sistemas de comunicación móvil hasta aplicaciones en radar o monitoreo espectral. Los USRP se han consolidado como una **plataforma fundamental** en la experimentación y desarrollo de nuevas tecnologías inalámbricas [4].

En resumen, los USRP no solo ofrecen una capacidad única para transmitir y recibir en un amplio rango de frecuencias con anchos de banda elevados, sino que su arquitectura modular, integración con herramientas de software y capacidades de procesamiento en tiempo real los convierten en una herramienta excepcional para la investigación y el desarrollo de sistemas de comunicación modernos. Estas ventajas han permitido que sean ampliamente adoptados tanto en entornos académicos como en la industria, impulsando la innovación en el campo de las comunicaciones inalámbricas.

## 3 DESARROLLO DEL TFG

Un sistema receptor con múltiples cabezales de frecuencia RF puede necesitar distintos niveles de sincronización entre canales, dependiendo de la aplicación. Dado que el propósito principal de la plataforma es **evaluar y comprender la sincronización** entre estos canales, es fundamental emplear una fuente capaz de generar una señal de referencia que sea recibida por todos ellos y que permita su comparación.

En este capítulo, se ofrece una visión general del sistema propuesto, los métodos para implementar la sincronización mediante hardware y/o software, así como la descripción del hardware utilizado en el montaje. Además, se presenta el modelo de sistema de comunicaciones empleado, con el objetivo de comprender mejor el proceso desde la recepción hasta la sincronización de los canales.

Continúa con una explicación del sistema y algunas consideraciones clave a tener en cuenta. También se detallan los modelos de canal, receptor, diseño software, incluyendo el significado del retardo de fase y el retardo de grupo.

### 3.1 Componentes Hardware de la plataforma de medida de sincronización.

#### 3.1.1 Generador de señales vectoriales Keysight EXG(N5172B)

El **Keysight EXG (N5172B)** es un generador de señales vectoriales de alto rendimiento diseñado para pruebas en comunicaciones inalámbricas, radar, sistemas electrónicos y otras aplicaciones que requieren señales RF precisas y moduladas [21]. En este proyecto actuará como transmisor, generando a los receptores una señal monocromática pura tipo coseno, donde el nivel de ruido se consigue reducir al mínimo, lo que a efectos prácticos supone una gran ventaja a la hora de realizar pruebas y medidas de sincronización. Forma parte de la familia de generadores de señales de la serie **EXG X-Series** de Keysight Technologies y se caracteriza por su confiabilidad, flexibilidad y excelente relación costo-rendimiento.

El Keysight EXG N5172B se caracteriza porque tiene un amplio rango de frecuencias que varía desde **9 kHz hasta 6 GHz**, lo que lo hace adecuado para una gran variedad de aplicaciones en telecomunicaciones y pruebas de radar. Por otro lado, este generador soporta una gran variedad de técnicas de modulación, incluyendo:

- **Modulación Analógica:** AM, FM, PM.
- **Modulación Digital:** PSK, QAM, FSK.

- **Generación de Señales Vectoriales:** Compatible con esquemas de modulación avanzados en sistemas inalámbricos.

Además, es compatible con estándares de comunicación como LTE, Wi-Fi, W-CDMA, y Bluetooth.

Ofrece alta precisión en la amplitud de salida, con niveles ajustables para pruebas rigurosas. Posee un nivel de salida de +18 dBm (máximo) y una excelente linealidad, lo que garantiza señales limpias y de alta calidad. Posee ruido de fase ultra bajo para pruebas exigentes en radiofrecuencia (por ejemplo, en receptores de comunicación), alta pureza espectral, lo que minimiza la interferencia en mediciones sensibles. Posee una opción de generador de formas de onda arbitrarias (AWG) para la simulación de señales personalizadas. Puede reproducir formas de onda personalizadas cargadas desde un software externo. Conectividad avanzada con puertos GPIB, LAN y USB, permitiendo control remoto y automatización de pruebas. Compatible con software de simulación y diseño como Keysight Signal Studio, MATLAB para generar señales personalizadas [22].

Sus aplicaciones comunes pueden ser desde pruebas de comunicaciones inalámbricas para la validación de estándares como LTE, 5G, Wi-Fi, Bluetooth, y más, hasta la generación de señales vectoriales para pruebas de receptores, investigación y desarrollo (I+D), pruebas en radar y defensa o industria aeroespacial y automotriz, relacionados con sistemas de navegación.



Figura 3-1. Generador Keysight EXG (N5172B) [21].

### 3.1.2 BG7TBL LCD-GPSDO

Anteriormente se explicó la definición del GPSDO, pero es necesario detallar el modelo usado en este proyecto debido a su función relevante en la sincronización de la señal. Su principal objetivo es **generar una referencia de frecuencia altamente estable** (normalmente **10 MHz**) y **un pulso por segundo (1 PPS)** sincronizado con el tiempo UTC.

El **BG7TBL LCD-GPSDO** está diseñado para proporcionar una referencia de frecuencia precisa para aplicaciones como laboratorios de calibración, transmisiones de radiofrecuencia, telecomunicaciones y equipos de medición [22]. Su receptor GPS de alta sensibilidad puede lograr fijación de satélites sin requerir línea de vista directa (aunque un cielo despejado mejora la precisión). Incluye una pantalla LCD e indicadores LED para supervisar el estado del bloqueo GPS, el error de frecuencia y el nivel de señal. Además, integra un algoritmo que refuerza la estabilidad de la señal y mantiene la precisión en la frecuencia del oscilador.

El dispositivo recibe las señales GPS a 1575.42 MHz mediante una antena activa. Dichas señales se comparan internamente con la salida del OCXO (Oven Controlled Crystal Oscillator) para ajustar continuamente la frecuencia y minimizar cualquier desviación. Como resultado, genera una nueva señal de 10 MHz, con una estabilidad de hasta  $2.5 \times 10^{-11}$  tras 5 horas de operación, y distribuye un pulso de 1 PPS perfectamente alineado con UTC.

Adicionalmente, en la configuración empleada en este proyecto, el BG7TBL LCD-GPSDO se complementa con **dos módulos distribuidores** que permiten **replicar** tanto la señal de 10 MHz como el pulso de 1 PPS a múltiples salidas. Cada uno de estos módulos (uno destinado a la señal de 10 MHz y otro a la onda cuadrada del PPS) dispone de varias salidas de igual amplitud y fase, lo que garantiza que varios dispositivos (por ejemplo, dos receptores USRP X310) reciban la misma referencia sin sufrir atenuación desigual ni desplazamientos de fase notables. Esta característica resulta esencial en sistemas multicanal, pues mantiene la coherencia de los relojes en cada receptor, reduciendo así los errores de sincronización en fase y frecuencia [22].

En la Tabla 3-1 se incluyen los parámetros técnicos principales del BG7TBL LCD-GPSDO, reflejando sus especificaciones de potencia, precisión y tipo de onda generada, además de los niveles de salida para la señal sinusoidal de 10 MHz y el pulso de 1 PPS [22]:

PARÁMETRO	VALOR
Alimentación	12V DC (rango 11.7-12.9V)
Consumo	15 W
Salida Frecuencia (F)	10 MHz
Precisión (F)	$2.5 \times 10^{-11}$ Hz (5 horas)
Nivel de salida (F)	1 Vrms (~10-15 dBm)
Tipo onda salida (F)	Onda Sinusoidal
Salida Frecuencia (T)	1 PPS
Tipo onda salida (T)	Onda Cuadrática
Nivel de salida (T)	3.3 Vpp
Interfaz de comunicación	RS232 (DB9)
Protocolo de datos	NMEA
Antena GPS	Antena activa con conector SMA
Alimentación antena	3.3V (por defecto) o 5V opcional

**Tabla 3-1 Parámetros técnicos del BG7TBL LCD**

Destacarse que en la tabla 3-1, la letra F se utiliza para hacer referencia a los parámetros asociados a la señal de frecuencia (por ejemplo, los 10 MHz), mientras que la letra T se refiere a los parámetros asociados a la señal de tiempo (en este caso, el pulso de 1 PPS).

Además, el oscilador disciplinado es imprescindible para una conversión analógica digital correcta, por lo que debe estar conectado también al **ADC**.



Figura 3-2. GPSDO acompañado de OCXO y amplificador de onda.

### 3.1.3 Splitter ZFRSC-42+ / ZX10-2-20-S+

Los *splitters* (divisores de señal) son dispositivos pasivos de radiofrecuencia (RF) utilizados para dividir una señal de entrada en múltiples señales de salida con una atenuación controlada. Se utilizan en sistemas de telecomunicaciones, pruebas de laboratorio, y radio definida por software (SDR), como en el USRP X310. Para el proyecto utilizaremos dos modelos los cuales se detallan a continuación:

- El **ZX10-2-20-S+** tiene como función principal repartir la señal principal entre las entradas de los canales del receptor. Es un divisor de señal más avanzado que usa un diseño de transformador híbrido para proporcionar mayor aislamiento entre sus salidas (hasta **20 dB de aislamiento**, comparado con los 6 dB del ZFRSC-42+). Esto lo hace ideal para aplicaciones en las que se requiere evitar interferencias externas, puesto que no provocará altas pérdidas e interferencias de la señal generada por Keysight. Además, tiene una **baja pérdida de inserción (0.8 dB típica)**, lo que significa que retiene más potencia de la señal original [23].



Figura 3-3. Modelo Splitter ZX10-2-20-S+.

- El **ZFRSC-42+** es un divisor **resistivo**, lo que significa que divide la potencia de entrada en partes iguales con una atenuación de **6 dB** por cada salida. Debido a su diseño resistivo, tiene una baja capacidad de aislamiento entre salidas, por lo que no es ideal para sistemas donde se requiera una separación significativa entre los canales. En nuestro caso nos es indiferente puesto que la señal es la misma. Por otro lado, funciona desde **DC hasta 4.2 GHz**, lo que lo hace extremadamente versátil para sistemas de banda ancha, e ideal para cumplir su función principal; distribuir los canales dentro del receptor con el fin de que estos puedan sincronizarse con el OL de referencia [24].



Figura 3-4. Modelo Splitter ZFRSC-42+.

A continuación, en la Tabla 3-2 se reflejan datos técnicos de ambos *splitters*:

PARÁMETRO	ZX10-2-20-S+ [23]	ZFRSC-42+ [24]
Tipo divisor	Híbrido (2vías)	Resistivo (2 vías)
Rango de Frecuencia	200 - 2000 MHz	DC - 4200 MHz
Atenuación por inserción	0.8 dB típica	6 dB
Aislamiento entre puertos	20 dB típica	6 dB
Desbalance de fase	Máx. 9°	Máx. 5°
Desbalance de amplitud	Máx. 0.6 dB	Máx. 0.5 dB
Potencia máxima	0.5 W	0.75 W
Ganancia	0 – 95 dB	0 – 95 dB
VSWR	1.05 - 1.41	1.00 - 1.14
Conector	SMA	SMA

Tabla 3-2 Especificaciones parámetros *splitters*.

### 3.1.4 Receptor USRP X310

Del receptor USRP se explicó su definición anteriormente en el estado del arte. Para este proyecto trabajaremos con la serie X310. Como bien se mencionó, toda USRP se compone de una tarjeta principal y secundaria. El USRP puede ser modificado a través del SDR enlazado. A continuación, se describirá con más detalle ambos niveles de tarjetas de la USRP X310 actuando como dispositivos receptores

#### 3.1.4.1 Tarjeta Principal

La tarjeta principal del USRP X310 se encarga de digitalizar la señal de radiofrecuencia recibida mediante dos convertidores analógico-digitales (ADC) de doble canal, los cuales operan en fase (I) y cuadratura (Q). Estos ADC tienen una resolución de 14 bits y una frecuencia de muestreo máxima de 200 MS/s, utilizando el modelo **ADC14DC080 de Texas Instruments**.

Las muestras digitalizadas se transfieren a la **FPGA Xilinx Kintex-7**, disponible en dos versiones según la configuración del dispositivo: XC7K325T o XC7K410T. Esta FPGA realiza la traslación de frecuencia a banda base mediante un *down conversión* Digital (DDC), utilizando un oscilador numérico de seno y coseno para separar las componentes I y Q[2].

Tras la conversión a banda base, se lleva a cabo un proceso de reducción de la tasa de muestreo por un factor entero configurable N, conocido como diezmo, lo que permite ajustar la tasa final de muestreo enviada al procesador final (típicamente al ordenador). Las muestras combinadas de salida, en formato *Complex Float 32*, se transmiten al sistema de procesamiento a través de dos enlaces de fibra óptica, optimizando el rendimiento y la eficiencia del enlace de datos [16].

Además, la tarjeta principal está sincronizada mediante un **oscilador VCTCXO de 10 MHz** [16], el cual garantiza estabilidad en la frecuencia. También permite la sincronización con una referencia externa (GPSDO) de 10 MHz o una señal de Pulso por Segundo (PPS) para aplicaciones que requieren alineación temporal precisa.

El USRP X310 cuenta con dos ranuras de expansión diseñadas para la instalación de módulos de radiofrecuencia (RF *daughterboards*), los cuales pueden configurarse tanto para transmisión como para recepción de señales, dependiendo del tipo de aplicación. A diferencia de otros modelos, este dispositivo permite el uso simultáneo de dos tarjetas de RF, ampliando su flexibilidad en el procesamiento de señales en tiempo real, junto con una sincronización mayor gracias a esta configuración del chasis [25].

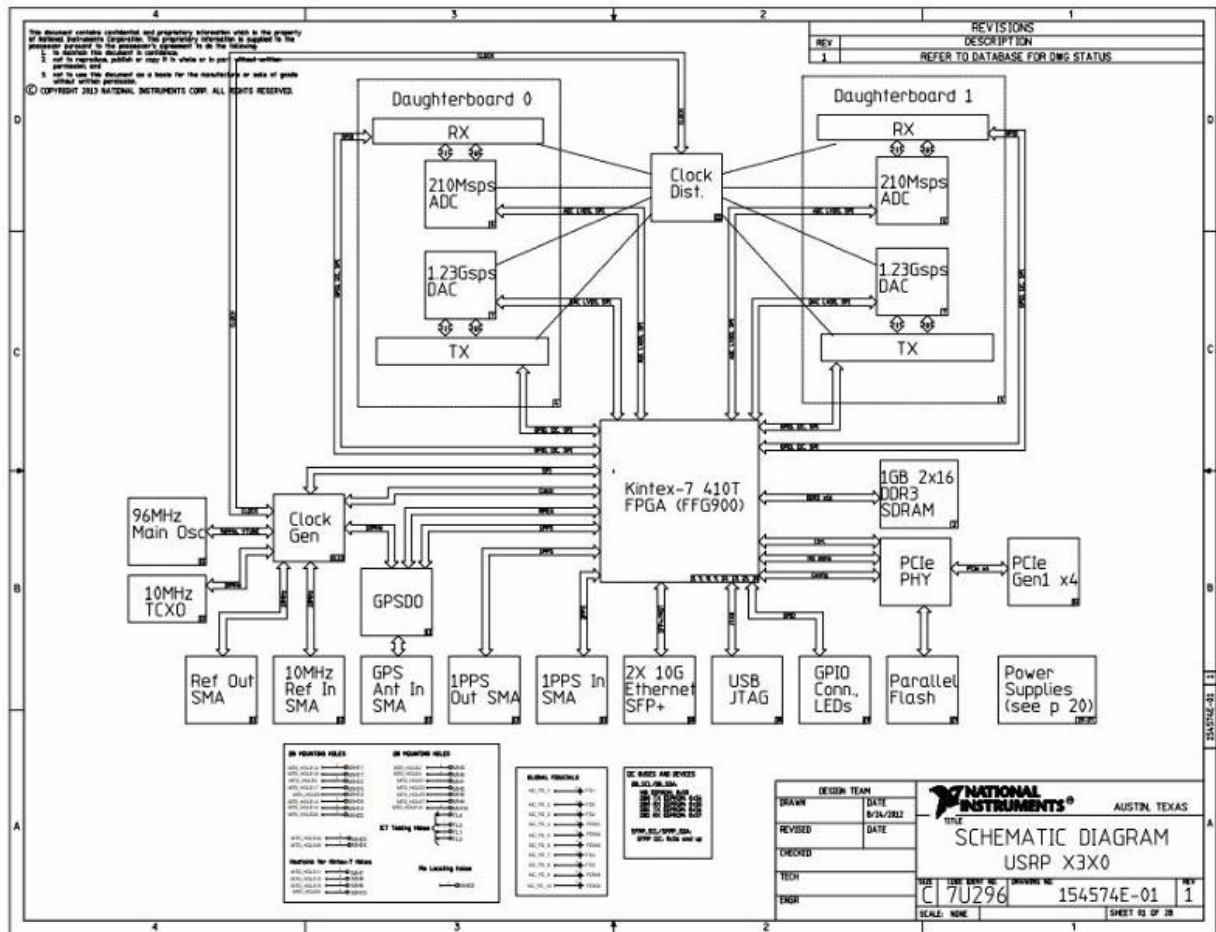


Figura 3-5. Esquema de tarjeta principal de la USRP X3x0 (N5172B) [2]

Se refleja en la figura 3-5 la arquitectura general de la tarjeta principal de la serie USRP X3X0, cuyo principal bloque, aparte de las *daughterboards* TwinRx que serán explicadas posteriormente, es el FPGA. El **Kintex-7 410 FPGA** corresponde al núcleo del sistema, encargado de procesar y gestionar el flujo de datos en tiempo real. Su función principal incluye el procesamiento de señales SDR, aplicando filtros, corrección de errores y procesos de modulación/demodulación. Además, maneja la conversión de frecuencia digital, mediante un proceso de implementación de conversión de banda base mediante DDC (Digital *Downconversion*) y DUC (Digital *Upconversion*) (en este proyecto solo realizaremos DDC). En cuanto a las funciones SDR, el FPGA controla las interfaces PCIe, Ethernet 10G y GPIO. Tiene una RAM DDR3 de 1GB, utilizada como *buffer* para el procesamiento de señales de alta velocidad. Por último, recibe señales del oscilador y GPSDO para garantizar una referencia de tiempo precisa [16].

Por otro lado, se observa en el esquema cada ranura (módulos de RF) de la *daughterboard*, que incluye las conexiones de los conversores digitales, permitiendo una resolución de hasta 14 bits con una frecuencia de muestreo de 210 MS/s para la conversión analógica a digital (ADC) [26].

En la parte inferior derecha, se reflejan las interfaces de comunicación PCIe Gen 2x4, GPIO Y LEDs para el correcto control y depuración de la información, y los puertos USB/JTAG que conectan con la FPGA. El sistema también incluye en la parte izquierda del FPGA todos los elementos necesarios para realizar una correcta sincronización y estabilidad de la señal procesada,

como el reloj interno de referencia (10 MHz TXCO), su distribuidor, y entradas de las SMA provenientes del GPSDO [16]. Dichos elementos de sincronización se tratarán más adelante debido a su relevancia dentro del proyecto.

### 3.1.4.2 Tarjetas Secundarias

Las ranuras disponibles en la USRP X310 están ocupadas por dos módulos TwinRX [20]. Estas tarjetas secundarias son responsables de la sección de RF y cuentan con dos cabezales superheterodinos. Cada canal o cabezal ofrece un ancho de banda de 80 MHz, sumando un total de 160 MHz entre ambos. Su rango de operación abarca desde los 10 MHz hasta los 6 GHz. Además, cada canal puede proporcionar una ganancia de hasta 95 dB y admite una potencia de entrada máxima de 10 dBm.

Dado que cada canal funciona como un receptor superheterodino, dispone de su propia sección de RF independiente. Esto significa que cada canal cuenta con preamplificadores, preseletores y dos etapas de mezcla, en las cuales los osciladores locales de cada etapa operan de manera independiente.

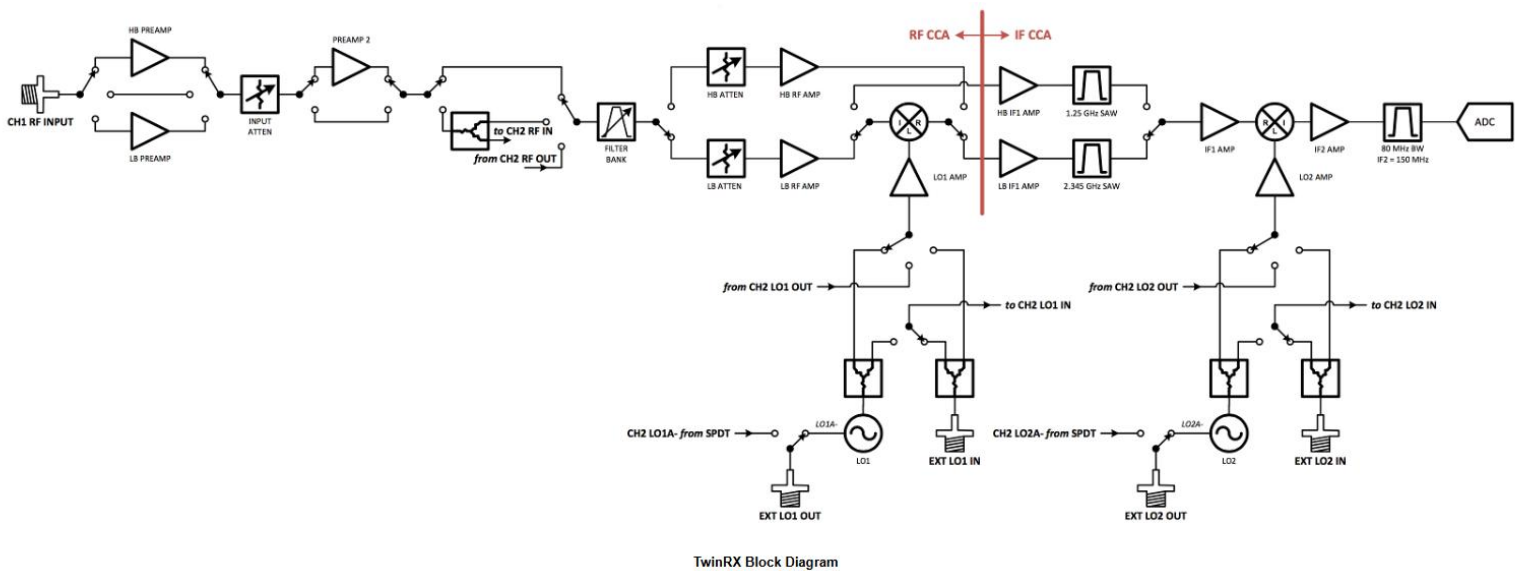


Figura 3-6. Diagrama de bloques de la Twin RX [20].

A continuación, explicaremos con detalle cada elemento del canal superheterodino de las TwinRX [20], siguiendo la Figura 3-6 de izquierda a derecha. Se debe tener en consideración que cada *daughterboard* dispone de dos canales, que posteriormente veremos cómo se configuran para una correcta sincronización:

- Comenzando con el **CH1 RF INPUT**, este elemento corresponde al puerto de entrada de la señal de radiofrecuencia (RF) generada en este caso por el *Keysight EXG*. Dicha señal de entrada puede estar en cualquier punto dentro del rango operativo del sistema (10 MHz- 6 GHz en el caso de TwinRX).
- Posteriormente, se encuentran los preamplificadores **HB PREAMP (High Band Preamplifier)** y **LB PREAMP (Low Band Preamplifier)**, diseñados para amplificar o reducir señales de radiofrecuencia (RF) en una banda en específico. Además, mejoran la sensibilidad del receptor en esa banda antes de que pasen por la atenuación y los filtros, y reducen el impacto del ruido térmico y mejora la relación señal/ruido (SNR).
- Una vez la señal está preamplificada, pasa por el **Atenuador de entrada (INPUT ATTN)**, cuya función es ajustar la amplitud de la señal y evitar la saturación en los siguientes bloques. También puede configurarse para mejorar la SNR.

- Ocurre una segunda etapa de preamplificación (**PREAMP 2**) para reforzar la señal tras la atenuación, manteniendo una SNR correcta.
- En el **FILTER BANK**, se evitan aquellas interferencias no deseadas seleccionando únicamente el rango de frecuencias deseado, mejorándose así la selectividad del receptor.
- A continuación, la señal vuelve a pasar por **amplificadores y atenuadores de RF**. Esta **segunda etapa** es debido a que la señal necesita ser reforzada y su amplitud reducida, para que la mezcla sea correcta y no se sature el mezclador.
- La señal pasa por el **primer mezclador y oscilador local (OL1)**, seleccionándose así la primera **frecuencia intermedia (FI1)**, debido a que han sido generadas dos FI1 puesto que el mezclador realiza simultáneamente los procesos de *upconversion* y *downconversion*. En nuestro caso, elegiremos siempre la FI1 más baja.
- Como se observa en la figura 3-7, existe la presencia de puertos de entrada y salida **EXT LO1 OUT** y **EXT LO1 IN**, podemos ir apilando el resto de canales, para que utilicen el mismo oscilador local, con el fin de obtener una sincronización mucho más efectiva.

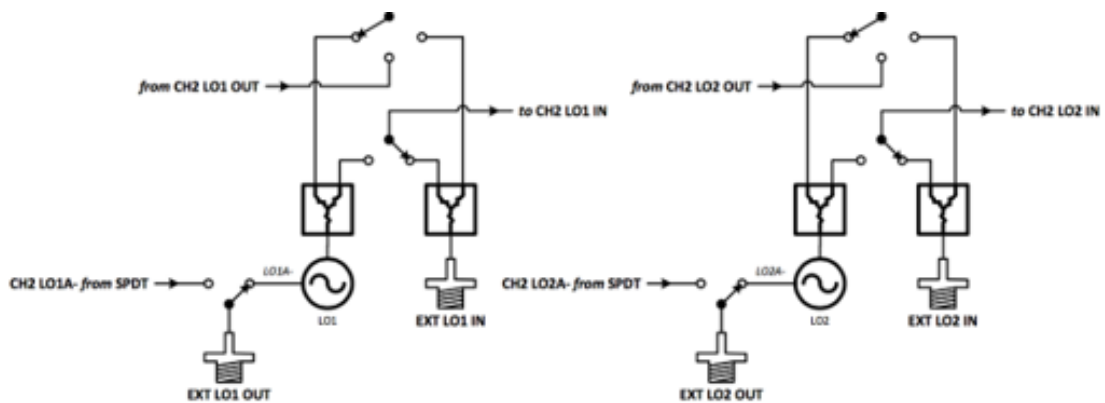


Figura 3-7. Circuito de LOs perteneciente a CHX [20].

- Una vez la señal ha sido mezclada, la FI1 pasa por un **filtro SAW(Surface Acoustic Wave)** con el fin de seleccionar la banda de FI1 y eliminar productos no deseados de la mezcla. Previamente a esto, la FI1 ha sufrido otra preamplificación.
- Como se mencionó previamente en el estado del arte, este receptor superheterodino se caracteriza principalmente por ejecutar una doble conversión, por lo que la señal vuelve a ser **mezclada**, obteniéndose así una FI2 más precisa a la deseada.
- Por último, después de volverse a filtrar FI2, la señal pasa por el **ADC Pipeline** para permitir su procesamiento digital a través del software, con el fin de aplicar las técnicas de *beamforming* deseadas.

ELEMENTO	X310 con TwinRX
ADC	dual, 200 Msps 14-bit
Oscilador VCTCXO	10 MHz
Máx. BW	80 MHz por canal
I.Eth	Dual 1G/10G, PCIe Express, ExpressCard
Rango RF	10 MHz- 6 GHz
Máx. Ent. RF	10 dBm
Máx. Sal. RF	-
Ganancia	0 – 95 dB
Impedancia Ent/Sal	50 $\Omega$
Aplicación	RX
FO Señal	642 MHz
Amplitud señal	-40 dBm

Band	Range
LB1	10 - 500 MHz
LB2	500 - 800 MHz
LB3	800 - 1.2 GHz
LB4	1.2 - 1.8 GHz

Tabla 3-3 Especificaciones de elementos de la USRP X310 con TwinRX [2]. Banda de frecuencias de los amplificadores LB [20].

### 3.2 Sincronización

La sincronización de dos receptores USRP X310 es esencial en aplicaciones MIMO, *beamforming* o de arrays de antenas, donde múltiples canales deben operar de forma coherente. En términos prácticos, sincronizar dos SDR significa que comparten el mismo reloj de muestreo (misma frecuencia de muestreo) y éste está alineado temporalmente; y mantienen una relación de fase conocida entre sus señales. En general, para lograr operación MIMO coherente, los relojes de muestra deben estar sincronizados y alineados, y las operaciones DSP (Procesamiento Digital de Señales) deben realizarse sobre muestras tomadas al mismo tiempo, misma arista de reloj [27]. Para una correcta sincronización, han de cumplirse estas tres alineaciones:

- **Sincronización de Frecuencia:** Se refiere a la capacidad de los receptores de compartir una fuente de referencia común para asegurar que operen a la misma frecuencia. Esto es fundamental para evitar errores de desviación de frecuencia en la transmisión y recepción de señales.
- **Sincronización de Fase:** Asegura que las señales recibidas o transmitidas tengan una relación de fase constante y predecible entre múltiples canales. Es especialmente importante en aplicaciones como la estimación de dirección de llegada (DoA) y la formación de haces de antenas (*beamforming*).
- **Instante muestreo:** Es el momento exacto en el tiempo en el que un sistema de adquisición de señales captura un valor de la señal analógica y lo convierte en un dato digital.

Cómo en un principio se supuso a la hora de comenzar con las medidas, cada sincronización dependía de elementos apreciados en la figura 3-5: El GPSDO sincroniza en frecuencia tanto al *10MHz TCXO* como al *Clock Dist*, para obtener un correcto instante de muestreo a la hora de digitalizar la señal analógica. En cuanto a la sincronización de fase, el LO de cada TwinRX se encarga de ella [27].

Sin embargo, la sincronización de fase no es tan sencilla debido a las ambigüedades introducidas por los PLL y los sintetizadores de cada Oscilador Local (LO). Aunque el LO es responsable de generar la frecuencia intermedia (FI) al mezclarse con la señal de entrada en RF, la clave está en cómo se genera esta frecuencia. Cada receptor ajusta su LO a la frecuencia deseada mediante un **sintetizador de frecuencia con un bucle de enganche de fase (PLL, Phase-Locked Loop)**. Este PLL toma como referencia la señal de 10 MHz (que puede ser interna o provenir de un GPSDO externo) para garantizar que la frecuencia generada sea precisa y estable. Esto asegura que todos los dispositivos operen a la misma frecuencia de referencia, logrando sincronización de frecuencia [28].

Pero es importante entender, que **la sincronización de frecuencia no implica necesariamente una sincronización de fase**. Aunque dos receptores generen la misma frecuencia, los pequeños retardos internos y las variaciones de los sintetizadores pueden provocar diferencias de fase impredecibles entre ellos [29]. Cada PLL introduce un desfase aleatorio en el momento en que bloquea la señal de referencia, lo que significa que dos dispositivos sincronizados en frecuencia pueden arrancar con fases distintas. Este desfase no es fijo ni constante, sino que varía de manera impredecible cada vez que se reinicializa el LO, lo que impide una coherencia de fase perfecta sin corrección adicional [28].

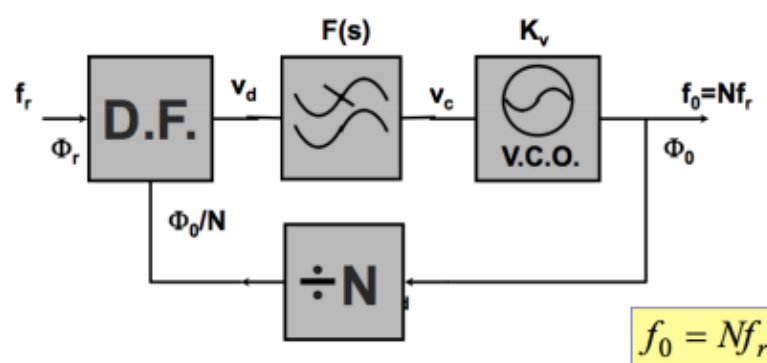


Figura 3-8. Esquema básico del sintetizador de OL [28].

Sin una sincronización adecuada, dos USRP X310 usarán relojes independientes (derivados de osciladores internos separados) lo que resulta en discrepancias de frecuencia (desajuste en ppm) y de fase que derivan en derivas de fase con el tiempo, haciendo imposible la coherencia a largo plazo. Por ello, es fundamental emplear mecanismos de sincronización que garanticen un mismo reloj base y una referencia temporal común en ambos receptores [27]. Los USRP X310 ofrecen varias opciones de sincronización de serie: entradas/salidas para reloj de 10 MHz y pulso por segundo (1 PPS) externos, así como la opción de un módulo GPSDO interno. A continuación, se revisarán los métodos estándar de sincronización y otras alternativas prácticas, analizando el papel del oscilador local en la presencia de GPSDO y comparando distintas configuraciones de LO entre dos equipos X310. Se explicará el método utilizado en los ensayos con los medios que se disponen.

### 3.2.1 Métodos estándar de sincronización

El método estándar para sincronizar dos (o más) USRP X310 consiste en proporcionarles una **referencia común de frecuencia de 10 MHz y pulsos de 1 PPS** externos. El reloj de 10 MHz TCXO actúa como referencia de frecuencia (base de tiempos) para asegurar que ambos SDRs mantienen exactamente la misma frecuencia de muestreo y de oscilador local, eliminando desfases acumulativos. La señal 1 PPS, por su parte, permite alinear el **instante de tiempo** cero de los contadores de muestra en cada dispositivo, de forma que sus tramas de datos tengan marcas de tiempo comunes [30].

Para dos X310, una configuración típica es designar uno de ellos como *maestro* y el otro como *esclavo*: el maestro usa su reloj interno o GPSDO, y emite por sus conectores de salida 10 MHz Out y PPS Out las señales de referencia; el esclavo conecta esas señales a sus entradas Ext 10 MHz In y PPS In respectivamente [31]. De este modo, ambos comparten exactamente la misma base de tiempos.

También es posible dejar el maestro en “Internal” (su propio reloj) y el esclavo en “External” (recibiendo del maestro). Una vez sincronizados los relojes, es importante iniciar las transmisiones/recepciones de forma simultánea. Para ello se aprovechan comandos temporizados. Al hacerlo, las FPGA sincronizan el inicio de la captura/transmisión en el mismo tic de reloj en ambos X310 [30]. Además, esta técnica garantiza que incluso las etapas digitales arranquen alineadas en fase entre equipos. Sin embargo, esta opción presenta problemas a la hora de querer una sincronización masiva, puesto que no alinea de forma tan precisa la frecuencia como lo hace una referencia externa.

En resumen, el procedimiento estándar consiste en **compartir un reloj de 10 MHz y PPS**, configurar los USRP para usar dichas referencias externas, alinear los tiempos internos con un pulso común, y utilizar comandos temporizados para un inicio simultáneo de la adquisición o emisión de señales.

### 3.2.2 Función del LO en la sincronización y comportamiento con GPSDO

El oscilador local (LO) de radiofrecuencia en los USRP X310 juega un papel crucial en la sincronización de fase. Cada X310 (dependiendo de la tarjeta hija, e.g. SBX, TwinRX, etc.) genera sus señales RF mediante uno o dos LO sintetizados a partir del reloj de referencia principal. Por ejemplo, una tarjeta TwinRX utiliza el reloj de 10 MHz de la placa madre (ya sea interno o externo) para alimentar un PLL que produce la frecuencia de LO deseada (por ejemplo, para sintonizar 2.4 GHz). **Tener los relojes de 10 MHz sincronizados entre equipos garantiza que sus LOs operen exactamente a la misma frecuencia**, eliminando derivas de frecuencia relativa [30]. Sin embargo, incluso con la misma frecuencia, existirá una **diferencia de fase** entre los LOs de los dos dispositivos, tal y como hemos mencionado antes, incluso si están sincronizados en la RF [29].

En otras palabras, si dos X310 están sincronizados en frecuencia (comparten 10 MHz) y se sintonizan simultáneamente a, digamos, 2.45 GHz, cada uno tendrá una fase inicial distinta en su oscilador de 2.45 GHz, pero esa diferencia será **constante en el tiempo** (no creciente) salvo pequeños cambios graduales por temperatura, etc [31].

Este desfase fijo requiere calibración si se necesita conocerlo o compensarlo, pero lo importante es que no deriva una vez establecidos los LOs. Aquí es donde entra el GPSDO: Cuando los X310 cuentan con GPSDO, el reloj de 10 MHz que alimenta cada PLL de LO es un OCXO altamente estable y disciplinado. **El GPSDO no alinea por sí mismo la fase** de los LOs entre dispositivos, pero **mejora la estabilidad**: asegura que ambos PLL tengan la misma referencia, minimizando discrepancias. En presencia de GPSDO, cualquier deriva de fase por inestabilidad de frecuencia prácticamente desaparece, ya que el error de frecuencia entre radios se reduce significativamente [32]. Por otro lado, sin GPSDO, dos X310 también podrían divergir varios microsegundos en una hora fácilmente debido a deriva de sus TCXO.

En resumen, el GPSDO influye en la sincronización asegurando que el LO de cada radio opere con una referencia común estable, reduciendo la deriva de frecuencia a niveles despreciables y alineando los pulsos de segundo en todos los dispositivos. **No obstante, el GPSDO no elimina la necesidad de calibrar el desfase de fase inicial** entre LOs (si se requiere coherencia de fase absoluta); simplemente garantiza que una vez calibrado, ese desfase permanezca constante durante mucho tiempo.

### 3.2.3 Impacto en la configuración del LO en el SDR

Una estrategia más avanzada para eliminar incluso el desfase inicial entre LOs es incitar a que ambas radios utilicen **el mismo oscilador local** físicamente. Esto no es posible en la configuración estándar de fábrica de dos X310 separados, ya que cada uno genera su LO internamente. Sin embargo, Ettus ha documentado modificaciones hardware donde se obtiene la señal de LO de un X310 y se inyecta en otro, haciendo que un solo PLL alimente a ambos chasis [25].

Esta técnica se ha empleado con éxito en contextos de receptor coherente masivo. La tarjeta TwinRX (dual RX) incluye conectores para **compartir LO** entre dos TwinRX instaladas en la misma X310, garantizando que sus dos receptores usen exactamente la misma onda local [20].

Al hacer esto, el desfase de LO entre radios prácticamente desaparece (queda solo el desfase fijo por diferencias de longitud del cable de LO, que es constante y calibrable). La consecuencia debería ser una coherencia de fase absoluta: en teoría las señales de RF de dos X310 con LO compartido arrancan con fase idéntica. No obstante, esta opción conlleva complejidad considerable: requiere modificar hardware (abrir los X310, conectar cables internos a la placa, etc. según guía AN-355) y un cuidadoso manejo de potencias de LO para que todos los receptores tengan un nivel de señal del LO suficiente para funcionar correctamente [25].



**Figura 3-9** Modificación hardware para compartición de LO [25].

En la mayoría de los casos prácticos, no es necesario llegar al extremo de modificar el hardware; compartir la referencia de 10 MHz y usar calibración es suficiente. Sin embargo, se pretende aplicar dicha sincronización a técnicas de *beamforming* que requieren ser extremadamente precisas. Sin embargo, es interesante que para lograr la máxima coherencia (especialmente en **muchos canales**), sea necesario desarrollar una arquitectura donde un LO maestro se reparte a todos. Gracias a una parametrización adecuada de las tarjetas *daughterboard* mediante software, es posible modificar el enrutamiento de las señales de los osciladores locales LO1 y LO2 [33]:

- **INTERNAL:** En este modo, cada canal usa su propio oscilador local (LO1 y LO2), lo que significa que el circuito opera de manera independiente. En el diagrama, los interruptores SPDT dirigen la señal LO1 y LO2 hacia los mezcladores respectivos de cada canal. No se usa la entrada EXTERNAL LO1 IN ni EXTERNAL LO2 IN, ya que los LO internos generan la señal directamente. No hay conexión entre los LO de diferentes canales, lo que puede provocar diferencias de fase y frecuencia entre ellos.

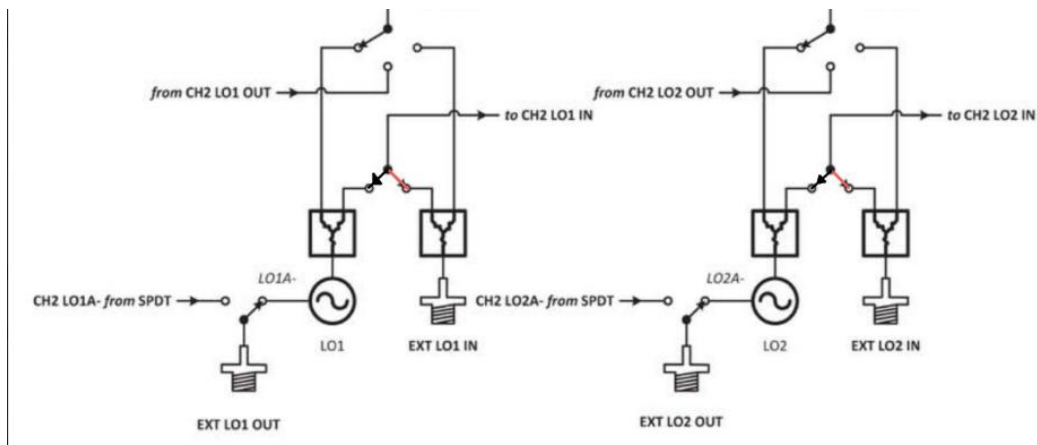


Figura 3-10 Configuración hardware *Internal LO*

- **EXTERNAL:** Aquí, el receptor desactiva sus osciladores internos y utiliza una señal de oscilador externa, conectada a EXT LO1 IN y EXT LO2 IN. Los interruptores SPDT se configuran para conectar EXTERNAL LO1 IN y EXTERNAL LO2 IN a los canales en lugar de los osciladores internos. LO1 y LO2 quedan sin uso (sus salidas no se conectan a los mezcladores). Todos los canales reciben la señal de LO de una fuente externa, garantizando coherencia de fase y frecuencia.

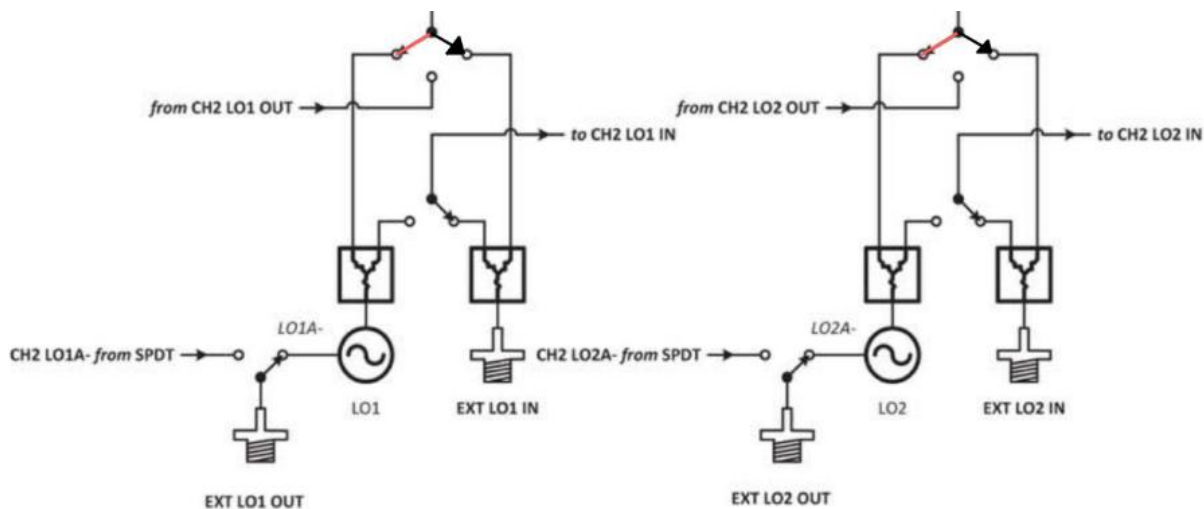


Figura 3-11 Configuración hardware *External LO*

- **COMPANION** (Uso del LO de otro canal) En este modo, un canal de la misma *daughterboard* mantiene su LO interno y el otro lo usa como referencia. El canal 1 (LO1) sigue funcionando internamente. CH2 recibe la señal de LO1 a través de LO1 OUT → LO1 IN. El segundo oscilador (LO2) sigue la misma lógica si hay más canales en la configuración. Se garantiza coherencia de fase entre los canales que comparten el LO.

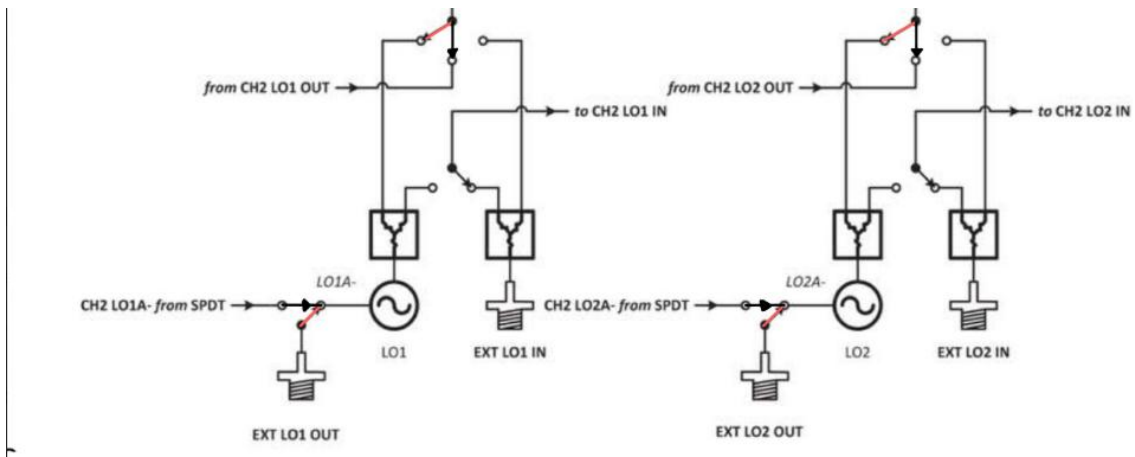


Figura 3-12 Configuración hardware *Companion LO*.

Para obtener una mayor comprensión de los diagramas anteriores, a continuación se refleja en la figura 3-13 el hardware, con el fin de comprender mejor el origen de las señales. Dada las conexiones de los SMA (cables azules), solo es posible redirigir la señal desde el primer oscilador local, localizado en la TwinRX que se encuentra más a la izquierda.



Figura 3-13 Configuración física hardware.

En conclusión, compartir el LO directamente es la configuración que aporta una mayor sincronización (fase inicial cero), puesto que, en vez de tener ocho errores inevitables a calibrar, generados por la propia naturaleza de cada sintetizador, se reduce a uno. Finalmente, la sincronización de fase quedaría con el error mínimo posible, que junto con la presencia del GPSDO, obtendríamos una sincronización mucho más precisa entre los canales

### 3.3 Diseño GNU Radio

GNU Radio, como se mencionó anteriormente, es un software de desarrollo en código abierto y gratuito que proporciona herramientas para el procesamiento de señales mediante bloques, lo que permite la implementación de **Radios Definidas por Software (SDR)**.

La creación de bloques básicos de diseño se lleva a cabo a través de **GNU Radio Companion (GRC)**, un programa que brinda al usuario la capacidad de configurar y conectar su ordenador con los dispositivos USRP a través de los UHD.

En este capítulo, se presentan los esquemas fundamentales de diseño desarrollados con GNU Radio Companion (GRC) para la recepción de señales. Para ejecutar el programa, es necesario abrir un terminal y escribir el siguiente comando *sudo gnuradio-companion*.

#### 3.3.1 Código Python

Es imprescindible mencionar el **lenguaje Python** utilizado a la hora de desarrollar el software. Seleccionar el lenguaje utilizado para el diagrama, es el primer paso para realizar. Significa que el diagrama de bloques diseñado gráficamente en GRC se traduce automáticamente en un código Python equivalente. Esto es fundamental porque GNU Radio se basa en Python para la configuración de los flujos de procesamiento de señal y en C++ para la ejecución eficiente del procesamiento en tiempo real [34].

Cada vez que se crea o modifica un diagrama de bloques en GRC y se guarda o ejecuta, GRC genera un script en Python que contiene la lógica del procesamiento de señales. Este script puede ejecutarse de manera independiente fuera del entorno de GRC, lo que permite integrar la funcionalidad en otros programas o modificar el flujo de datos manualmente.

El código Python generado por GRC sigue una **estructura** estándar basada en la **biblioteca gnuradio**, con elementos clave como la importación de librerías (*import gnuradio, import blocks, import grc*), definición de la clase principal, que hereda de *top\_block*; configuración de variables, tasas de muestreo, frecuencias y parámetros de los bloques, conexión entre los bloques usando el método *.connect()*, y la inicialización del flujo de señales con *tb.start()* y *tb.wait()*. Gracias a tener una estructura como la biblioteca gnuradio, editar los diagramas pertenecientes a las variables y rangos del procesamiento de las señales con la interfaz, es relativamente sencillo [34].

Por otro lado, como el código generado es Python, también se puede editar manualmente para agregar funcionalidades no disponibles en la interfaz gráfica de GRC. Además, permite automatizar tareas, por ejemplo, cambiando dinámicamente parámetros como la frecuencia o ganancia a partir de una entrada externa.

#### 3.3.2 Descripción diagrama software

En este apartado se presenta el diseño e implementación de un sistema de procesamiento de señales basado en GNU Radio Companion (GRC), representado en la figura 3-15. En el software se utilizan dos receptores USRP X310 con cuatro canales cada uno sincronizados con un reloj externo GPSDO de 10 MHz y utilizando los osciladores locales LO1 y LO2 del primer cabezal de frecuencia de la primera *daughterboard* como referencia para los otros cabezales [2]. Este sistema ha sido desarrollado con el objetivo de analizar la sincronización de fase entre múltiples canales y su impacto en la transmisión de señales.

El diagrama de bloques diseñado en **GRC** permite la configuración y control de diversos parámetros fundamentales para la transmisión y recepción de señales de radiofrecuencia, tales como la frecuencia central de operación, tasa de muestreo, ganancia de recepción y el desplazamiento de fase por canal.

Para ello, se han integrado bloques de procesamiento como fuentes y sumideros UHD, ajustes dinámicos de fase y elementos de visualización en tiempo real a través de la interfaz QT GUI. Estos componentes permiten observar y ajustar en tiempo real los efectos del desfase en la transmisión, lo que resulta crucial en aplicaciones como sistemas MIMO (Multiple Input Multiple Output), calibración de antenas y pruebas de sincronización en entornos de radio definida por software (SDR).

En los siguientes apartados, se analizarán en detalle cada uno de los bloques que componen este diagrama, explicando su función y su importancia en el procesamiento de señales, además de su codificación en Python.

Es importante aclarar que, debido a los medios disponibles en el laboratorio, solo se ha podido trabajar de forma simultánea con un máximo de cinco canales. Sin embargo, debido al diseño del propio receptor, al permitir una sincronización en todos sus canales, se ha ejecutado una configuración que consiste en dividir los cinco canales en los dos receptores, por lo que los resultados serían los mismos en el caso de haber trabajado con ocho.

Una vez introducido el diagrama, se explica a continuación los elementos junto a su codificación Python [34] reflejados en la figura 3-15:

- Bloque **OPTIONS**: En primer lugar, se tienen que modificar los siguientes parámetros:
  - **ID**: Especificar un nombre para el archivo de ejecución Python.
  - **Generate Options**: Seleccionar la opción *No GUI* para no mostrar nada en el editor gráfico.
  - **Run Options**: Seleccionar la opción *Run to Completion* para que cuando el receptor haya captado la cantidad de muestras deseadas finalice.
  - **Realtime Scheduling**: Seleccionar *OFF*.

Se generará el siguiente bloque:



**Figura 3-14.** Codificación bloque options.

# SINCRONIZACIÓN DE DOS RECEPTORES DE RADIO DEFINIDA POR SOFTWARE USRP X310 PARA TÉCNICAS DE BEAMFORMING

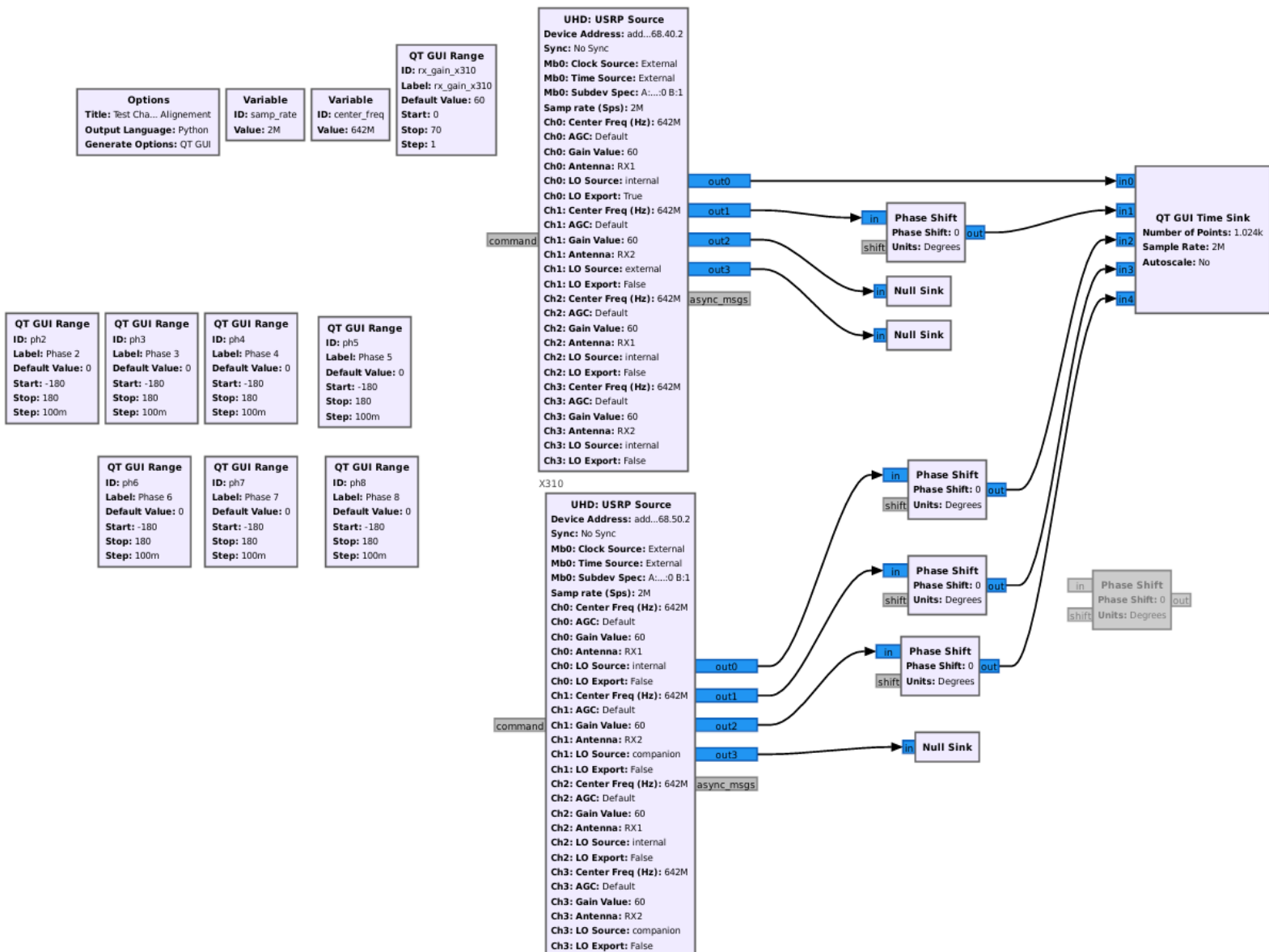


Figura 3-15. Diseño software del sistema de procesamiento.

- **Variable (center freq):** Define la frecuencia central de operación de los receptores. En este caso, está establecida en **642 MHz**, puesto que es la generada por el *Keysight EXG*.

**Variable**  
 ID: center\_freq  
 Value: 642M

```
self.center_freq = center_freq = 642e6 # 642 MHz
```

Figura 3-16. Codificación bloque Variable (center freq).

- **Variable (samp\_rate):** Establece la tasa de muestreo, que en este caso es **2 MHz**. Define cuántas muestras por segundo se procesan.

<b>Variable</b> ID: samp_rate Value: 2M	<pre>self.samp_rate = samp_rate = 2e6 # 2 MHz</pre>
---	---

Figura 3-17.Codificación bloque Variable (samp\_rate).

- **QT GUI Range (ph2 - ph8):** Son **controles gráficos** que permiten ajustar dinámicamente las fases de diferentes señales dentro de un rango de **-180 a 180 grados**, en pasos de **100 miligrados**. Esto es útil para realizar ajustes en el alineamiento de fase de los canales.

<b>QT GUI Range</b> ID: ph2 Label: Phase 2 Default Value: 0 Start: -180 Stop: 180 Step: 100m	<b>QT GUI Range</b> ID: ph3 Label: Phase 3 Default Value: 0 Start: -180 Stop: 180 Step: 100m	<b>QT GUI Range</b> ID: ph4 Label: Phase 4 Default Value: 0 Start: -180 Stop: 180 Step: 100m	<b>QT GUI Range</b> ID: ph5 Label: Phase 5 Default Value: 0 Start: -180 Stop: 180 Step: 100m	<pre>self.qtgui_range_ph2 = qtgui.Range(-180, 180, 0.1, 0, "Phase 2") self.qtgui_range_ph3 = qtgui.Range(-180, 180, 0.1, 0, "Phase 3") self.qtgui_range_ph4 = qtgui.Range(-180, 180, 0.1, 0, "Phase 4") self.qtgui_range_ph5 = qtgui.Range(-180, 180, 0.1, 0, "Phase 5") self.qtgui_range_ph6 = qtgui.Range(-180, 180, 0.1, 0, "Phase 6") self.qtgui_range_ph7 = qtgui.Range(-180, 180, 0.1, 0, "Phase 7") self.qtgui_range_ph8 = qtgui.Range(-180, 180, 0.1, 0, "Phase 8")</pre>
<b>QT GUI Range</b> ID: ph6 Label: Phase 6 Default Value: 0 Start: -180 Stop: 180 Step: 100m	<b>QT GUI Range</b> ID: ph7 Label: Phase 7 Default Value: 0 Start: -180 Stop: 180 Step: 100m	<b>QT GUI Range</b> ID: ph8 Label: Phase 8 Default Value: 0 Start: -180 Stop: 180 Step: 100m		

Figura 3-18.Codificación bloque QT GUI Range (ph2-ph8).

- **QT GUI Range (rx\_gain\_x310):** Permite controlar la **ganancia de recepción** de los receptores X310, variando entre **0 y 70 dB** en pasos de 1 dB. Un valor alto amplifica la señal recibida, pero también puede introducir más ruido. El receptor establece una **ganancia en 60 dB**.

<b>QT GUI Range</b> ID: rx_gain_x310 Label: rx_gain_x310 Default Value: 60 Start: 0 Stop: 70 Step: 1	<pre>self.rx_gain_x310 = rx_gain_x310 = 60 # 60 dB</pre>
--	--

Figura 3-19.Codificación bloque QT GUI Range (rx\_gain\_x310).

- **UHD: USRP Source:** Seguidamente, se añade el bloque que entabla comunicación con la USRP. Los parámetros vienen especificados en las figuras 3-23 y se detallan a continuación [33]:
  - Input Type: Seleccionar entre Complex float 32 o Complex int16 dependiendo de la cantidad de bits que se quieran almacenar. En este caso, se selecciona **Complex float32**.
  - Device Addr: Especificar la **dirección IP** de la USRP utilizada para recibir. Se eligen las IPs de las USRP X310: **192.168.40.2** y **192.168.50.2**
  - Sync: Como se muestra en la figura 3-23, se establece el comando **no sync**, debido a que la captura fue tomada mientras se estaba midiendo sin presencia de GPSDO. Sin embargo, para mantener los receptores sincronizados por una referencia externa, se deberá de seleccionar el comando **Unknown PPS**.
  - Num Mboards: Seleccionar el **número de dispositivos USRP** con los que recibir, en este caso seleccionar **1** para cada receptor.
  - Mb0: Clock Source: Seleccionar la opción **External** para que la *motherboard* sincronice sus referencias de reloj con el reloj externo de 10 MHz.
  - Mb0: Time Source: Seleccionar la opción **Default** ya que no hay conectada una fuente para referencias de tiempo.
  - Mb0: Subdev Spec: Especificar las *daughterboards* utilizadas y sus canales mediante el formato “A:0”, donde A representa la *daughterboard* empleada y 0 el canal utilizado. En este caso, habría que rellenar este campo con “**A:0 A:1 B:0 B:1**” en cada receptor.
  - Num Channels: Seleccionar la opción **4** ya que se van a **utilizar cuatro canales** en cada receptor.
  - Samp Rate (Sps): Especificar el número de muestras por segundo. Se refiere a la **tasa de muestreo** que el ADC utilizará para digitalizar la señal. Debe ser divisor de 100 Msps.
  - ChX: Center Freq (Hz): Especificar la **frecuencia central de recepción** deseada para cada canal.
  - ChX: Gain Value: Especificar la **ganancia deseada** entre 0 y 95 dB en cada cabezal.
  - ChX: Gain Type: Absolute (en dB).
  - ChX: Antenna: Especificar la antena utilizada para cada canal, en este caso seleccionar RX1 (Ch0), RX2 (Ch1), RX1 (Ch2) y RX2 (Ch3).
  - ChX: Bandwidth (Hz): Especificar el **ancho de banda** deseado para cada canal.

- ChX:LOSource: Seleccionar qué **osciladores locales** dentro de cada canal hacen de referencia. En este caso, este campo se rellena con **Internal, Companion y External**, El canal que contenga el valor **Internal True** será el que haga de referencia, el resto es indiferente debido a la presencia del GPSDO. En caso de querer una sincronización más precisa, el otro canal de esta *daughterboard* deberá tener el valor **Companion**. Los canales de la otra *daughterboard* tendrán el valor **External** ya que deben recibir la referencia desde la otra tarjeta, así como los canales pertenecientes al otro receptor.
- ChX: LO Export: Seleccionar qué osciladores locales dentro de cada canal exportan su señal o no. En este caso, el primer canal exportará su señal de referencia, por lo que este campo se rellena con **True, False, False, False, False**.

- **Phase Shift**: Bloques que aplican un **desplazamiento de fase** a la señal de entrada. También se pueden utilizar para ajustar la sincronización entre múltiples señales en la recepción o transmisión.

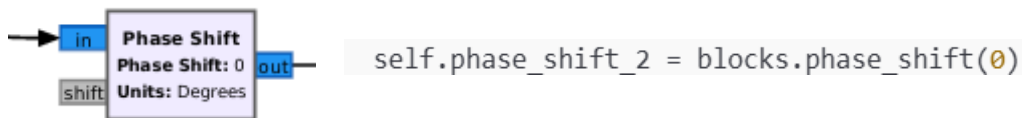


Figura 3-20.Codificación bloque Phase Shift.

- **Null Sink**: Bloques que reciben datos pero no realizan ninguna operación con ellos. Se usan para **descartar señales innecesarias** sin afectar el flujo del programa.

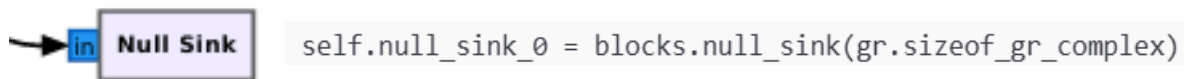


Figura 3-21.Codificación bloque Null Sink.

- **QT GUI Time Sink**: Muestra la señal en el dominio del tiempo. Se utiliza para visualizar la forma de onda y evaluar cambios en amplitud o fase.

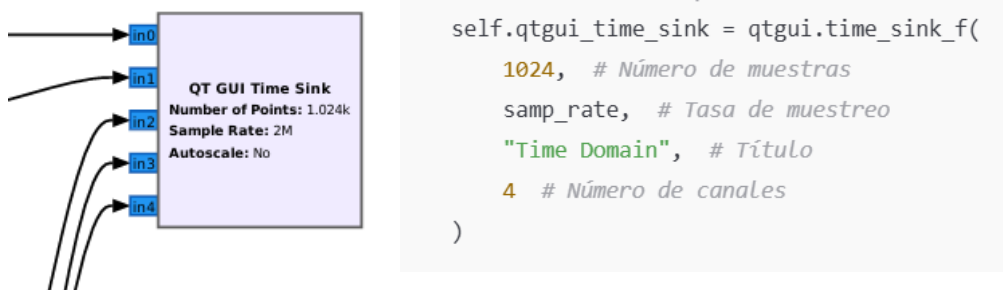
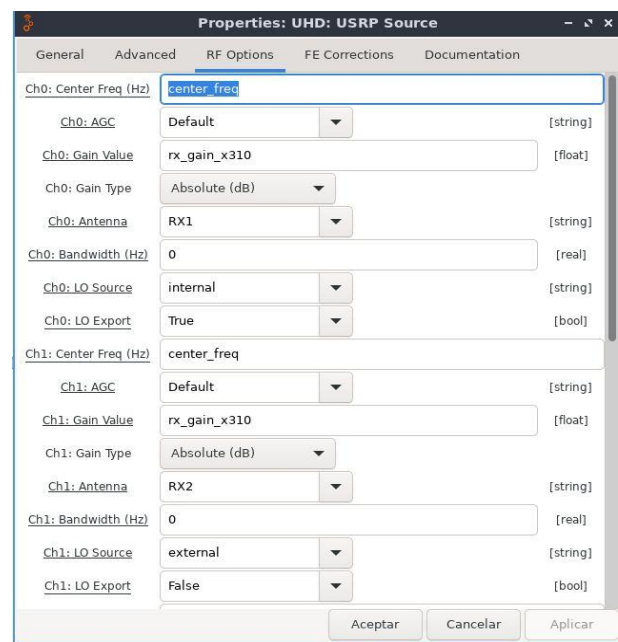
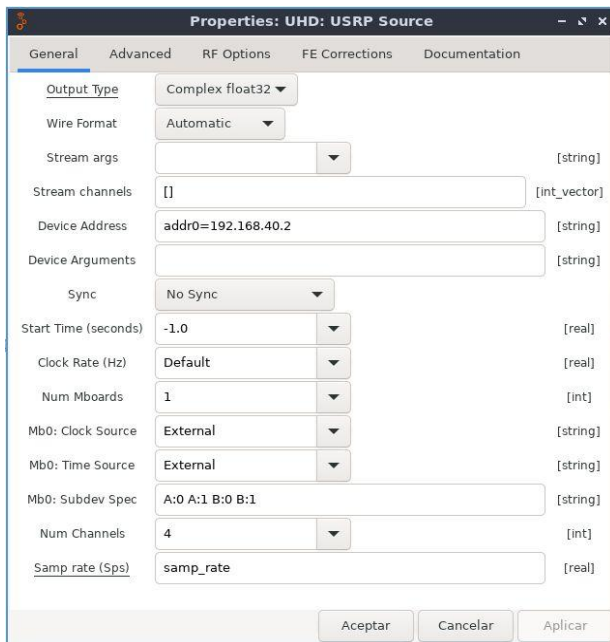


Figura 3-22.Codificación bloque QT GUI Time Sink.

# SINCRONIZACIÓN DE DOS RECEPTORES DE RADIO DEFINIDA POR SOFTWARE USRP X310 PARA TÉCNICAS DE BEAMFORMING



```
# UHD Source (Recepción de señales desde X310)
self.uhd_usrp_source_0 = uhd.usrp_source(
    ", ".join(("addr=192.168.40.2", "")),
    uhd.stream_args(cpu_format="fc32", channels=list(range(4))),
)
self.uhd_usrp_source_0.set_samp_rate(samp_rate)
self.uhd_usrp_source_0.set_center_freq(center_freq, 0)
self.uhd_usrp_source_0.set_gain(rx_gain_x310, 0)

# UHD Sink (Transmisión hacia X310)
self.uhd_usrp_sink_0 = uhd.usrp_sink(
    ", ".join(("addr=192.168.50.2", "")),
    uhd.stream_args(cpu_format="fc32", channels=list(range(4))),
)
self.uhd_usrp_sink_0.set_samp_rate(samp_rate)
self.uhd_usrp_sink_0.set_center_freq(center_freq, 0)
self.uhd_usrp_sink_0.set_gain(rx_gain_x310, 0)
```

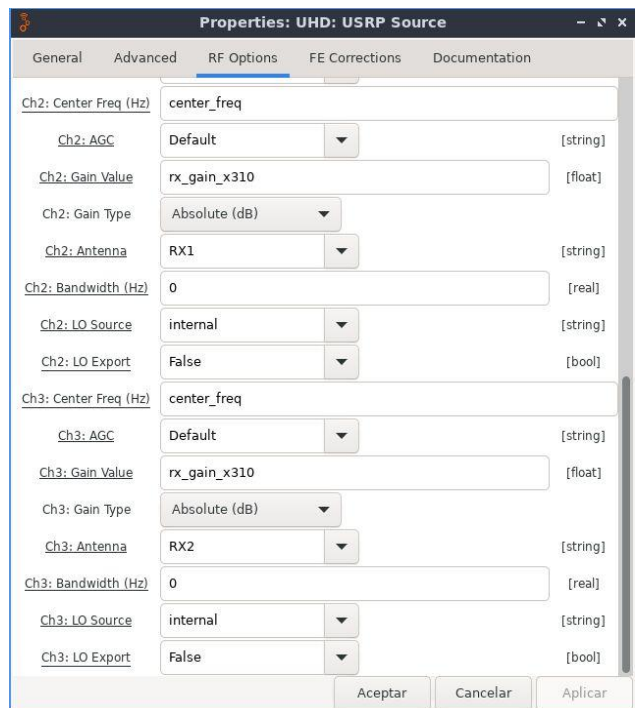


Figura 3-23. Parámetros y codificación bloque UHD

## 4 RESULTADOS / VALIDACIÓN / PRUEBA

En este capítulo se presentan las pruebas realizadas para evaluar la **sincronización en frecuencia** entre varios canales de un sistema SDR basado en USRP. El objetivo principal es comprobar cómo varía la alineación en frecuencia de las señales recibidas bajo distintas configuraciones de reloj de referencia, tanto **sin** como **con** un módulo GPSDO (Oscilador disciplinado por GPS). Para todas las pruebas se han utilizado dos dispositivos USRP (modelo X310), cada uno equipado con dos canales de radio, capturando simultáneamente una señal de prueba común. A continuación, se describen los parámetros y el entorno experimental.

- **Frecuencia central:** 642 MHz.
- **Tasa de muestreo:** 2 MSps (2 millones de muestras por segundo).
- **Ganancia de recepción:** 60 dB en cada canal.
- **Configuraciones de referencia de reloj probadas:**
  - *Internal:* Cada USRP utiliza su reloj interno (10 MHz) de forma independiente.
  - *External:* Ambos USRP utilizan una referencia externa común de 10 MHz y 1 PPS compartida a través de sus entradas de sincronización.
- **GPSDO:** Las pruebas se realizan tanto **sin GPSDO** (usando solo las configuraciones anteriores) como **con GPSDO**, activando el módulo GPS disciplinado en los USRP para que sus relojes internos se sincronicen con la señal GPS.
- **Herramientas de captura y análisis:** Se empleó GNU Radio para configurar el flujo de recepción y capturar las muestras IQ en todos los canales simultáneamente. Se utilizaron bloques de visualización (Time Sink y Frequency Sink) para observar las formas de onda y espectros, y así medir el desfase o error de frecuencia entre canales. La señal de prueba utilizada consistió en una **onda continua (CW)** en la frecuencia indicada, inyectada de forma que todos los canales la recibieran al mismo tiempo (mediante un divisor de señal común para todas las entradas de los receptores).

Con esta configuración experimental, se busca caracterizar la desviación en frecuencia entre canales cuando **no existe una referencia común** y contrastarla con el escenario en que **sí la hay** (mediante GPSDO u otras técnicas de sincronización). A continuación, se detallan los resultados obtenidos en ambas situaciones.

#### 4.1 Pruebas de sincronización en fase y frecuencia con referencia interna.

En primer lugar, se realizaron pruebas de sincronización utilizando únicamente las referencias locales de los USRP, sin ayuda de GPSDO. El procedimiento consistió en sintonizar todos los canales receptores a la frecuencia de la señal de prueba (642 MHz) y capturar simultáneamente la onda continua. Además, se tomarán medidas configurando los LOs de cada canal tanto de forma indiferente como tomando de referencia el LO del CH1 para el resto de los canales.

##### 4.1.1 Configuración aleatoria de LOs

Cada dispositivo con referencia interna independiente (Internal) hace que los USRP funcionen con sus relojes internos sin ninguna conexión de sincronía entre sí. Los dispositivos se encuentran sincronizados por cables (Companion/MIMO).

Durante estas pruebas, se observó que **las diferencias de frecuencia entre canales dependen fuertemente de si comparten o no la misma referencia**. En la configuración *Internal* (cada USRP aislado), la falta de una referencia común provoca pequeñas discrepancias en la frecuencia de muestreo y del oscilador local entre dispositivos. En la práctica, esto se manifiesta como un **desfase progresivo** entre las señales recibidas de cada USRP: aunque ambas estén sintonizadas nominalmente a 642 MHz, cada oscilador tiene un error de calibración distinto, dando lugar a una ligera diferencia de frecuencia (del orden de decenas o cientos de Hz). Como resultado, al superponer las formas de onda capturadas de dos canales (uno de cada USRP), se aprecia una **deriva relativa**: las ondas inicialmente alineadas comienzan a descompasarse con el tiempo, generando un batido visible en el dominio temporal.

En la figura 4-1 se observa la señal capturada en el dominio temporal por dos canales sin sincronización común (cada USRP con reloj interno independiente, sin GPSDO). Las diferentes trazas de color representan cada canal; puede observarse cómo el segundo canal está transmitiendo una señal nula. Esto es debido a que su LO no está transmitiendo, puesto que se ha configurado en *external* y el CH1 no está exportando su referencia temporal.

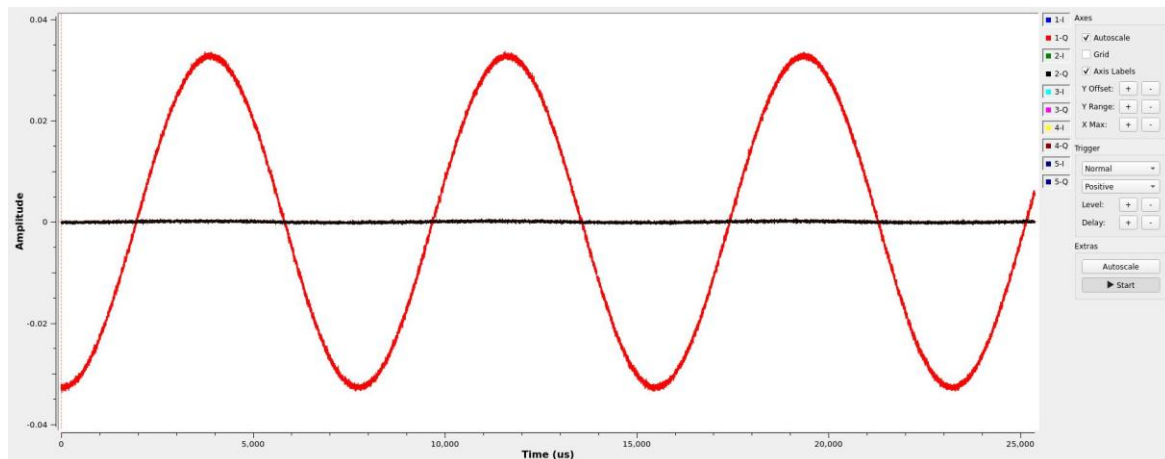


Figura 4-1. Representación CH1 y CH2.

CANALES	LO
CH1	INTERNAL (FALSE)
CH2	EXTERNAL (FALSE)

Tabla 4-1. Configuración LOs CH1 y CH2

Si visibilizamos más canales, como se muestra en las siguientes figuras, se evidencia mayormente esta falta de sincronía: las ondas sinusoidales de cada canal, que deberían ser idénticas, aparecen corridas entre sí. A medida que transcurre el tiempo, la separación de fase crece (unas señales adelantan o atrasan respecto a otras), lo que indica que **cada receptor tiene una pequeña discrepancia en su frecuencia central**. En otras palabras, los osciladores internos no están perfectamente alineados, causando un error de frecuencia relativo constante. Este error se puede cuantificar midiendo la tasa de cambio del desfase; en nuestras observaciones, llegó a producir ciclos de interferencia (batidos) a baja frecuencia, consistentes con diferencias del orden de decenas a pocos cientos de hercios entre los USRP sin sincronizar.

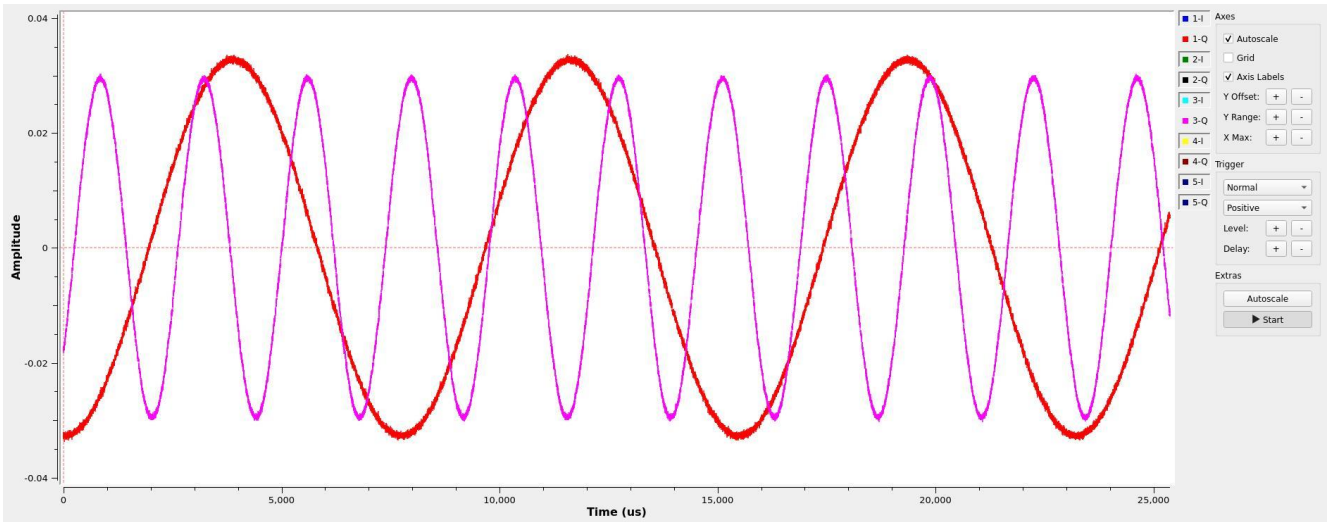


Figura 4-2. Representación CH1 y CH3.

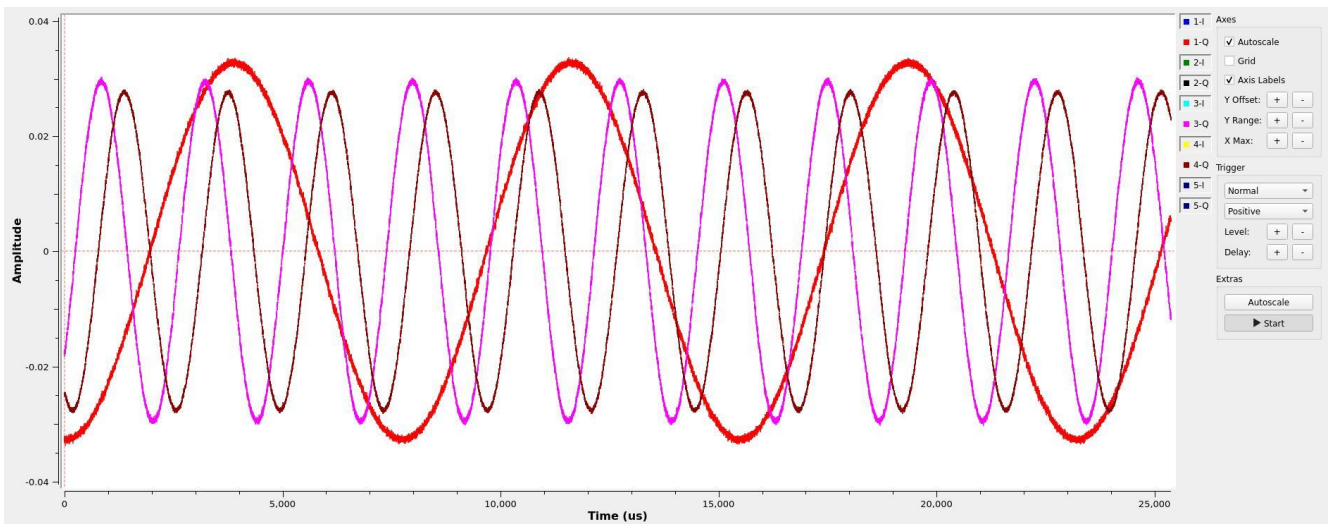


Figura 4-3. Representación CH1, CH3 y CH4.

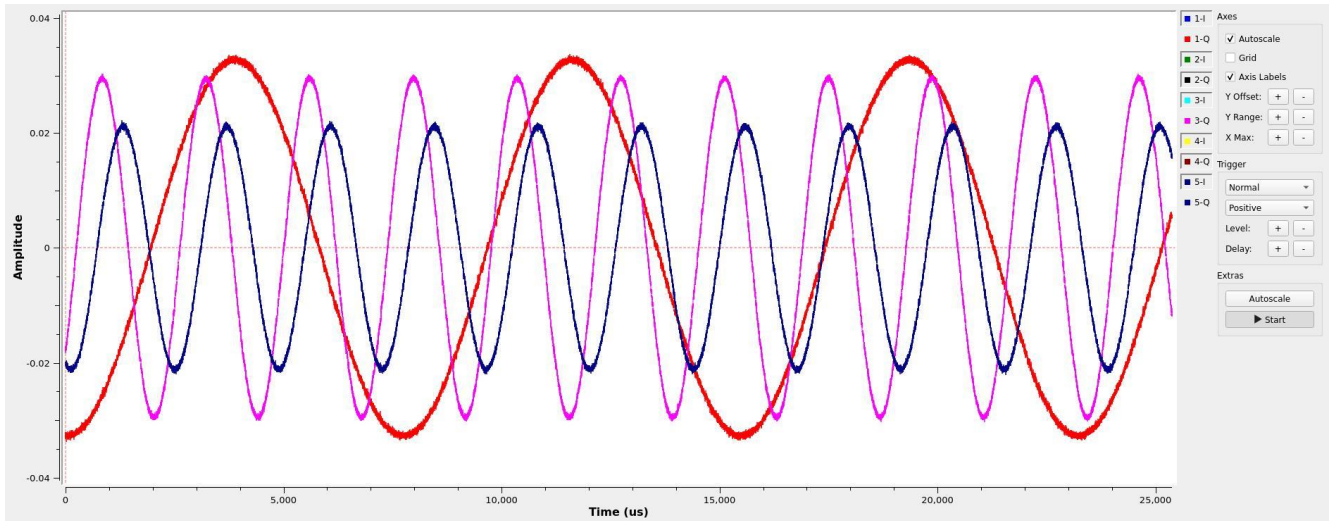


Figura 4-4. Representación de todos los canales salvo CH2.

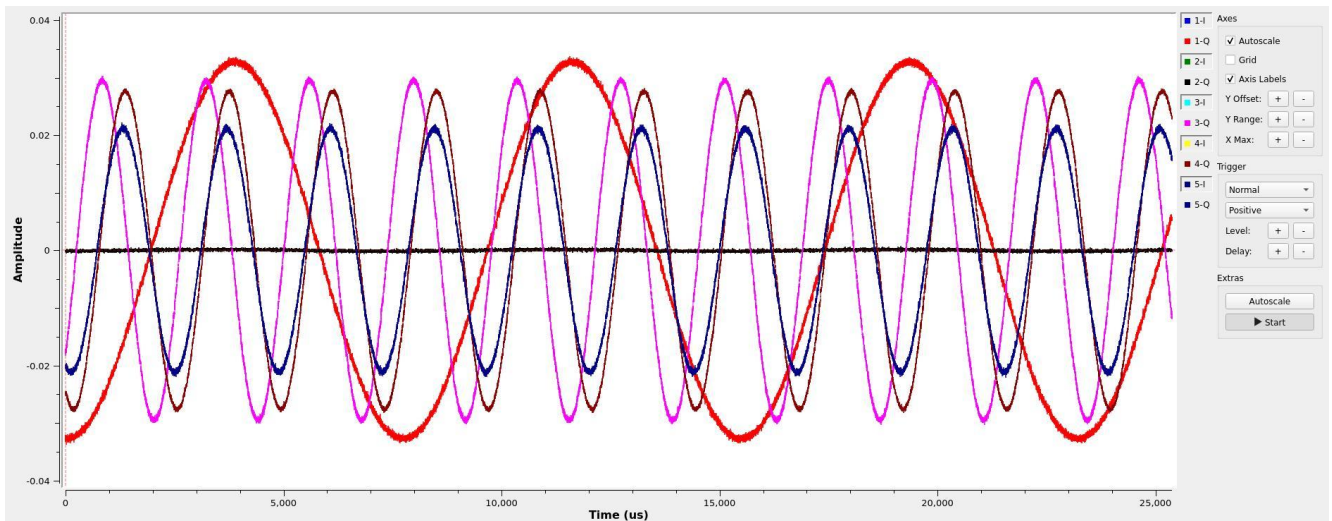
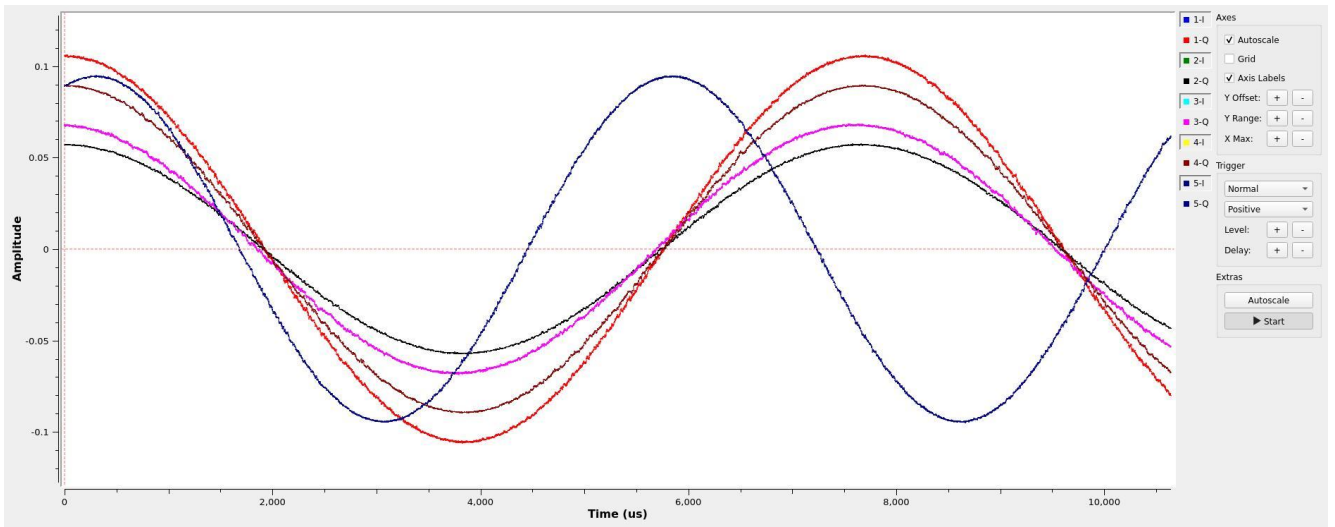


Figura 4-5. Representación de todos los canales.

CANALES	LO
CH1	INTERNAL (FALSE)
CH2	EXTERNAL (FALSE)
CH3	INTERNAL (FALSE)
CH4	INTERNAL (FALSE)
CH5	INTERNAL (FALSE)

Tabla 4-2 Configuración LOs.

### 4.1.2 Configuración de un LO de referencia



**Figura 4-6. Representación de 5 canales tomando un mismo LO.**

En la figura 4-6 se observa que **cuatro de los canales** (todos los pertenecientes a un mismo receptor) están perfectamente alineados en fase y frecuencia, mientras que **el quinto canal**, que corresponde a otro receptor, presenta un claro desfase. Esto se debe a que todos los canales han configurado su **oscilador local (LO)** para tomar como referencia el del **canal 1**, logrando así coherencia de fase y frecuencia entre ellos. Sin embargo, el **otro receptor** continúa usando su **referencia interna** independiente, lo que provoca que su canal (canal 5) no se sincronice en fase con los demás.

En consecuencia, aunque los cinco canales comparten la misma fuente de LO y permanecen alineados, el quinto canal muestra un desplazamiento de fase constante que no puede corregirse automáticamente, precisamente por estar en un receptor distinto con su propia referencia interna. Para conseguir la misma coherencia en ese canal adicional, sería necesario compartir también la referencia entre ambos receptores.

CANALES	LO
CH1	INTERNAL (TRUE)
CH2	COMPANION (FALSE)
CH3	EXTERNAL (FALSE)
CH4	EXTERNAL (FALSE)
CH5	EXTERNAL (FALSE)

**Tabla 4-3 Configuración referencia LO 1.**

Para observar con mayor claridad el error de fase continuo a lo largo del tiempo, así como los efectos específicos de la configuración de los osciladores locales (LO) en esta modificación de hardware, se presentan también los resultados de sincronización de frecuencia entre dos tarjetas TwinRX ubicadas en receptores distintos. En dichas mediciones se aprecia un **desplazamiento progresivo de la fase**, que puede cuantificarse aproximadamente en **0,25 grados/ $\mu$ s**. Esta varianza varía en el resto de las mediciones realizadas en este apartado, pero mantiene el mismo patrón progresivo al no haber una referencia externa presente.

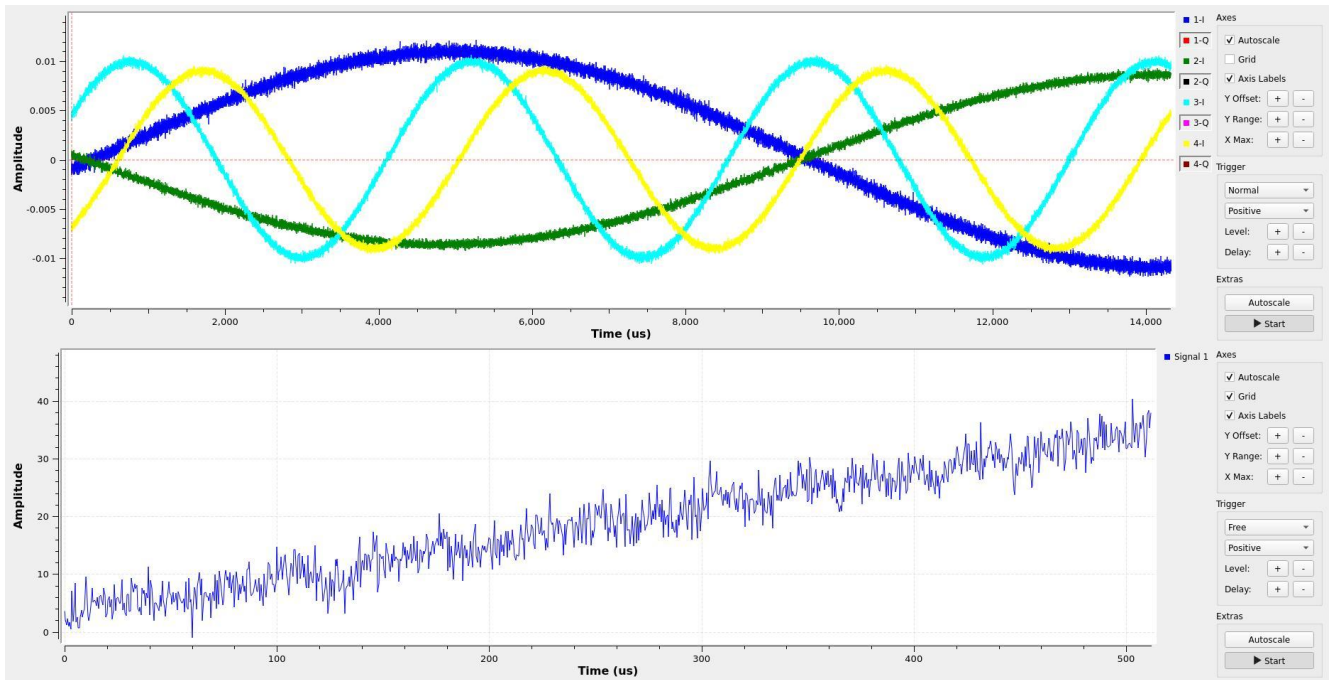


Figura 4-7. Representación de 4 canales divididos en dos TwinRX separados.

CANALES	LO
CH1	INTERNAL (TRUE)
CH2	COMPANION (FALSE)
CH3	COMPANION (FALSE)
CH4	COMPANION (FALSE)

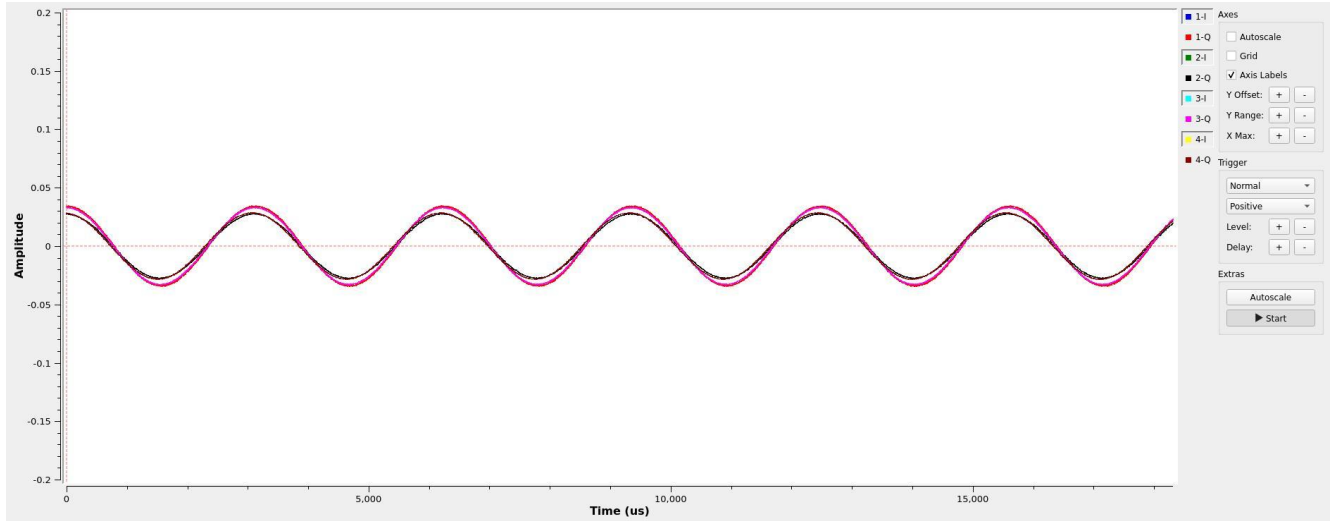
Tabla 4-4 Configuración companion USRP X310 modificada

## 4.2 Pruebas de sincronización en fase y frecuencia con referencia externa.

A continuación, se repitieron los experimentos activando el módulo GPSDO en ambos USRP. El GPSDO proporciona a cada dispositivo un reloj de 10 MHz altamente estable y calibrado mediante señales GPS, sustituyendo o disciplinando su oscilador interno. En la práctica, esto significa que **cada USRP sigue la referencia de tiempo universal (GPS)**, de modo que, aunque no estén conectados directamente entre sí, **comparten** una base de tiempo/frecuencia común (la proporcionada por la constelación GPS). Para resaltar la presencia del GPSDO, se realizó una medición utilizando los 4 canales de un único receptor con sus LOs configurados en *internal*, es decir, cada canal utilizando su propio LO.

En la figura 4-7, se muestran como los **cuatro canales de un mismo USRP** utilizan cada uno su propio oscilador local (LO), pero todos están **anclados a la referencia externa** de un GPSDO. Gracias

a ello, cada LO se bloquea a la misma frecuencia base (10 MHz del GPSDO), lo que garantiza que los canales permanezcan alineados en frecuencia y, de forma estable, en fase. La coincidencia de las trazas indica que **no existe deriva ni desplazamiento** entre los canales, demostrando la **efectividad del GPSDO** para sincronizar internamente con una referencia frecuencial todos los LOs del dispositivo.

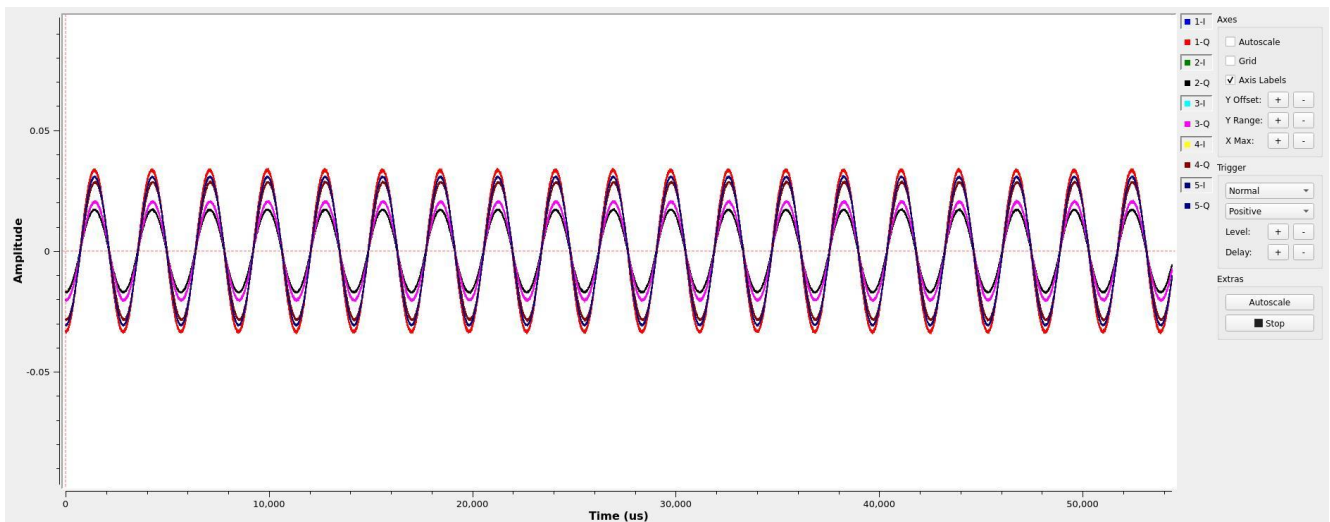


**Figura 4-8.**Representación de 4 canales tomando una referencia externa.

Con la configuración GPSDO habilitada en los dos dispositivos (y seleccionada como fuente de reloj en lugar del interno), se volvió a capturar la misma onda continua de 642 MHz en todos los canales.

En la Figura 4-8 se puede observar cómo, con GPSDO, las ondas de los diferentes canales permanecen sincronizadas en fase y frecuencia a lo largo del tiempo mostrado. A diferencia de las figuras anteriores, aquí no se aprecia desfase creciente entre las señales: las crestas y valles de las sinusoides coinciden en todos los canales. Esto confirma que el uso de GPSDO consigue **unificar la frecuencia** de los osciladores de ambos USRP. Básicamente, cada dispositivo está recibiendo la misma “hora” o referencia (proveniente del sistema GPS), por lo que sus relojes internos oscilan a la par. Aunque cada GPSDO es individual, la señal GPS actúa como la fuente común que los mantiene alineados.

Comparando cuantitativamente, el error de frecuencia relativo entre dos dispositivos con GPSDO se redujo a valores prácticamente despreciables en las escalas de tiempo medidas. En particular, no se detectaron batidos ni variaciones periódicas como en el caso sin GPS; las frecuencias medidas en cada canal coincidían dentro del margen de incertidumbre del instrumento (GNU Radio). Esto indica que el **GPSDO eliminó el desfase acumulativo** que antes veíamos entre equipos independientes.



**Figura 4-9.**Representación de 5 canales tomando una referencia externa.

Cabe destacar que para aplicaciones que requieran además coherencia de **fase absoluta** o sincronía temporal, gracias a la modificación hardware de las TwinRx, teóricamente los errores residuales de desfase que quedan aún en presencia de GPSDO, se deberían reducir utilizando la misma técnica de que un solo LO referencie a los restantes, incluidos los de los otros receptores. Para ello, se configurarán los LOs de acuerdo a la tabla 4-3.

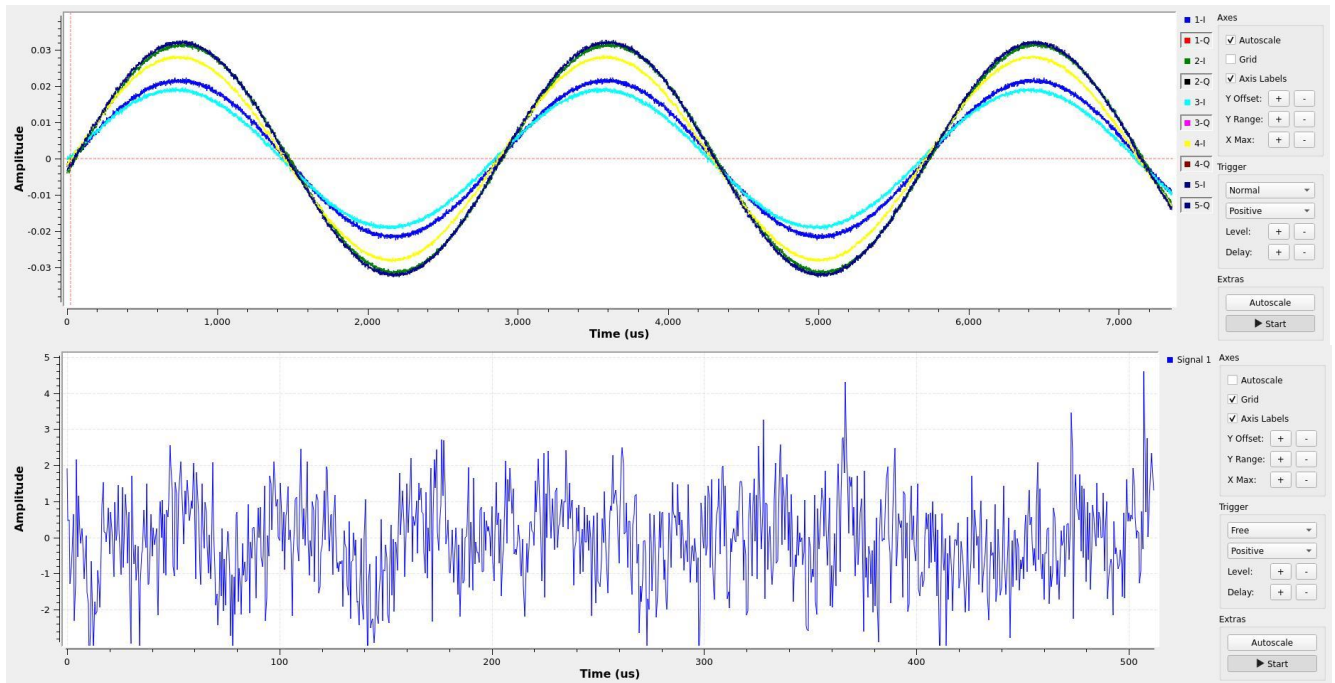


Figura 4-10. Representación de 5 canales tomando una referencia externa y LO 1 y del desfase residual.

Los resultados muestran que, **aunque el GPSDO alinea la frecuencia base de todos los canales**, sigue existiendo un **desfase residual** entre ellos al intentar compartir un solo LO de referencia para múltiples receptores, demostrando que **el GPSDO asegura frecuencia, pero no fase absoluta**. Al disciplinar todos los osciladores con la misma referencia de 10 MHz, el GPSDO elimina derivas de frecuencia a largo plazo. Sin embargo, la fase inicial de cada PLL local (aunque esté referenciado al mismo 10 MHz) puede engancharse en puntos distintos, generando **desplazamientos de fase constantes** entre canales.

**La compartición de LO no es completamente “única” en la práctica**, incluso con la modificación hardware de TwinRX que permite compartir un LO entre canales, se debe considerar el hecho de que internamente cada TwinRX tiene una segunda conversión o PLL ( LO1 y LO2). Si cada receptor sigue usando su propia ruta de PLL para parte del proceso, puede introducirse un **offset fijo** que no se elimina solo con la presencia de GPSDO.

Aunque en teoría un único LO debería forzar la coherencia de fase, en la práctica suelen quedar **desfases constantes** debidos también a retardos en cables, divisores o la propia ruta de mezcla interna. Para aplicaciones que requieran coherencia de fase absoluta, es común realizar **una calibración manual**: inyectar una señal piloto común y medir los offsets de fase en cada canal, para luego corregirlos digitalmente. A simple vista, la separación entre las crestas de las señales (**varianza de la señal**) en la gráfica sugiere que el **desfase** entre canales ronda aproximadamente **entre 1 y 2 grados**.

## 4.3 Pruebas *Beamforming*

### 4.3.1 Desarrollo del concepto

La formación de haz (*beamforming*) es una técnica utilizada en sistemas de antenas para dirigir electrónicamente la radiación hacia una dirección deseada [35]. En esencia, esta técnica consiste en emplear un conjunto de antenas (array) y controlar la fase y amplitud de la señal aplicada a cada elemento, de manera que las ondas emitidas se combinen constructivamente en la dirección de interés y se cancelen en otras direcciones. Esto permite reforzar la recepción o transmisión hacia un objetivo específico, incrementando la ganancia en esa dirección y reduciendo la interferencia proveniente de otras orientaciones [4].

En el marco del proyecto, se ha abordado el reto de la **sincronización de múltiples canales de recepción en plataformas de Radio Definida por Software (SDR)**, utilizando dispositivos USRP (*Universal Software Radio Peripheral*) de la serie X310 de Ettus Research. Una sincronización precisa en fase y frecuencia entre los canales es un requisito indispensable para implementar aplicaciones avanzadas como el *beamforming*, ya que cualquier desajuste puede degradar significativamente el rendimiento del sistema [16].

En esta etapa del proyecto, se ha evaluado la capacidad del sistema para localizar una señal de interés mediante técnicas de formación de haz. Para ello, se ha configurado un escenario experimental que consta de un emisor, un array de antenas (que estará conectado a los receptores USRP) y la transmisión de una señal de referencia para calibrar el array [36]. La finalidad es determinar la dirección de llegada (azimut) de la señal inyectada, aprovechando los algoritmos de *beamforming*, y analizar cómo la sincronización previa de frecuencia y fase incide en la precisión de la estimación. Se incluyen gráficas que muestran la variación del azimut estimado y la respuesta de ganancia/frecuencia de las balizas utilizadas para el calibrado del array.

Este apartado se centrará en analizar los resultados obtenidos, proporcionando una interpretación de por qué, en algunos casos, los valores de azimut varían al reiniciar los receptores sin haber modificado la posición física de ninguno de los componentes. Las conclusiones extraídas de estos experimentos permiten identificar las limitaciones del sistema en cuanto a la sincronización de fase, y resaltan la importancia de procedimientos de calibración adicionales para alcanzar una coherencia absoluta.

#### 4.3.2 Configuración experimental y componentes empleados

Para validar las técnicas de formación de haz (*beamforming*) descritas en la introducción, se ha dispuesto un escenario real al aire libre como se muestra en la figura 4-11, en el que intervienen tres elementos fundamentales: **el generador de señal que permite calibrar el array** (izqda), **el emisor** cuya demora interesa estimar (dcha) y **el array de antenas receptoras** conectada a los receptores USRP (**superior dcha**). El ángulo que forman el generador de señal y el emisor con respecto al array es de **8 grados** aproximadamente.



Figura 4-11. Escenario de beamforming.

En la figura 4-12, se muestra el montaje de la señal transmitida para **calibrar el array**. Este equipo se encarga de generar una señal de referencia estable que sirve para posteriormente en el receptor **alinear** la fase y amplitud de los canales del array (es decir, el equivalente al Keysight usado en las pruebas de laboratorio). Una vez capturada la señal en el USRP X310, es posible **detectar y corregir** posibles desequilibrios (*offsets* de fase, diferencias de ganancia, etc.) que pudieran afectar a la formación de haz. La señal generada **proporciona** un tono o portadora a una frecuencia conocida, de manera que el sistema pueda ajustar y comprobar la coherencia de fase/frecuencia antes de iniciar la recepción del emisor real [35].

La señal de referencia utilizada para calibrar el array suele emitirse cerca del array para minimizar las pérdidas de propagación y asegurar que la señal de referencia llega con la máxima claridad posible. En los experimentos, se transmite la señal para calibrar en el rango de frecuencias de interés (por ejemplo, en torno a 490 MHz o 642 MHz, según el caso), y se registra su respuesta en cada canal del USRP.



Figura 4-12. Transmisor de referencia para calibrar el array.

En la figura 4-13 se observa el **emisor principal**, responsable de generar la señal que se quiere localizar o reforzar mediante *beamforming*. Este emisor se ubica a cierta distancia de la estación receptora, en un entorno despejado o con obstáculos controlados (como puede verse en la fotografía, situado junto al agua y en una zona abierta) [37]. Su **rango de frecuencia de emisión** está ajustado a la banda de trabajo de los USRP, en este caso en torno a 490 MHz. Posee una potencia de salida suficiente para que la señal llegue con un nivel apreciable, pero sin saturar los receptores.

La idea es que, tras la calibración del array, el sistema reciba la señal de este emisor y aplique las técnicas de formación de haz para determinar su **dirección de llegada (azimut)** y/o reforzar su nivel de recepción en comparación con otras direcciones.



Figura 4-13. Emisor cuya demora se quiere estimar.

**La antena array** se encuentra conectada a los USRP. Es el elemento clave que permite realizar el *beamforming*. La antena está unida a los ocho canales de recepción en el USRP, de modo que el software puede controlar y procesar las señales de cada elemento de forma independiente.

Cuando se diseña un array de antenas para estimar la dirección de llegada (DoA) de una señal, es importante que la separación entre cada elemento de la antena sea de **media longitud de onda ( $\lambda/2$ )** o menor, donde la longitud de onda ( $\lambda$ ) depende de la frecuencia central de la señal que se está recibiendo. Si los elementos del array se colocan a una distancia mayor a  $\lambda/2$ , se puede producir un **efecto de aliasing** en el espacio. Esto es similar a lo que sucede en el muestreo de señales en el tiempo: si no se muestrea con la frecuencia adecuada, diferentes señales pueden confundirse. En el caso del array, un espaciamiento excesivo hace que las señales provenientes de direcciones distintas puedan parecerse entre sí (o se "aliasen"), lo que impide que el algoritmo de DoA pueda distinguir con precisión la dirección real de la fuente [38].

En la figura 4-14 se muestra la banda de trabajo de 487-492 MHz de las balizas recién explicadas, con el fin de confirmar que la señal está siendo recibida de manera estable en todos los canales, sirviendo como referencia para posteriores procesos de calibración o formación de haz.

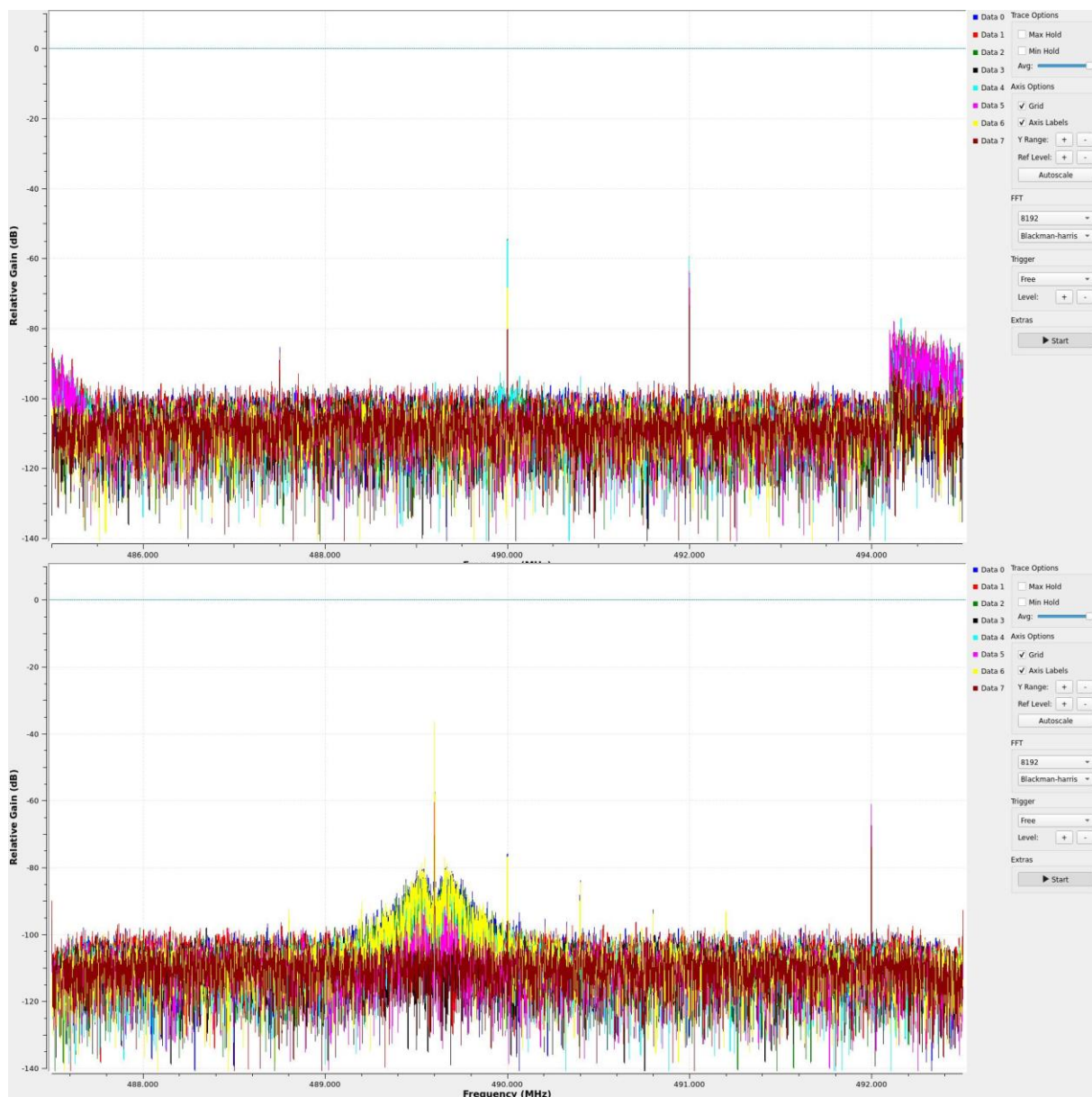


Figura 4-14. Espectro de frecuencia balizas.

La baliza en el centro del canal se corresponde con la baliza que permite realizar la calibración del array, mientras que la baliza desplazada del centro del canal unos 2 MHz se corresponde con la baliza cuya demora queremos estimar.

### 4.3.3 Análisis mediciones

A continuación, se presenta un análisis simplificado de los resultados obtenidos en las pruebas de *beamforming*, realizadas en **presencia de un GPSDO y con los LOs correctamente configurados**. Se comentan cada una de las gráficas de azimut y se propone una hipótesis para explicar la variabilidad en los valores, sin entrar en detalles sobre el GPSDO o los osciladores locales.

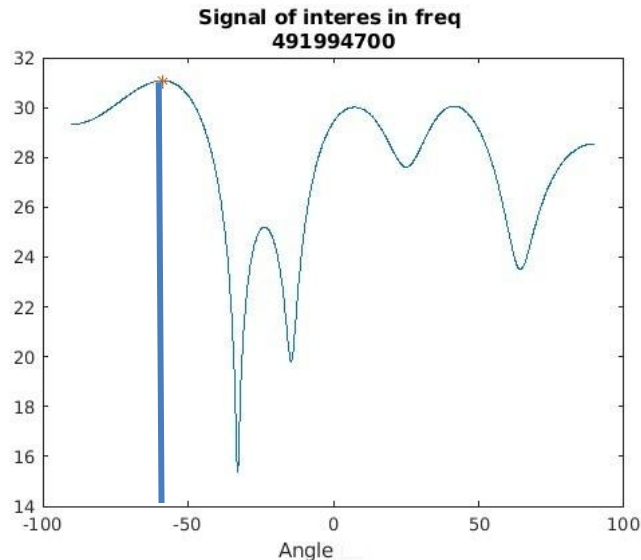


Figura 4-15. 1ª Medición beamforming.

En esta gráfica, el **máximo principal** aparece alrededor de **-60 grados**, lo que representa un **desplazamiento muy acusado** en comparación con el resto de las mediciones (que rondan valores más cercanos a  $\pm 5$  grados). El motivo de este error es que no se ha realizado una calibración del array. Como cada antena va a introducir un desfase prácticamente aleatorio, la suma de las señales para realizar el *beamforming*, haciendo que el array apunte a cualquier dirección, en este caso a -60 grados.

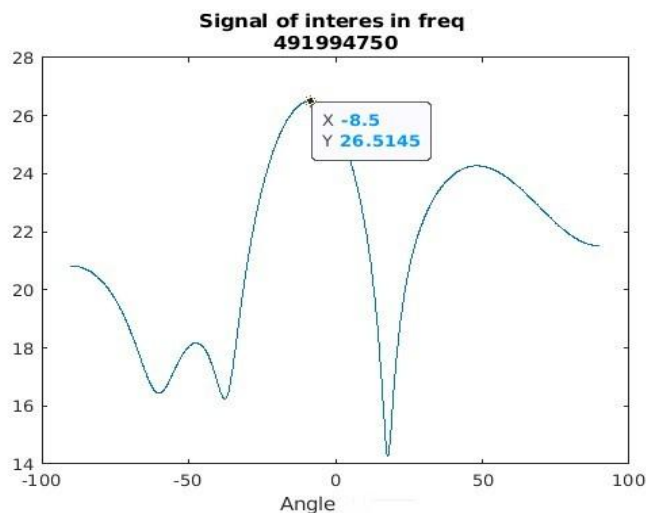


Figura 4-16. 2ª Medición beamforming

Si calibramos y usamos las 4 entradas del mismo receptor, el algoritmo de *beamforming* detecta el lóbulo principal en torno a **-8.5 grados**. Dado que todos los componentes estaban configurados de forma estable, este valor sirve como referencia inicial para interpretar los resultados restantes, puesto que es el que se considera verdadero.

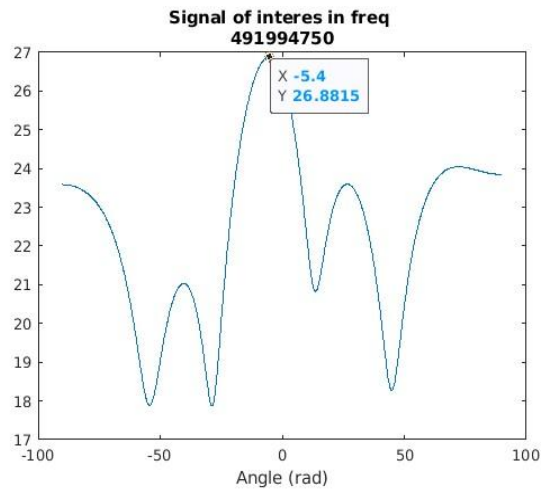


Figura 4-17. 3ª Medición beamforming.

Tras un reinicio del sistema, sin mover físicamente el emisor ni el array, y añadiendo una entrada más (consecuentemente otro receptor más) el valor de azimut estimado se reduce a **-5 grados**. Esto indica una variación en el cálculo, posiblemente atribuible a pequeñas diferencias en la calibración interna o a fluctuaciones en el proceso de inicialización del sistema. Hay que mencionar que, en este caso, el array también ha sido calibrado.

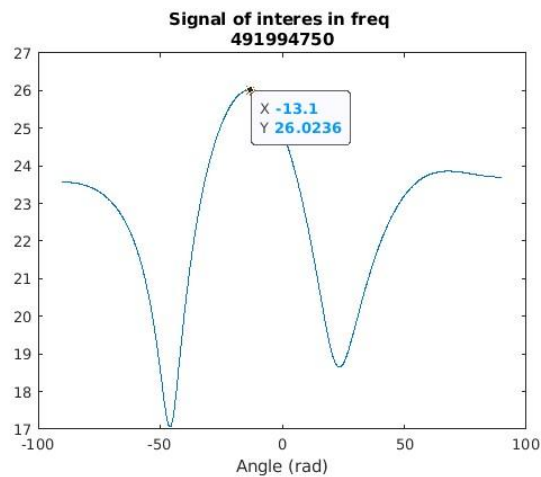


Figura 4-18. 4ª Medición beamforming

Añadiendo una nueva entrada calibrada (6 en este caso), se observa un ligero incremento en el ángulo estimado (alrededor de **-13 grados**). La variación, aunque pequeña, sugiere que el sistema presenta cierta inestabilidad en la estimación, que podría deberse a factores de medición o a la interacción del algoritmo con el entorno (por ejemplo, posibles efectos de *multipath*).

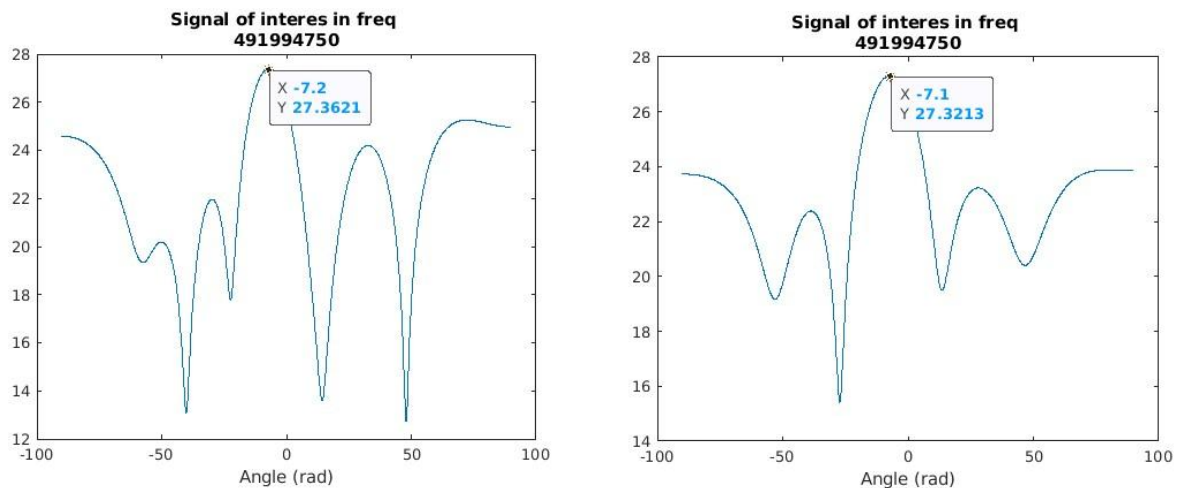


Figura 4-19. 5ª y 6ª Medición beamforming.

Calibrando y añadiendo 2 entradas más, se obtiene un resultado intermedio, cercano a **-7 grados**. Debido a que sigue estando ligeramente alejado del valor de **-8.5 grados**, y del resto de valores de las mediciones anteriores, podemos confirmar que, aunque el sistema está sincronizado en frecuencia, los resultados de *beamforming* siguen presentando pequeñas fluctuaciones en el ángulo estimado, incluso en condiciones controladas.

A pesar de que la posición física del emisor, el array y los demás componentes no se han modificado, se observa una variabilidad en la estimación del azimut al encender y apagar el sistema. Una hipótesis plausible es la siguiente:

- Cada vez que se reinician los receptores, el **proceso de inicialización** puede establecer un **offset de fase** diferente en los canales. Estos *offsets*, aunque constantes durante una sesión, pueden variar ligeramente entre sesiones. Como el algoritmo de *beamforming* se basa en las diferencias de fase entre elementos del array para calcular la dirección de llegada, cualquier pequeña variación en estos *offsets* se traduce en cambios en el ángulo estimado [38].
- Incluso en entornos controlados, pequeñas fluctuaciones en el **ruido de fondo, interferencias o incluso ligeros cambios en la propagación** (por ejemplo, debido a reflejos o condiciones atmosféricas) pueden afectar la medición del ángulo. Esto podría causar que el sistema registre **variaciones en el azimut** estimado sin que se haya modificado la geometría del sistema [37].
- Los métodos de formación de haz son muy sensibles a las **diferencias de fase entre canales**. Una variabilidad en el arranque o en la forma en que se aplican las correcciones internas puede llevar a discrepancias en la estimación, incluso si la sincronización de frecuencia se mantiene estable. Esta sensibilidad inherente al algoritmo puede explicar la dispersión de los valores de azimut (entre **-5 grados** y **+13 grados**) observados en las diferentes mediciones.

## 5 CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

El objetivo principal de evaluar la sincronización en fase y frecuencia de múltiples canales con dos receptores USRP X310 para aplicaciones de *beamforming*, ha sido **parcialmente alcanzado**. Se ha demostrado que es posible lograr una operación coherente entre hasta ocho canales de recepción compartiendo referencias comunes y técnicas adecuadas de sincronización. En particular, se consiguió **unificar la frecuencia de muestreo y los osciladores locales (LO)** de todos los canales, logrando que las señales permanezcan alineadas en frecuencia sin derivas apreciables a lo largo del tiempo.

Esto permitió implementar con éxito técnicas de formación de haz (estimación de la dirección de llegada), comprobando que la sincronización previa mejora notablemente la precisión del *beamforming*.

Los objetivos planteados se cumplieron en cuanto a sincronía de frecuencia y *beamforming* funcional, si bien se identificaron limitaciones importantes en la **coherencia de fase absoluta**, tal como se detalla a continuación.

### 5.1 Principales conclusiones

Durante el desarrollo del proyecto se observaron varios aspectos clave sobre la sincronización multicanal que resultan útiles para futuros trabajos similares:

Incluso utilizando un **LO compartido entre canales**, el sistema presenta **desfases de fase constantes entre canales**. Al sincronizar los USRP X310 con la modificación hardware de TwinRX (que permite que un mismo LO alimente a dos receptores), las diferencias de fase entre señales recibidas se reducen a un margen de pocos radianes. Esto supone una precisión de fase muy buena para *beamforming*. Sin embargo, cada canal mantiene un **offset fijo** (desfase constante) respecto a los demás. Este desfase proviene de ambigüedades en el enganche de los PLL locales de cada receptor y de diferencias en las rutas analógicas internas [38]. En otras palabras, compartir el LO garantiza que las frecuencias intermedias sean idénticas, pero **no asegura una fase inicial idéntica** en todos los canales. Por tanto, siempre queda un error sistemático de fase entre canales que **debe corregirse mediante calibración** [39].

Los **desfases relativos observados son consistentes y repetibles** bajo las mismas condiciones, lo cual es una ventaja. Significa que, una vez medido el offset de fase entre dos canales, este permanece igual (hasta que se reinicia o cambia la configuración) y puede **compensarse por software**. En este trabajo se verificó que, tras una calibración inicial con una señal de referencia común, las correcciones de fase aplicadas permitieron alinear prácticamente al cero las fases de todos los canales. No obstante, si se apaga o reinicia el hardware, los LOs pueden volver a acoplarse con una fase distinta, reintroduciendo un nuevo offset fijo. Por ello, es **imprescindible recalibrar** la fase cada vez que se inicie el sistema o cuando se detecten cambios significativos, especialmente para aplicaciones que requieren coherencia de fase absoluta (como la formación de haces adaptativa o la interferometría).

Se confirmó la importancia de ciertas medidas prácticas para mejorar la sincronización multicanal. Por un lado, se usaron **cables coaxiales idénticos** en longitud y características para todas las conexiones de RF, minimizando diferencias de retardo entre canales. Además, se procuró mantener una **temperatura estable** de los dispositivos –dejando que los USRP calentasen antes de medir–, ya que las variaciones térmicas pueden alterar ligeramente la fase de los osciladores. Otro factor crítico fue **evitar reinicios o reconfiguraciones innecesarias** durante las pruebas: se mantuvieron los equipos encendidos y con la misma referencia continuamente para que la relación de fase permaneciera constante [39]. Igualmente, se comprobó que el uso de **referencias externas comunes** mejora la coherencia: al conectar ambos USRP a una misma fuente de reloj (como un GPSDO o un distribuidor tipo OctoClock que proporciona 10 MHz y PPS a todos los equipos), las frecuencias de todos los canales se unifican y no aparecen derivas relativas; esto sienta la base para luego alinear fases con ajustes finos [16]. En resumen, una configuración cuidadosa del hardware (cables, relojes y temperatura) reduce las incertidumbres y facilita la calibración, siendo recomendada para cualquiera que aborde este tipo de sincronización.

Se destaca que el sistema USRP X310 y TwinRX **no viene calibrado de fábrica en cuanto a fase**. Cada unidad y cada módulo de radio tiene variaciones propias que hacen que, aun compartiendo relojes, exista ese desfase fijo mencionado. El fabricante (Ettus Research) confirmó mediante comunicación directa que siempre habrá un **offset fijo de fase entre canales** si no se corrige manualmente, dado que la electrónica interna no está fase-calibrada en el proceso de producción [39]. Por tanto, es responsabilidad del usuario realizar esa calibración si la aplicación lo requiere. Este trabajo lo ha evidenciado experimentalmente: sin calibración, incluso con una sincronización cuidadosa, persisten errores de fase que impedirían, por ejemplo, apuntar un haz de antena con la máxima precisión.

Afortunadamente, el entorno de software UHD proporciona **utilidades de calibración** y parámetros ajustables que ayudan a compensar estos desajustes. Existe la posibilidad de medir *offsets* de fase entre canales usando señales conocidas y luego aplicar correcciones en el *software* (por ejemplo, ajustando retardos fraccionarios o fases en la cadena de procesado digital de cada canal). UHD y GNU Radio permiten introducir correcciones de fase y ganancia por canal, e incluso guardar estas calibraciones para futuras sesiones [33]. Este TFG ha hecho uso de dichas capacidades para alinear las señales, demostrando que con un esfuerzo de calibración adicional se puede lograr una **coherencia de fase absoluta** muy cercana a la ideal.

## 5.2 Propuesta de futuras líneas de investigación y desarrollo

A partir de los resultados obtenidos, se sugieren varias direcciones de trabajo futuro para mejorar y ampliar lo realizado:

- **Automatización de la calibración de fase:** Desarrollar un procedimiento automatizado que, al iniciar el sistema multicanal, inyecte una señal de referencia conocida en todos los canales (por ejemplo, mediante un calibrador interno o una antena de referencia) y calcule los *offsets* de fase, aplicando inmediatamente las correcciones necesarias de forma autónoma. Esto permitiría que la sincronización completa (frecuencia y fase) se lograra **sin intervención manual**, haciendo el sistema más práctico para despliegues reales. Incorporar esta rutina de auto calibración en la cadena de arranque garantizaría coherencia de fase en todo momento, incluso tras reinicios, solventando uno de los problemas detectados.
- **Extensión a arrays de antenas más grandes:** Si bien en este proyecto se trabajó con hasta 8 canales (dos USRP X310), futuras investigaciones podrían escalar el sistema a un **mayor número de dispositivos y antenas**. Esto implicaría enfrentar nuevos desafíos de sincronización (por ejemplo, entre más de dos chasis USRP) y quizá requerir distribuciones de reloj más elaboradas (como el uso de **OctoClock** o redes de distribución de LO dedicadas). Evaluar la coherencia cuando se sincronizan 3 o 4 USRP X310 juntos, o incluso combinar transmisores y receptores coherentes, sería un paso lógico para avanzar hacia sistemas MIMO masivos o arrays de gran tamaño para radar y comunicaciones 5G.

- **Mejora del hardware de sincronización:** Otra línea futura interesante consiste en explorar mejoras a nivel hardware para eliminar los desfases residuales. Por ejemplo, investigar la **modificación de fábrica o personalizada** de los USRP X310 para que todos los canales compartan un **único oscilador local maestro**. Ettus Research documenta soluciones (como modificar el chasis para compartir el LO entre unidades) que podrían implementarse para lograr una coherencia de fase aún más estricta, reduciendo la dependencia de la calibración por *software* [25]. Probar dichas modificaciones o el uso de hardware especializado de sincronización (módulos de sincronía de fase) podría ofrecer una referencia común de fase para todos los canales, evitando el enganche independiente de PLL que genera *offsets*. No obstante, estas mejoras requieren un análisis cuidadoso de costo y viabilidad, dado que alteran la configuración estándar del fabricante.
- **Aplicaciones en tiempo real y robustez** [12]: Finalmente, se propone llevar los resultados a un escenario operativo real, implementando **algoritmos de beamforming en tiempo real** con el arreglo sincronizado. Si bien se validó la estimación de ángulo de llegada en un entorno controlado, un paso futuro sería integrar el sistema en una aplicación concreta (por ejemplo, seguimiento de señales móviles o comunicaciones direccionales) y evaluar su rendimiento. En ese contexto, sería importante probar la **robustez de la sincronización** ante factores externos: movimientos de antenas, variaciones de temperatura más acusadas, interferencias externas o incluso ligeros desajustes en los cables. Esto ayudará a determinar los límites operativos del sistema sincronizado y a desarrollar métodos de recalibración *online* si fuese necesario (por ejemplo, recalibración periódica o mediante señales piloto incorporadas en la transmisión). Asimismo, explorar el **uso de la sincronización para transmisión coherente** (*beamforming* en transmisión) sería una extensión natural, requiriendo asegurar que múltiples transmisores mantengan fases relativas constantes para conformar un haz de emisión, un desafío técnico adicional, pero con grandes beneficios en aplicaciones de comunicaciones y radar.

## 6 BIBLIOGRAFÍA

- [1] «Beamforming». Accedido: 21 de marzo de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://es.mathworks.com/discovery/beamforming.html>
- [2] C. Caballero Martínez, «Medida de la sincronización entre canales en una USRP X300». Universitat Autònoma de Barcelona, 25 de junio de 2019. [En línea]. Disponible en: [https://ddd.uab.cat/pub/tfg/2019/214492/TFG\\_CarlosCaballeroMartinez.pdf](https://ddd.uab.cat/pub/tfg/2019/214492/TFG_CarlosCaballeroMartinez.pdf)
- [3] «TwinRX - Ettus Knowledge Base». Accedido: 4 de marzo de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://kb.ettus.com/TwinRX>
- [4] M. Dillinger, K. Madani, y N. Alonistioti, «Software Defined Radio: Architectures, Systems and Functions». John Wiley & Sons Ltd, 2003. [En línea]. Disponible en: <https://www.wiley.com>
- [5] «Receptor superheterodino II». Universidad de Las Palmas de Gran Canaria (ULPGC), 2008 de 2007. [En línea]. Disponible en: [https://www2.ulpgc.es/hege/almacen/download/7053/7053985/tema\\_2\\_2007\\_2008\\_b.pdf](https://www2.ulpgc.es/hege/almacen/download/7053/7053985/tema_2_2007_2008_b.pdf)
- [6] «Receptor superheterodino», *Wikipedia, la enciclopedia libre*. 27 de septiembre de 2023. Accedido: 4 de marzo de 2025. [En línea]. Disponible en: [https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Receptor\\_superheterodino&oldid=154099022](https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Receptor_superheterodino&oldid=154099022)
- [7] A. H. Morales, «blog de avelino herrera morales», <https://avelinoherrera.com/blog/index.php>. Accedido: 4 de marzo de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://avelinoherrera.com/blog/index.php?entry=entry210725-140537>
- [8] D.-I. (FH) C. Wolff, «Fundamentos de radar - Receptor superheterodino». Accedido: 5 de marzo de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://www.radartutorial.eu/09.receivers/rx05.es.html>
- [9] F. Marki y C. Marki, «A Tutorial for RF & Microwave Mixers», 2010.
- [10] «Arquitecturas de Receptores y Transmisores RF». GRAF. [En línea]. Disponible en: [https://diposit.ub.edu/dspace/bitstream/2445/173862/2/SC\\_Tema2%28a%29.pdf](https://diposit.ub.edu/dspace/bitstream/2445/173862/2/SC_Tema2%28a%29.pdf)
- [11] «Transformada de Fourier», *Wikipedia, la enciclopedia libre*. 23 de marzo de 2025. Accedido: 24 de marzo de 2025. [En línea]. Disponible en: [https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Transformada\\_de\\_Fourier&oldid=166339008](https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Transformada_de_Fourier&oldid=166339008)
- [12] J. G. Proakis y D. G. Manolakis, *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms & Applications (3rd Edition)*, 3ª., vol. 1. Upper Saddle River, New Jersey, EE.UU: Prentice-Hall International, Inc., 1996. [En línea]. Disponible en: [https://uvceee.wordpress.com/wp-content/uploads/2016/09/digital\\_signal\\_processing\\_principles\\_algorithms\\_and\\_applications\\_third\\_edition.pdf](https://uvceee.wordpress.com/wp-content/uploads/2016/09/digital_signal_processing_principles_algorithms_and_applications_third_edition.pdf)
- [13] E. Gómez, «Conversor analógico a digital - ADC», Rincón Ingenieril. Accedido: 4 de marzo de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://www.rinconingenieril.es/conversor-analogico-a-digital-adc/>

- [14] F. Medina D., «Simulación de convertidores pipelined. Proyrcto Fin de Carrera, Curso 2004/2005». ESCUELA SUPERIOR DE INGENIEROS UNIVERSIDAD DE SEVILLA, 2004. [En línea]. Disponible en: <https://biblus.us.es/bibing/proyectos/abreproy/11078/fichero/Proyecto.pdf>
- [15] «Teorema de muestreo de Nyquist-Shannon», *Wikipedia, la enciclopedia libre*. 11 de diciembre de 2024. Accedido: 4 de marzo de 2025. [En línea]. Disponible en: [https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Teorema\\_de\\_muestreo\\_de\\_Nyquist-Shannon&oldid=164064264](https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Teorema_de_muestreo_de_Nyquist-Shannon&oldid=164064264)
- [16] «USRP Hardware Driver and USRP Manual: USRP X3x0 Series». Accedido: 4 de marzo de 2025. [En línea]. Disponible en: [https://files.ettus.com/manual/page\\_usrp\\_x3x0.html](https://files.ettus.com/manual/page_usrp_x3x0.html)
- [17] «GPS 10 MHz Frequency Reference - FS740». Accedido: 27 de marzo de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://www.thinksrs.com/products/fs740.html>
- [18] «Software-defined radio | IEEE Communications Society». Accedido: 4 de marzo de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://www.comsoc.org/node/19691>
- [19] «GNU Radio». Accedido: 4 de marzo de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://www.gnuradio.org/>
- [20] «USRP Hardware Driver and USRP Manual: TwinRX Daughterboard». Accedido: 10 de marzo de 2025. [En línea]. Disponible en: [https://files.ettus.com/manual/page\\_twinrx.html](https://files.ettus.com/manual/page_twinrx.html)
- [21] Keysight, «N5172B EXG X-Series RF Vector Signal Generator, 9 kHz to 6 GHz», Keysight. Accedido: 8 de marzo de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://www.keysight.com/us/en/product/N5172B/exg-x-series-rf-vector-signal-generator-9-khz-6-ghz.html>
- [22] «EXG X-Series Signal Generators N5171B Analog & N5172B Vector».
- [23] «ZX10\_2\_20\_S\_2b-3305802 DATA». MiniCircuits. [En línea]. Disponible en: <https://www.mouser.es/ProductDetail/Mini-Circuits/ZX10-2-20-S%2B?qs=Imq1NPwxi77DOFkdnrBOIQ%3D%3D&srsIid=AfmBOoqlmza-2Oox8v0MB1W30P-QdahbvfrSejDW-y7Pxn68mvqnr2i0>
- [24] «ZFRSC-42 DATA». MiniCircuits. [En línea]. Disponible en: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/1014556/MINI/ZFRSC-4-842-S%2B.html>
- [25] «Modifying an X310 Chassis for External LO Sharing - Ettus Knowledge Base». Accedido: 16 de marzo de 2025. [En línea]. Disponible en: [https://kb.ettus.com/Modifying\\_an\\_X310\\_Chassis\\_for\\_External\\_LO\\_Sharing](https://kb.ettus.com/Modifying_an_X310_Chassis_for_External_LO_Sharing)
- [26] . Texas Instruments, «ADC32RF5xEVM User's Guide». Texas Instruments Incorporated, septiembre de 2021. [En línea]. Disponible en: <https://www.ti.com/lit/pdf/SBAU377>
- [27] «Synchronization and MIMO Capability with USRP Devices - Ettus Knowledge Base». Accedido: 16 de marzo de 2025. [En línea]. Disponible en: [https://kb.ettus.com/Synchronization\\_and\\_MIMO\\_Capability\\_with\\_USRP\\_Devices](https://kb.ettus.com/Synchronization_and_MIMO_Capability_with_USRP_Devices)
- [28] M. Zapater, «Tema 3: PLL y sintetizadores - Comunicaciones Inalámbricas».
- [29] I. P. Ivanov, «Answer to “Octo-clock synchronization to multiple X310s contain a constant but random phase shift --why is it?”», Stack Overflow. Accedido: 16 de marzo de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://stackoverflow.com/a/74414928>
- [30] «USRP Hardware Driver and USRP Manual: Device Synchronization». Accedido: 16 de marzo de 2025. [En línea]. Disponible en: [https://files.ettus.com/manual/page\\_sync.html](https://files.ettus.com/manual/page_sync.html)
- [31] «USRP-users Digest, Vol 78, Issue 26». Accedido: 16 de marzo de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://www.mail-archive.com/usrp-users@lists.ettus.com/msg02032.html>
- [32] «X300/X310 - Ettus Knowledge Base». Accedido: 16 de marzo de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://kb.ettus.com/X300/X310>
- [33] «USRP Source - GNU Radio». Accedido: 16 de marzo de 2025. [En línea]. Disponible en: [https://wiki.gnuradio.org/index.php/USRP\\_Source](https://wiki.gnuradio.org/index.php/USRP_Source)
- [34] N. Pandeya, «Tutorial: Practical Use of SDR for Machine Learning in RF Environments».

- [35] H. L. V. Trees, *Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory*. John Wiley & Sons, 2002.
- [36] J. C. Argos y R. N. López, «Calibración de un array de antenas para beamforming en radar pasivo».
- [37] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design* *Elektronische Ressource*, 3. ed. Hoboken, N.J: Wiley-Interscience, 2005.
- [38] «Phase Synchronization Capability of TwinRX Daughterboards and DoA Estimation». Ettus Research. [En línea]. Disponible en: [https://github.com/EttusResearch/gr-doa/blob/master/docs/whitepaper/doa\\_whitepaper.pdf](https://github.com/EttusResearch/gr-doa/blob/master/docs/whitepaper/doa_whitepaper.pdf)
- [39] E. R. Brand a National Instruments, «Contact Us - National Instruments», Ettus Research. Accedido: 25 de marzo de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://www.ettus.com/contact/>

## ANEXO I: IMPLICACIONES SOCIALES, ECONÓMICAS Y AMBIENTALES

A continuación, se resumen las principales implicaciones sociales, de salud y seguridad, ambientales y económicas identificadas en relación con el uso del sistema USRP X310 con módulos TwinRX para sincronización multicanal y formación de haces (*beamforming*):

- **Seguridad y salud:** Durante el desarrollo experimental, se han seguido protocolos estrictos de seguridad eléctrica y operativa. El equipamiento (dos USRP X310 con módulos TwinRX) se instaló de forma estable y segura, evitando conexiones sueltas o configuraciones inestables que pudieran provocar accidentes o dañar los equipos. Asimismo, se verificó que las emisiones de radiofrecuencia se mantuvieran dentro de los límites seguros establecidos por la normativa vigente, minimizando cualquier riesgo para la salud. Esto incluyó el uso de atenuadores y antenas adecuadas, así como la operación en entornos controlados para no exceder niveles de potencia que supusieran riesgos de exposición electromagnética para los operadores ni interferencias perjudiciales a terceros. En resumen, la integridad física de las personas y la protección frente a emisiones RF han sido prioridades durante todo el proyecto.
- **Impacto ambiental:** El proyecto, de naturaleza experimental en laboratorio, tiene un impacto ambiental directo muy reducido. Los dispositivos USRP son equipos electrónicos que cumplen con directivas de restricción de sustancias peligrosas (RoHS) y no generan residuos contaminantes durante su uso. Se ha procurado un uso eficiente de la energía, apagando los sistemas cuando no estaban en pruebas y aprovechando al máximo los recursos disponibles (por ejemplo, reutilizando configuraciones y código para múltiples experimentos). A largo plazo, las técnicas investigadas como el *beamforming* podrían contribuir positivamente al medio ambiente al permitir comunicaciones inalámbricas más eficientes, reduciendo la potencia necesaria para transmitir información al focalizar las señales y disminuyendo la interferencia en entornos radioeléctricos congestionados.
- **Consideraciones económicas:** Se reconoce que el equipamiento utilizado representa una inversión económica significativa. Cada USRP X310 junto con sus módulos TwinRX tiene un coste elevado (diez mil euros aproximadamente), lo que supone un factor importante a tener en cuenta. Se justifica este coste en función de los beneficios que aporta: la versatilidad de la radio definida por software (SDR) permite reducir gastos de desarrollo a largo plazo al reutilizar el mismo hardware para múltiples propósitos experimentales. Además, la infraestructura proporcionada por el laboratorio evitó tener que diseñar y fabricar hardware a medida desde cero, ahorrando tiempo y recursos. Este TFG ha maximizado el aprovechamiento del equipamiento disponible, realizando múltiples pruebas dentro de las capacidades de los dispositivos para obtener resultados valiosos sin necesidad de adquirir nuevos instrumentos. Desde un punto de vista industrial, las soluciones de sincronización multicanal y formación de haces estudiadas tienen potencial aplicación en sistemas de radar y comunicaciones avanzadas, lo que podría traducirse en beneficios económicos en los sectores de telecomunicaciones y defensa gracias a mejoras en rendimiento y eficiencia operativa.

Cada decisión técnica (desde la configuración experimental hasta la elección de componentes) se tomó evaluando estos impactos, garantizando que el trabajo se desarrollase de manera segura, responsable con el entorno y justificada en términos de coste-beneficio.

## ANEXO II: REFLEXIONES ÉTICAS Y SOCIALES

El desarrollo de este proyecto de radio definida por software (SDR) con sistemas USRP X310 y técnicas de formación de haces me ha hecho reflexionar sobre diversas cuestiones éticas y sociales vinculadas a la ingeniería de telecomunicaciones. Aun cuando en la memoria principal no se incluyó una sección específica dedicada a estas reflexiones, se ha tenido en cuenta la responsabilidad que conlleva trabajar con tecnologías de radiocomunicación avanzadas y su potencial impacto en la sociedad.

En primer lugar, desde el punto de vista **ético**, el desarrollo de sistemas SDR plantea la necesidad de un uso responsable de la tecnología. Un receptor SDR tan versátil como el USRP X310 puede configurarse para transmitir y recibir en un amplio rango de frecuencias, lo que facilita innumerables aplicaciones beneficiosas (desde investigación académica hasta mejoras en sistemas de comunicación civiles y militares), pero también podría ser mal utilizado si no se respetan los marcos legales y los principios deontológicos. Se reconoce la importancia de adherirse a un código ético profesional: por ejemplo, garantizar que su trabajo no facilite actividades ilícitas como interferencias intencionadas, escuchas no autorizadas de comunicaciones privadas o violaciones de la normativa del espectro radioeléctrico. En este sentido, durante las pruebas experimentales se obró con cautela, transmitiendo solo en frecuencias permitidas y con potencias bajas, asegurando el cumplimiento de la legislación vigente en materia de telecomunicaciones y respetando los derechos de otros usuarios del espectro. Esta precaución refleja el compromiso con una práctica ingenieril que antepone la legalidad y la ética al mero logro técnico.

La **responsabilidad en el uso del espectro radioeléctrico** es otro aspecto central de esta reflexión. El espectro es un recurso limitado y compartido, cuyo uso indebido puede afectar a servicios esenciales (desde comunicaciones de emergencia hasta sistemas de navegación y control aeronáutico). Por ello, se ha mantenido en todo momento una conducta responsable, actuando dentro de bandas de frecuencia autorizadas para experimentación y evitando emisiones que pudieran causar interferencias perjudiciales. Esta actitud demuestra el entendimiento de que la libertad para innovar con SDR viene acompañada de la obligación de no causar perjuicio a terceros ni al ecosistema general de las telecomunicaciones. Asimismo, se valora la transparencia y la colaboración con la comunidad científica y técnica: los resultados de este TFG, centrados en mejorar la sincronización y el *beamforming*, se comparten con intención constructiva, contribuyendo al conocimiento colectivo sin comprometer la equidad en el acceso al espectro ni la seguridad de su uso.

Por otro lado, la **utilidad social** de las tecnologías desarrolladas ha sido un tema medular en la reflexión. La formación de haces multicanal tiene aplicaciones de alto impacto en la sociedad moderna. Por ejemplo, en comunicaciones inalámbricas 5G y futuras 6G, el *beamforming* permite conexiones más rápidas y confiables al dirigir las señales hacia los usuarios deseados, mejorando la eficiencia espectral y reduciendo la exposición innecesaria a radiación de quienes no son el objetivo de la comunicación. En sistemas de radar, vigilancia o búsqueda y rescate, esta tecnología puede incrementar la precisión en la localización de personas u objetos, aportando claros beneficios en seguridad pública y salvamento. Al trabajar en este proyecto, se ha sido consciente de que está contribuyendo (aunque sea modestamente) al avance de capacidades técnicas que, en última instancia, pueden mejorar la calidad de vida y la seguridad de la población. Esta conciencia añade una motivación adicional: más allá del cumplimiento de los objetivos académicos, existe el deseo de que los conocimientos y resultados generados puedan traducirse en mejoras tangibles para la sociedad.

Finalmente, también se ha reflexionado sobre el papel del ingeniero en la sociedad al desarrollar tecnologías emergentes. Proyectos de SDR y *beamforming* como el presente ejemplifican cómo la ingeniería no solo trata de resolver problemas técnicos, sino que también involucra consideraciones humanas, legales y éticas. Se ha comprendido que mi formación no se limita a adquirir competencias técnicas, sino que incluye la adopción de valores profesionales: integridad, responsabilidad y compromiso social. A lo largo del TFG, se ha afianzado la idea de que cualquier innovación tecnológica debe alinearse con el bienestar común y los principios éticos.

En resumen, esta reflexión ética y social subraya el compromiso del futuro ingeniero y oficial de la Armada Española con un ejercicio profesional que promueva el uso seguro, legal y beneficioso de las comunicaciones inalámbricas avanzadas. Se concluye que los desarrollos en SDR y *beamforming* deben servir al interés general sin comprometer los valores fundamentales de nuestra sociedad, reforzando así la confianza en la tecnología como motor de progreso social.

