



**Desarrollo de un módulo en recepción programable para un *HFR* basado en
SDRs**

Alexis David Quintero Montoya

Trabajo de investigación para optar al título de Magíster en Ingeniería de
Telecomunicaciones

Directora

Natalia Gaviria Gómez, Ph.D

Universidad de Antioquia

Facultad de Ingeniería, Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones

Maestría en Ingeniería de Telecomunicaciones

Grupo de Investigación en Telecomunicaciones Aplicadas - GITA

Medellín, Colombia

2022

Cita	Quintero Montoya y Gaviria Gómez, 2022 [1]
Referencia	[1] Quintero Montoya, A .D. y Gaviria Gómez, N. “Desarrollo de un módulo en recepción programable para un <i>HFR</i> basado en SDRs”, Trabajo de investigación, Maestría en Ingeniería de Telecomunicaciones, Universidad de Antioquia, Medellín, 2022.
Quintero Montoya et.al (2022)	



Maestría en Ingeniería de Telecomunicaciones, Cohorte XIV.

Grupo de Investigación en Telecomunicaciones Aplicadas - GITA



Centro de documentación de ingeniería (CENDOI)

Repositorio Institucional: <http://bibliotecadigital.udea.edu.co>

Universidad de Antioquia - www.udea.edu.co

Rector: John Jairo Arboleda Céspedes.

Decano/Director: Julio César Saldarriaga Molina.

Jefe departamento: Eduard Emiro Rodríguez Ramírez.

El contenido de esta obra corresponde al derecho de expresión de los autores y no compromete el pensamiento institucional de la Universidad de Antioquia ni desata su responsabilidad frente a terceros. Los autores asumen la responsabilidad por los derechos de autor y conexos.



UNIVERSIDAD DE ANTIOQUIA

Desarrollo de un módulo en recepción programable para un *HFR* basado en SDRs

Alexis David Quintero Montoya

Universidad de Antioquia
Facultad de Ingeniería, Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones
Medellín, Colombia
2022

Desarrollo de un módulo en recepción programable para un *HFR* basado en SDRs

Alexis David Quintero Montoya

Tesis o trabajo de grado presentada(o) como requisito parcial para optar al título de:
Magister en Ingeniería de Telecomunicaciones

Director:
Ph.D., Natalia Gaviria Gómez

Grupo de Investigación:
Grupo de Investigación en Telecomunicaciones Aplicadas - GITA

Universidad de Antioquia
Facultad de Ingeniería, Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones
Medellín, Colombia
2022

Nuestras virtudes y nuestros defectos son inseparables, como la fuerza y la materia. Cuando se separan, el hombre deja de existir.

Nikola Tesla

Dedico este trabajo de grado a mis ne-
gras, mis hermanos y a mi difunto padre,
quienes han sabido entender mi manera de ver
el mundo y de hacer las cosas.

También a las familias Montoya Sánchez y
Bustos Cortés quienes siempre me han mostra-
do lo valiosa que es la familia y lo importante
que es tener determinación.

Agradecimientos

Quiero expresar mi más sentido agradecimiento a mi directora de tesis Natalia Gaviria Gómez por confiar en mí para continuar bajo su guía en este proceso académico posterior al pregrado, emocionarse con los resultados, nutrir el contenido de este trabajo y apostar por un trabajo de investigación transversal a los tópicos del grupo de investigación. Al profesor Vladimir Toro, que facilitó la comunicación entre instituciones para poder realizar el proceso de estancia académica en la Universidad Autónoma de Baja California (UABC) y por su apoyo incondicional. Al profesor Reginaldo Durazo (El Chief) quien me recibió en Ensenada y me llevó a la Quinta, espacio en donde el presente trabajo se formó en su mayoría. Un gran agradecimiento a Roberto Gómez, quien desde su rol en HEZEL acompañó, aportó y aterrizó puntos claves para lograr entender la operación de los WERA. Adicionalmente, un gran agradecimiento a todos los miembros del grupo de oleaje del CICESE, en especial a Bernardo Esquivel y Luis Daniel Quinn, quienes estuvieron apoyando cada día el proceso de instalación de EPB, además de ser claves en la realización de la prueba de concepto.

Agradezco a mi núcleo familiar su paciencia y el apoyo incondicional en los proyectos personales y académicos que me he trazado. Agradezco a la UDEA y a GITA (Grupo de investigación de telecomunicaciones aplicadas) por facilitarme un espacio de trabajo para desarrollar el presente trabajo y por facilitar recursos para la estancia académica. A los compañeros del grupo GITA por acompañar este proceso, aportar importantes ideas durante el desarrollo del mismo y facilitarme el dispositivo SDR usado en los experimentos del presente trabajo. También un agradecimiento a los integrantes del grupo de OCEANICOS de la UNAL, quienes me hicieron amar el océano y me apoyaron en la búsqueda de un trabajo que fuera afín a mi formación profesional. De este grupo quiero extender mis agradecimientos a Compadre Beto, Lau, Chetes, Liz, Made y Lina quienes acompañaron este proceso desde el día cero.

Finalmente, y no menos importante, un gran agradecimiento al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE) de Baja California (México) que en el marco del proyecto CEMIE-Océano (Centro Mexicano de Innovación en Energías del Océano México) financiado por el fondo CONACYT-SENER Sustentabilidad Energética: FSE-2014-06-249795, facilitó el radar WERA usado tanto para la validación de la metodología de procesamiento implementada, como para la prueba de concepto.

Resumen

Los HFR (*High Frequency Radars*) son utilizados como una alternativa tecnológica para medir variables oceanográficas de manera remota y no intrusiva. Con éstos, es posible obtener campos de dirección del viento, magnitud y dirección de las corrientes superficiales y, en algunas configuraciones, información de parámetros integrales del oleaje. En la actualidad, existe gran variedad de fabricantes que comercializan este tipo de equipos, pero a altos costos. Los WERA (*Wellen Radar*) son una de las referencias comerciales más usadas por entidades públicas y privadas, como herramienta de medición. Recientemente, en la literatura se encuentran investigaciones que han incluido el concepto SDR (*Software Defined Radio*) en el desarrollo de estos dispositivos, buscando mayor flexibilidad tanto en costo como en configuración. En particular existe hoy una red global de HFR dedicada a mediciones oceanográficas, a la cual Colombia no pertenece.

Una de las principales causas de la ausencia de los HFR en Colombia es su alto costo. En este trabajo, se desarrolló una biblioteca (LAQUINTA) compatible con una etapa en recepción RF (*Radio Frequency*), basada en el concepto y en tecnologías SDR con el objetivo de iniciar un proceso de apropiación del conocimiento que permita acercar la investigación nacional a tecnologías de medición de variables oceanográficas. Para la toma de datos y la validación de la estrategia propuesta, se hizo uso de un radar WERA instalado en la barra del Estero Punta Banda (EPB) ubicado a 13 km al sur de Ensenada (Baja California, México). En esta estación, se realizaron las mediciones que permitieron establecer una precisión de $\approx 84\%$ para las 30 primeras celdas haciendo uso de la metodología implementada en LAQUINTA. Respecto a la inclusión de LimeSDR-USB como dispositivo SDR, se emularon las etapas RF analógicas a sustituir del radar WERA en GNURadio, el cual mostró cómo la ausencia de un *Front-end RF* previo al la conversión Análoga/Digital (A/D) del SDR evita alejar la señal que retorna del océano del piso de ruido en celdas superiores a la número 6.

Palabras clave: *HFR, SDR, Remote Sensing, Bragg Scatter, Ocean Sensing, Doppler Spectrum.*

Contenido

Agradecimientos	v
Resumen	vi
1 Introducción	1
2 Marco teórico	6
2.1 Oceanografía e ingeniería de costas	6
2.1.1 Radares de Alta Frecuencia (<i>HFR</i>)	7
2.2 Radio Definido por Software (Software Defined Radio - SDR)	19
2.2.1 Dispositivos SDR	20
2.2.2 GNU-Radio Software Tool	22
3 Revisión de literatura	25
4 Metodología	27
4.1 Metodología medición basada en WERA	27
4.2 Metodología medición - Prueba de Concepto	30
4.2.1 Estación de Radar Estero Punta Banda (EPB)	30
4.2.2 Prueba de Concepto	31
5 Resultados	35
5.1 Validación de la Metodología	35
5.2 Implementación - Prueba de Concepto	39
6 Conclusiones y Trabajo Futuro	44
6.1 Conclusiones	44
6.2 Trabajo Futuro	47
Bibliografía	48

Lista de Figuras

1-1	Distribución mundial de las estaciones HFR organizadas en las tres regiones de la <i>International Telecommunications Union</i> (ITU). Los puntos verdes indican estaciones que están compartiendo sus datos a través de la red mundial y los puntos rojos indican las estaciones que no están compartiendo sus datos actualmente. En la distribución mundial se puede apreciar la ausencia de radares en los países latinoamericanos. Tomado de [1].	2
2-1	El espectro de la señal recibida se representa en función de la frecuencia Doppler. Los máximos locales del espectro corresponden al resultado de la reflexión Bragg y se localizan aproximadamente en $\pm f_{Bragg}$, con un desplazamiento Δf que representa el efecto de la corriente superficial. Tomado de [2].	8
2-2	Efecto Bragg-Scatter de un HFSWR con resolución espacial <i>Beamforming</i> . (a) Señal transmitida (Tx) reflejada (Bragg-Scatter) a $(\lambda/2)$. (b) La señal transmitida (Tx) reflejada de forma difusa (no existe resonancia electromagnética). Tomado de [2].	10
2-3	Efecto de corrimiento (<i>shift doppler</i>) de la frecuencia esperada f_{Bragg} a la componente de frecuencia recibida f_{peak} . Tomado de [3].	11
2-4	Escenarios para la generación del Bragg-Scatter de Segundo orden. (a) Generación del Bragg-Scatter de segundo orden mediante el fenómeno de doble <i>scattering</i> , debido a dos tren de olas de diferentes con dirección “efecto reflector”. (b) Generación del Bragg-Scatter de segundo orden mediante el fenómeno <i>scattering</i> , con un tren de olas resultado de la “fusión” de dos tren de olas de diferentes con dirección. Tomado de [3].	12
2-5	Diagrama de bloques de un sistema <i>RF</i> basado en FMCW. Modificado de [4, 5].	16
2-6	Diagrama de bloques de los WERA. Modificado de [6].	18
2-7	Metodología de procesamiento de señales los WERA - Procesamiento WERADesk. Modificado de [6].	19
2-8	Diagrama de bloques del receptor del LMS7002M. Modificado de [7].	21
2-9	Conjunto de software y controladores del Lime Suite . Modificado de [8]	23
4-1	Funciones adaptadas a PYTHON de la biblioteca matWERA.	28
4-2	Metodología para comparación WERADesk vs LaQuinta	29
4-3	FFT de las series complejas de ambos SORT en la celda 3.	30
4-4	Estación de radar WERA Estero Punta Banda (EPB) (a) Patrón de radiación para la configuración <i>Beamforming</i> tomado del WERADesk [9] y (b) vista en planta de la ubicación de los arreglos de antenas y del contenedor.	31

4-5	Diagramas en GNURadio requeridos en la prueba de concepto - (a) adquisición y (b) pre-procesamiento.	32
4-6	Diagrama de prueba de concepto usado para las mediciones de la sección 4.2.2.	34
5-1	Configuración del WERADesk para la adquisición mencionada en la sección 4.1.	35
5-2	Serie de frecuencias en cada una de las 105 muestras para las frecuencias a la izquierda y a la derecha de ambos ficheros SORT de las celdas {1(a), 2(b), 3(c), 10(d), 15(e), 20(f)} en el escenario de las antenas aleatorias.	36
5-3	Correlación Spearman entre cada una de las series de frecuencias de las 105 muestras para las frecuencias $-f_{peak}$ (izq) y $+f_{peak}$ (der) de ambos de ficheros SORT de las celdas {1,30}(antenas aleatorias).	37
5-4	Espectros en la celda 19 en la misma medición con diferencias en amplitud.	38
5-5	Histograma de las diferencia de las frecuencias Doppler entre las frecuencias a la izquierda o $-f_{peak}$ (verde f_izq) y a la derecha $+f_{peak}$ (azul f_der) de los <i>Doppler Spectrum</i> Wera y OWN para el casos (a) antenas aleatorias y (b) la antena 7.	39
5-6	Diagrama de prueba de concepto complementario al diagrama de la figura 4-6	40
5-7	Serie de 24 muestras de las $-f_{peak}$ (cuadro superior) y de las $+f_{peak}$ (cuadro inferior), de la celdas {1,3,5,7,9,10} de las antenas {1,4,8,12,14,16}.	41
5-8	Cantidad de valores por fuera de la región delimitada $\pm 0,05Hz$ (líneas horizontales rojas) para las primeras 10 celdas. Las $+f_{peak}$ (f_der) en las celdas analizadas, permanecen dentro del intervalo $\pm 0,05Hz$	42
5-9	<i>Doppler Spectrum</i> de las celdas 3 y 7 en las mediciones M2(LimeSDR) y M24(WERA) de la antena 4. Los puntos rojos en la figuras indican la detección de los $\pm f_{peak}$. Las líneas azules corresponden a las f_{Bragg}	43

Lista de Tablas

2-1	Configuraciones operacionales de los radares anteriormente mencionados. Adaptado de [10].	17
2-2	Familia de tarjetas Lime SDRs. Tomado de [8].	21
4-1	Parametros dentro del <i>header</i> de los ficheros generados por el WERADesk.	28
4-2	Prueba de Concepto realizada el 10 de septiembre del 2021 en EPB (Figura 4-6).	33

1 Introducción

Desde mediados de los años 50's y posterior al trabajo realizado por Crombie [11], se dió inicio a una rama del sensado de variables oceanográficas a partir de los *High Frequency Radars* (Radares de alta Frecuencia o HFR). Este inicio se dio al detectar componentes armónicas de las ondas radiadas hacia el océano desde la costa. Estos radares son operados en el rango de 3 a 30 MHz y se utilizan para adquirir información de algunas variables oceanográficas mediante el análisis del *back-scattering* presentado por la señal [11, 12]. Este fenómeno también puede ser visto como la reflexión generada desde el océano por la rugosidad de la superficie del océano, de manera específica por las olas [11]. Las olas son advectadas por la corriente superficial, lo que genera un desplazamiento en el dominio de la frecuencia, de la concentración de energía respecto a la frecuencia de operación del radar, a este efecto generado por las corrientes se atribuye el “*shift doppler*”, fenómeno que explica el desplazamiento o corrimiento de la energía recibida, respecto a la transmitida o esperada [11]. La complejidad en el efecto radioeléctrico y la necesidad de información oceanográfica, son aún tema de interés de la comunidad científica, que continúa trabajando en novedosas propuestas de medición y extracción de información a partir de dicha técnica [13, 14, 15].

La medición en estos ambientes costeros es una tarea compleja, debido a la alta dinámica temporal y espacial, y a las condiciones hostiles y de difícil acceso al momento de realizar mediciones in-situ. Un buen ejemplo de las variables importantes en este tópico son: el viento, el oleaje y las corrientes [16]. Todas estas, han de ser relevantes en el estudio de procesos oceanográficos y costeros, que posteriormente han de trabajar tanto en modelos predictivos, como en sistemas de alerta temprana [17]. El monitoreo remoto (RS por sus siglas *Remote Sensing*) es fundamental en el estudio de la oceanografía y ha de realizar aportes para las áreas relacionadas con el cambio climático, la gestión costera, el transporte marítimo, entre otros [18]. Particularmente, los HFR hacen parte de las tecnologías RS que son mayormente usados en aplicaciones de monitoreo, medición y alerta temprana en ecosistemas costeros [19, 20], al proveer información en tiempo real de las variables mencionadas.

Entre los HFR, los *Surface Wave* o HFSWR, son aquellos en los que las ondas de radio son radiadas con polarización vertical desde el suelo, propagándose las ondas electromagnéticas de forma paralela a la superficie de medición. Estos dispositivos además cuentan con dos configuraciones de operación fundamentales: **resolución espacial** y **resolución azimutal** [21]. En el presente trabajo se prestó especial atención a la metodología que se requiere para

el procesamiento de las mediciones considerando la **resolución espacial** *Beamforming* en los HFSWR.

En la Figura 1-1, se expone una red mundial de HFRs de diferentes tecnologías y/o fabricantes con aplicaciones en diversos campos de la oceanografía [1]. La red cuenta con la presencia de entidades académicas, privadas y públicas, las cuales buscan promover el uso de tecnologías de medición basados en HFRs al facilitar mediciones entre operadores y usuarios. Adicionalmente, los radares de estas entidades han de usar las dos **resoluciones azimutal** posibles en los HFSWR (*Direct Finding* y *Beamforming*). Entre los *Direct Finding* se encuentra el *Coastal Ocean Dynamic Application Radar* (CODAR) referencia SeaSonde [22], respecto a los *Beamforming* se pueden encontrar los *Pisces* [23], *the WEllen RAdar* (WERA) [6] y *LERa* [24].

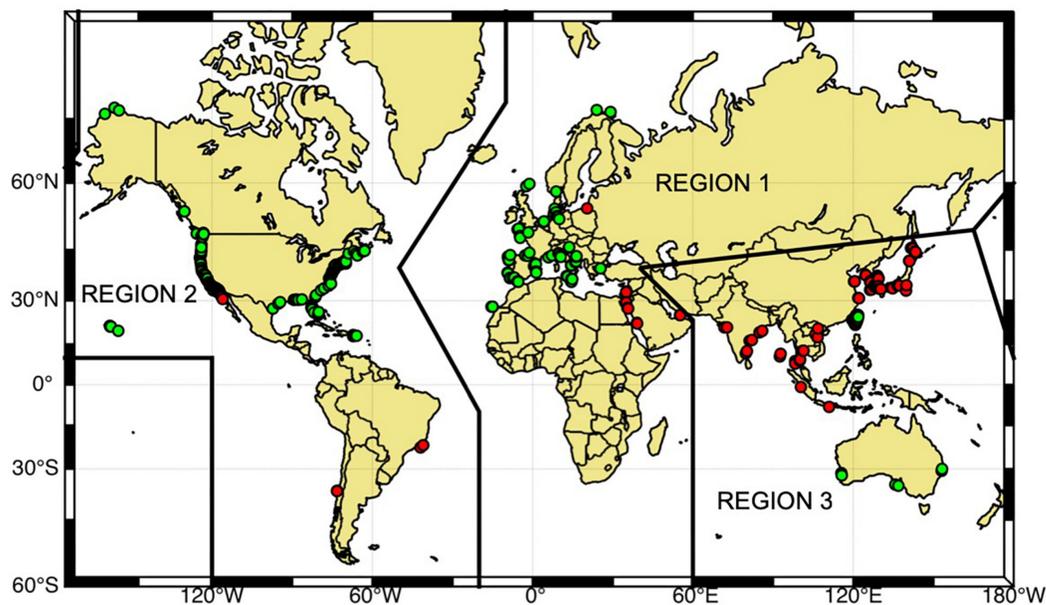


Figura 1-1: Distribución mundial de las estaciones HFR organizadas en las tres regiones de la *International Telecommunications Union* (ITU). Los puntos verdes indican estaciones que están compartiendo sus datos a través de la red mundial y los puntos rojos indican las estaciones que no están compartiendo sus datos actualmente. En la distribución mundial se puede apreciar la ausencia de radares en los países latinoamericanos. Tomado de [1].

La red mundial de HFRs cuenta con la participación de pocos países latinoamericanos, pues los costos asociados a estos dispositivos HFR son poco asequibles tanto para entidades públicas, como privadas en esta región del mundo [1]. Países como México y Chile con recursos internos y Puerto Rico bajo el apoyo del gobierno estadounidense pertenecen a la red y hacen parte de los pocos países que cuentan con sistemas de medición HFR con aplicación oceanográfica en latinoamérica. Brasil ha de contar con algunos radar HFR de uso militar dedicados a la detección de embarcaciones, pero éstos en la actualidad no pertenecen a la red.

Los radares mencionados cuentan con etapas de radio análogas, diseñadas a la medida para cada aplicación en la que ha de operar el sistema [25]. Esta característica les proporciona la capacidad de generar mediciones de alta precisión, dando con ello al usuario final confianza del sensado, sin embargo, éste también ha de limitar el sistema a satisfacer solo una metodología tanto de medición como en su aplicación específica, lo que se puede ver como un costo adicional al carecer de flexibilidad. La carencia de flexibilidad, los altos costos, la complejidad, entre otros, no son nuevas situaciones presentadas en los sistemas de radio frecuencia (RF por sus siglas en inglés *Radio Frequency*) [26]. De aquí que se emule parte de un sistema RF mediante un componente de radio genérico, con el cual se tenga la capacidad de sustituir el procesamiento requerido por algunos elementos análogos físicos como el mezclador (*mixer*), modulador, demodulador, detector, entre otros [27].

Estos componentes de radio genéricos son conocidos como dispositivos de radio definidos por software (SDR por sus siglas en inglés *Software-Define Radios*), los cuales pueden ser implementados junto a un computador personal o un dispositivo embebido (como un **Digital Signal Processor** o **Field-Programmable Gate Array**) y sobre los que funcionan programas de procesamiento de señales que emulan las funciones de los elementos análogos RF mencionados. Los dispositivos SDRs han de materializar un paradigma que lleva el mismo nombre (SDR), mediante el cual se busca contar con dispositivos electrónicos con la capacidad de proporcionar a cualquier implementación RF una flexibilidad en la variación de los parámetros de operación, alta adaptabilidad, escalabilidad y menores costos [26].

En la actualidad, Colombia cuenta con herramientas de medición basadas en RS tales como las boyas de oleaje direccional del Sistema de Medición de Parámetros Oceanográficos y de Meteorología Marina (SMPOM) a cargo de la Dirección General Marítima (DIMAR), pero aún no existe registro donde se hable sobre la implementación de algún HFR en temas referentes a la oceanografía. Incluso en el país, se ve lejana la posibilidad de operar sistemas de monitoreo robustos e integrales que además de usar HFR incluyan la medición de otras variables físicas relevantes. A esta integración de varios tipos y variables de medición se les conoce en la literatura como *Ocean Observation*. El SOCIB (por sus siglas en catalán *Sistema d'observació i predicció costaner de les Illes Balears*) [19] es un buen ejemplo de sistemas robustos que permanentemente están monitoreando el estado de un ecosistema incluyendo dentro de sus mediciones oceanográficas el uso de HFR.

La ausencia de estas herramientas de medición, retrasa y evita los avances en investigación y gobernanza portuaria del país. Roarty et al.[1] argumenta que en relación costo-beneficio, los HFR compensan su valor económico con una efectiva medición en regiones extensas. A pesar de ello, la ausencia de HFRs en países latinoamericanos se asocia al costo. Por ello, es

necesario incentivar la generación de líneas de trabajo e investigación que busquen facilitar el acceso a herramientas RS (particularmente HFR), a través de la implementación y el desarrollo de herramientas digitales flexibles que converjan a la disminución de costos.

Problemas como la erosión [28] y la falta de datos para el modelado de las zonas costeras en Colombia [29], han incentivado trabajos como el de Navarro et al. [30], que buscan habilitar caminos para conocer la dinámica de las costas a partir de las variables sensadas, ya sea a través de un Radar Banda X o mediante otras técnicas de medición utilizando hardware comercial (*off-the-shelf*) de bajo costo. Considerando todo lo ya mencionado, en el presente trabajo se desarrolló una biblioteca (LAQUINTA) basada en la metodología expuesta por Gurgel et al.[6], la cual se comparó directamente con la del radar comercial WERA [9] y que además es compatible con mediciones resultantes de un LimeSDR-USB. Éste último se integró al módulo de recepción del WERA, logrando con ello, conocer las ventajas y limitaciones de un futuro sistema de teledetección basado en dispositivos SDR de bajo costo.

Objetivo de la Tesis y Contribuciones

En el presente trabajo se estudiaron tanto los HFSWR en oceanografía, como los dispositivos SDR de bajo costo, con el objetivo de desarrollar un módulo (biblioteca) que permita realizar el procesamiento de las señales muestreadas desde un HFSWR basado en SDR. Buscando con ello iniciar un proceso de apropiación del conocimiento en Colombia que permita conocer las capacidades de los SDR de cara a su inclusión en HFSWR.

Las contribuciones del presente trabajo son:

- Desarrolló de un módulo LAQUINTA de acceso libre, para el procesamiento de mediciones realizadas con un HFSWR configurado en **resolución espacial** FMCW. Éste aún continúa en desarrollo, pero actualmente permite trabajar con un conjunto importante de celdas.
- Adaptación de algunas funcionalidades de la biblioteca matWERA, la cual permite realizar lectura y escritura de ficheros **RAW** y **SORT**.
- Propuesta de una metodología de operación simultánea entre el WERA y un dispositivo SDR, que permite el uso de antenas adicionales al radar WERA para mejorar la **resolución azumutal** *beamforming*.
- Se da inicio al proceso de apropiación del conocimiento en Colombia, habilitando canales que despierten interés en los HFSWR, incentivando su implementación o desarrollo en el país.

Estructura de la tesis

El presente documento está estructurado en seis capítulos, éste como capítulo introductorio da una visión general de los HFR y de su relevancia en la oceanografía. También aborda el concepto alrededor del paradigma SDR y cómo éste ha de ser una buena alternativa para usar dicha tecnología en países con recursos para investigación limitados. Adicionalmente, se da a conocer el objetivo y las contribuciones resultado del estudio. En el capítulo dos, se presentan las definiciones y conceptos más relevantes al momento de entender el funcionamiento de los HFSWR y entre ellos el radar WERA. Además se detalla el concepto del paradigma SDR, el dispositivo usado en el trabajo y la herramienta de programación usada para configurar estos dispositivos. En el tercer capítulo se exponen los pocos trabajos que han de integrar el paradigma SDR a los HFSWR con aplicaciones en oceanografía y las metodologías en **resolución espacial** que allí se usaron. En el capítulo cuatro se exponen los detalles tanto del desarrollo requerido para la implementación de la metodología de procesamiento del WERA (LAQUINTA), como del desarrollo requerido para la adquisición y pre-procesamiento desde el dispositivo SDR y el GNURadio. En el capítulo cinco se discuten los resultados obtenidos al validar la metodología de procesamiento de la cual extrae un intervalo que ha de determinar hasta qué celdas es posible obtener *Doppler Spectrum* útiles en el proceso de medición, mientras que las principales conclusiones derivadas de este estudio y las sugerencias previstas para futuras investigaciones, se exponen en el sexto capítulo.

2 Marco teórico

En el desarrollo del presente trabajo es fundamental entender cómo los procesos radioeléctricos interactúan con el fenómeno físico a sensar, por ello, se expondrá brevemente la relevancia que tienen los sistemas de medición remotos ya sea en oceanografía o ingeniería de costas. Seguido a esto, se hablará en detalle sobre la herramienta de medición de interés, haciendo énfasis en los fenómenos de interés entre la señal electromagnética y el océano y en la extracción de información de éstos. Adicionalmente, se abordarán las configuraciones existentes en transmisión que deberán ser consideradas desde recepción para extraer de forma eficaz el *Doppler Spectrum* que contiene la información de interés. Luego de ello, se expondrán brevemente tanto los componentes de hardware genéricos en los HFR, como la existencia de sistemas de medición basados en HFSWR (Tabla 2-1), los cuales fueron usados como referencia para el desarrollo propuesto.

Por otra parte, se indagará sobre el concepto que describe un SDR, mostrando su adaptabilidad a los sistemas de radio tradicionales. Finalmente, se mostrara como los componentes de hardware en los SDR tienen la capacidad de sustituir algunas de las funciones que se realizan a través un HFR tradicional, otorgando a este la versatilidad que se busca para dar respuesta al problema de investigación planteado en este trabajo.

2.1. Oceanografía e ingeniería de costas

En general, las actividades portuarias requieren de un control robusto que garantice su correcta y cuidadosa ejecución, de aquí que los datos físicos de las corrientes superficiales, el oleaje (altura, dirección o período), y su inclusión de éstos en modelos predictivos de alerta temprana y de pronósticos, sean de suma importancia tanto para las entidades gubernamentales, como para las instituciones dedicadas a investigar y conocer en detalle estos procesos físicos [18, 31]. En la actualidad, existen alternativas de medición remota en zonas costeras haciendo uso de sistemas basados en cámaras, mediciones *in-situ* (boyas que envían información en tiempo real, sensores sumergidos, gliders, entre otros) y sistemas de radares tanto con HFR como en la banda X [18]. En el presente trabajo se concentró en los sistemas de medición basados en HFR.

Los sistemas de medición remota (RS), en las últimas décadas han tomado un protagonismo interesante gracias a las facilidades que presentan respecto a las mediciones *in-situ*. Puntual-

mente los HFR permiten el sensado en regiones del orden de 200 km (distancia que depende de la frecuencia de operación) desde la costa con tasas de muestreo capaces de reproducir la dinámica existente en su zona de cobertura [18]. Adicionalmente, las ventajas directas de los HFR respecto a los dispositivos instalados directamente en el punto de medición, es evidenciada al momento de implementar soluciones de alertas tempranas o en la ejecución de mantenimientos preventivos y correctivos de sus diferentes componentes. Las maniobras en tierra para la manipulación del equipo técnico y el acceso a repuestos, se facilitan, haciendo mucho más sencilla la ejecución de estas tareas.

Es claro que existen desventajas en precisión en los datos adquiridos por los HFR respecto a las mediciones con equipos de medición instalados *in-situ* (sumergibles o flotantes), pero esto también es una gran ventaja respecto a los riesgos de contar con un elemento de medición instalado sobre un ambiente tan hostil (el océano), que en ocasiones genera la pérdida tanto de los equipos de medición, como de la información medida (en el caso de equipos que no cuentan con un módulo de telemetría). Otra de las desventajas tangibles de los *HF Radars* sobre los sistemas de medición *in-situ* es el costo de los equipos y de la operación de los mismos, situación que motiva el desarrollo del presente trabajo.

2.1.1. Radares de Alta Frecuencia (HFR)

Los HFR facilitan la posibilidad de utilizar técnicas de sensado remoto en el campo de la oceanografía, debido a las facilidades operativas que conlleva obtener los datos en tiempo real desde la zona costera. Este tipo de dispositivos permiten sensar variables oceanográficas tales como las corrientes superficiales o la altura de ola mediante la radiación de un arreglo de antenas transmisoras, al emitir ondas electromagnéticas con determinada frecuencia (longitud de onda) que viajan cerca de la superficie del mar, en donde la onda electromagnética se refleja de manera constructiva (*back-scattering*), debido a las olas presentes en la superficie marina [32]. Tal y como se mencionó en la sección 1, estos radares operan en el rango de 3 a 30MHz, y en una etapa posterior en el procesamiento se realiza el análisis de la señal recibida (*back-scatter*) una vez reflejada por la superficie del océano [11, 12].

A partir de la señal recibida (Figura 2-1) se estima el *Doppler Spectrum*, el cual es usado para extraer información de la dinámica del mar a través del análisis del desplazamiento Doppler (Δf) que modificó la frecuencia fundamental resultado de la reflexión Bragg (picos Bragg primer orden f_{Bragg}), las magnitudes de los picos Bragg de primer orden y a la energía que rodea el pico Bragg primer orden con picos menos energéticos de dicho espectro (segundo orden). En la sección 2.1.1.1 se menciona con más detalle las metodologías más populares para obtener información del *Doppler Spectrum*. Si bien los HFR son usados también para la detección de objetos, el presente trabajo se enfocará solo en técnicas de medición que permitan conocer o detectar las corrientes superficiales.

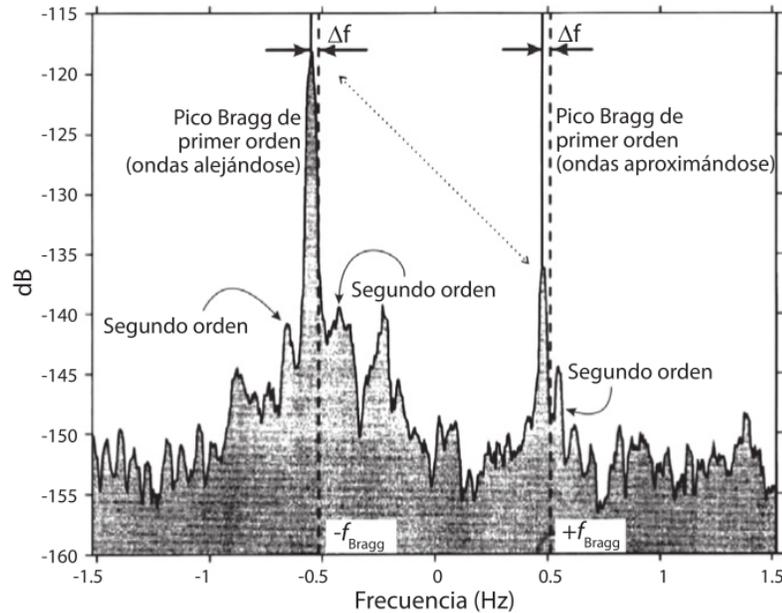


Figura 2-1: El espectro de la señal recibida se representa en función de la frecuencia Doppler. Los máximos locales del espectro corresponden al resultado de la reflexión Bragg y se localizan aproximadamente en $\pm f_{Bragg}$, con un desplazamiento Δf que representa el efecto de la corriente superficial. Tomado de [2].

Para la configuración de los HFR, es necesario establecer los parámetros de medición, en términos de la **resolución espacial** (la técnica de radiación o modulación a implementar) y la **resolución azimutal** (técnicas en recepción, basadas en los arreglos de antenas). En ese sentido, se mencionarán en el presente trabajo para la **resolución espacial**, las siguientes técnicas de modulación: *Pulse Radar* (PR), *Continuous Wave* (CW), *Frequency Modulated Continuous Wave* (FMCW) y *Frequency Modulated Interrupted Continuous Wave* (FMiCW). Estas técnicas no siguen el concepto tradicional de modulación en los sistemas RF, cumplen con la función de habilitar modos de radiación y formas de sensar la región de interés. Conocer cuál técnica se usará para radiar, es información indispensable en recepción, pues incluir ésta en su configuración generará el mejor desempeño posible en la estimación del *Doppler Spectrum*. Respecto a la **resolución azimutal**, se discutirán las dos técnicas más usadas en la recuperación del espectro: *Direction Finding* y *Beamforming*. Ambas resoluciones se exponen de forma más detallada en la sección 2.1.1.2.

Lo anterior, proporciona los conocimientos necesarios para comprender el grupo de funciones que activan en recepción los elementos de hardware RF y como se lleva a cabo el proceso de demodulación compleja. Adicionalmente se hace énfasis en los componentes particulares que deberán ser considerados en recepción para las implementaciones de HFR que cuenten con resoluciones espaciales basadas en FMCW.

2.1.1.1. Extracción de información del océano a partir del espectro generado con los HFR

2.1.1.1.1. Bragg Scatter: El **Bragg-Scatter** es un fenómeno físico que resulta de la interferencia constructiva generada por la interacción entre la señal electromagnética radiada y las ondas en la superficie del océano de longitud de onda (λ_{oleaje}) que cumplen con la relación de longitud de onda $\lambda_{oleaje} = \lambda_{RF}/2$. La señal transmitida cuenta con una frecuencia f_{Bragg} teórica calculada a partir de la ecuación 2.3. Por otra parte, la señal recibida presenta cambios en amplitud debido a la atenuación generada por la propagación de la onda en el espacio y una diferencia en frecuencia Δf respecto a la f_{Bragg} que será abordada en la sección 2.1.1.1.2.

En la Figura 2-2 (a) se muestra de manera idealizada la onda reflejada con interferencia constructiva. En caso de la interferencia destructiva, la señal es muy débil o despreciable como se observa en la Figura 2-2 (b) [2]. Las $\pm f_{Bragg}$ teóricas y los picos a $\pm \Delta f$ de estas, componen el **Bragg-Scatter** de primer orden como se muestra en la Figura 2-1. La diferencia entre las amplitudes del primer orden que se encuentran en el espectro Doppler, proporcionan información sobre el vector dirección (en la dirección radial) de las corrientes superficiales sobre la región de medición (ver sección 2.1.1.1.2).

De acuerdo a la teoría lineal del oleaje en su aproximación de aguas profundas [11], la rapidez de fase C_p puede expresarse como:

$$C_p = \sqrt{\frac{g * \lambda_{oleaje}}{2\pi}} \quad (2.1)$$

En el caso en que las olas corresponden entonces a las ondas de Bragg que representan los reflectores de la señal electromagnética de los HFR [11], mientras que la rapidez de fase asociada será la expuesta en la ecuación 2.2 .

$$C_{RF} = \sqrt{\frac{g * \lambda_{RF}}{4\pi}} \quad (2.2)$$

Que representa la celeridad de las ondas Bragg, cuya frecuencia es f_{Bragg} y se expresa como:

$$f_{Bragg} = \sqrt{\frac{g * f_{RF}}{C\pi}} \quad (2.3)$$

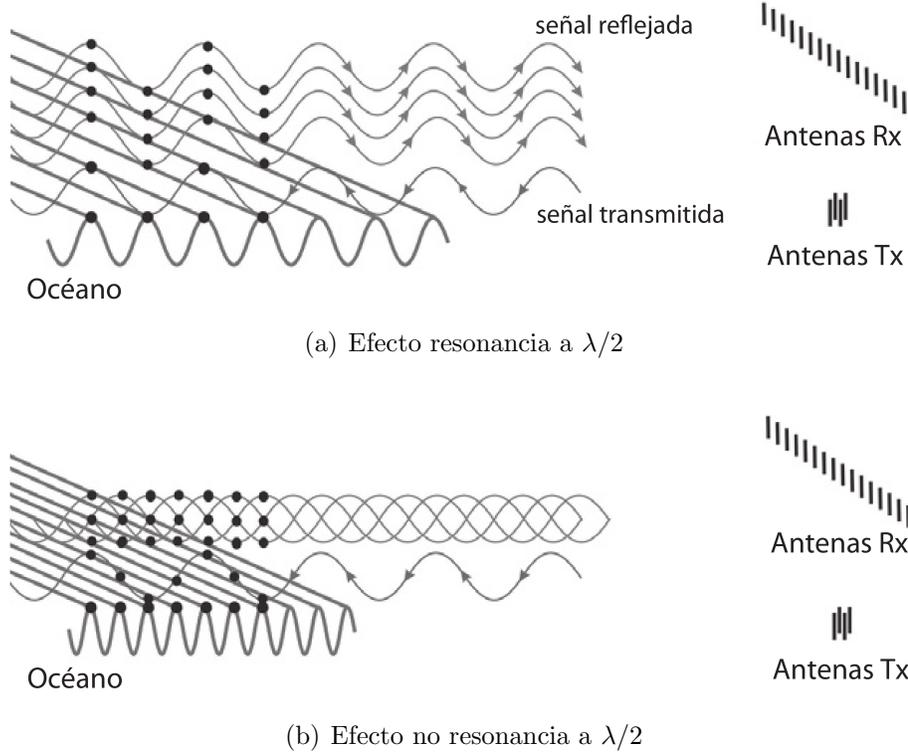


Figura 2-2: Efecto **Bragg-Scatter** de un HFSWR con **resolución espacial** *Beamforming*. (a) Señal transmitida (Tx) reflejada (Bragg-Scatter) a $\lambda/2$. (b) La señal transmitida (Tx) reflejada de forma difusa (no existe resonancia electromagnética). Tomado de [2].

2.1.1.1.2. Corrientes Superficiales: Partiendo lo expuesto en la sección **Bragg-Scatter** (sección 2.1.1.1.1), f_{Bragg} corresponde a un valor esperado o teórico debido a la onda reflejada de forma difusa en el espectro Doppler. En espectros Doppler resultado de mediciones *in-situ*, se espera que en recepción exista un Δf respecto a f_{Bragg} siempre que exista movimiento dentro de la zona de sensada (Figura 2-1). Dicho efecto sobre la $\pm f_{Bragg}$ es conocido como *shift doppler*.

En la Figura 2-3, se expone de forma conceptual el efecto del *shift doppler* o $\pm f_{peak}$ sobre las $\pm f_{Bragg}$. Adicionalmente el conocimiento del $\pm f_{peak}$ permite calcular el Δf , parámetro de suma importancia para realizar el cálculo de la velocidad radial de las corrientes superficiales v_c . La ecuación 2.4 expone la relación que existe entre los parámetros mencionados como se muestra a continuación.

$$v_c = \frac{\Delta f}{2\lambda_{RF}} \quad (2.4)$$

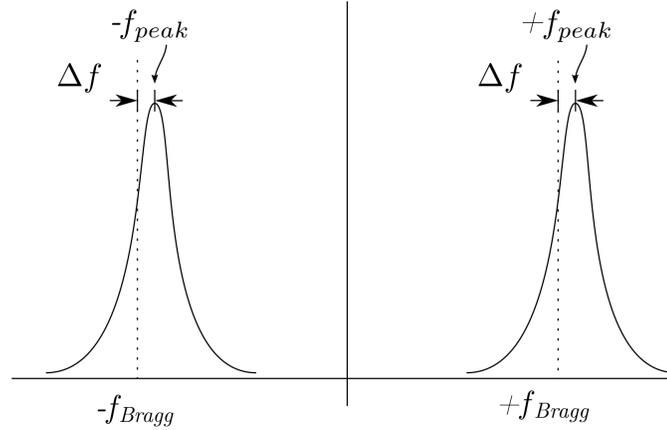


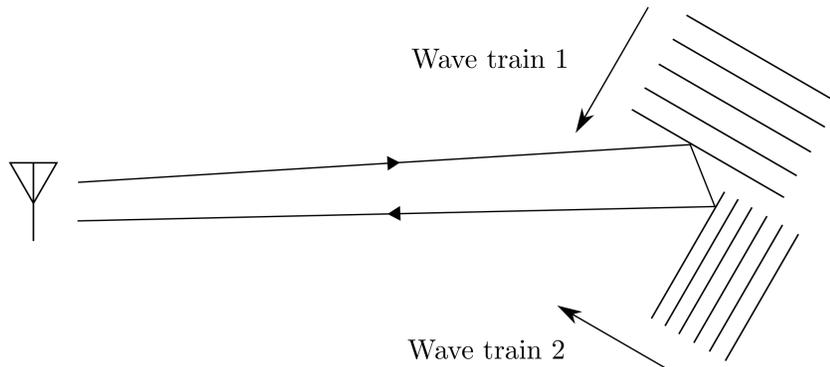
Figura 2-3: Efecto de corrimiento (*shift doppler*) de la frecuencia esperada f_{Bragg} a la componente de frecuencia recibida f_{peak} . Tomado de [3].

2.1.1.1.3. Bragg-Scatter de Segundo orden: La reflexión del tipo Bragg, también puede ocurrir cuando la señal electromagnética de los HFR se refleja de manera múltiple por la superficie del mar en la que se presentan sistemas de olas que conforman una cierta geometría [3], tal como se ilustra en la figura 2-4. Debido a ello se presenta en el espectro Doppler además de la reflexión difusa de orden superior (primer orden) una componente espectral específica de segundo orden cómo máximos relativos en frecuencias múltiplos de f_{Bragg} (Figura 2-1).

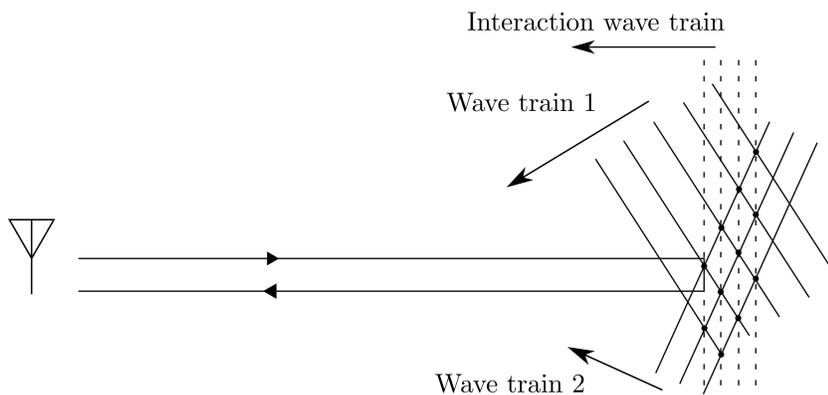
Shearman [33], ilustra dos de estas geometrías asociadas a la generación del **Bragg-Scatter** de segundo orden (Figura 2-4). La primera de ellas (Figura 2-4 (a)), plantea un escenario en donde se cuenta con dos sistemas de oleaje con diferente longitud de onda y que se propagan en diferente dirección entre sí. Dicha particularidad permite a la señal radiada verse sometida a un doble *scatter* previo a su adquisición en el arreglo de antenas en recepción. Este escenario proporciona información relevante sobre la zona de estudio al satisfacer la relación de la ecuación 2.5 [3].

$$\frac{2}{\lambda_{RF}} = \frac{\cos\psi}{L_1} + \frac{\sin\psi}{L_2} \quad (2.5)$$

Donde L_1 y L_2 corresponden a las longitudes de onda de los frentes 1 y 2 de propagación del oleaje, y ψ es el ángulo resultante entre el frente de onda del haz de radio incidente (transmitido) y el frente de propagación del oleaje donde se presenta la reflexión difusa dentro de cada celda de medición. Por otra parte, en el segundo escenario (Figura 2-4 (b)) se plantea la generación de un *scatter* al interactuar con un único frente de propagación de oleaje resultante de la fusión de dos sistemas de oleaje con diferentes frentes de propagación.



(a) Tren de olas con frente perpendicular de oleaje “efecto reflector”



(b) Tren de olas con diferente frente de oleaje “fusionadas”

Figura 2-4: Escenarios para la generación del **Bragg-Scatter** de Segundo orden. (a) Generación del **Bragg-Scatter** de segundo orden mediante el fenómeno de doble *scattering*, debido a dos tren de olas de diferentes con dirección “efecto reflector”. (b) Generación del **Bragg-Scatter** de segundo orden mediante el fenómeno *scattering*, con un tren de olas resultado de la “fusión” de dos tren de olas de diferentes con dirección. Tomado de [3].

2.1.1.2. Resolución en los HFR

En general, los *HFR* usados para la medición de variables oceanográficas cuentan con dos parámetros de funcionamiento fundamentales: **resolución espacial** y **resolución azimutal**. La primera de estas determina la longitud que tendrán las celdas de medición, la cual dependerá directamente del ancho de banda (*bandwidth* ó *BW*) y de la técnica de modulación a usar para radiar, mientras que la **resolución azimutal**, está asociada a la apertura horizontal del lóbulo principal del patrón de radiación (directividad azimutal) del arreglo de antenas en transmisión y a la geometría del arreglo de antenas en recepción.

2.1.1.2.1. Resolución espacial: Define la metodología mediante el cual se va a radiar sobre la región de interés (resolución). Estas formas de operar en los HFR se basan principalmente en los métodos *Pulse Radar* (PR por sus siglas en inglés) y *Continuous Wave Radar* (CW por sus siglas en inglés) (ambos ampliamente usados en *Doppler Radars*).

El primero de ellos (PR), se logra mediante la modulación de la energía a radiar ya sea mediante pulsos o barridos de frecuencias. El funcionamiento de la modulación por pulsos se desarrolla por medio del tiempo de retardo generado entre el pulso transmitido y el escuchado. Esta medición sesga el rango que determina la longitud del pulso transmitido dada la extensión espacial del rango de la región de cobertura o medición. Dicha técnica requiere un diseño simple, lo cual se traduce en facilidades logísticas y economía en insumos [34].

Por otra parte, está el modo de radiación de onda continua (CW), y sus variaciones las modulaciones FMCW y FMiCW. Con el objeto de comprender las diferencias entre estas formas de radiar, se expone a continuación una breve descripción de las características generales de cada una de éstas [21]:

- CW (*Continuous-Wave*): El CW consiste en un modo de radiación permanente (transmisión continua) de una señal de frecuencia definida (en banda base) que es continuamente recibida y procesada una vez el eco llega al arreglo de antenas en recepción. Por su modo de trabajo requiere de dos arreglos de antenas independientes (uno en transmisión y otro en recepción), en donde se deberán evitar principalmente posibles acoples indeseados [21, 35].
- FMCW (*Frequency-Modulate Continuous-Wave*): En el FMCW cambia la frecuencia de operación mientras se está realizando el proceso de medición, es decir, la señal radiada es modulada en frecuencia. Esta modificación al CW permite tener un mejor reconocimiento temporal de las componentes espectrales recibidas y facilita la medición espacial a través de ciclos completos de variación en frecuencia entre recepción y transmisión. En el espectro resultante al usar FMCW se verán reflejados tanto el cambio de frecuencia mencionado Δf y el *delay* en propagación $t_{RECEIVE}$ [21, 35].

En *Doppler Radars* que operan bajo FMCW es común ver las siguientes señales moduladoras:

- *Sawtooth* (Diente de sierra): Uso en medición de distancias (largas). Es llamada por algunos autores como LFMCW.
- *Triangular*: Modulación de fácil separación del *shift doppler* y el desfase temporal (*beat frequency*). Esta modulación se usa, partiendo de la premisa de la existencia de un desfase por propagación (en el medio) y corrimiento en frecuencia por velocidad (el objeto). Usado mayormente en la detección de objetos.

- *Square-wave*: La modulación por onda cuadrada es la más similar a CW. Dependiendo del ancho de banda de los pulsos, será posible la obtención de mayor o menor precisión en el fenómeno físico a medir.
- FMiCW (*Frequency-Modulated Interrupted Continuous-Wave*): Busca una “fusión” entre el modo de operación del FMCW y el PR. El FMiCW luego de realizar un ciclo completo de modulación, apaga su sistema de transmisión, pero da continuidad al proceso en recepción por un intervalo temporal determinado a partir de la región de cobertura (tal y como operaría un PR). A pesar de la similitud a simple vista entre FMiCW y FMCW, la primera de éstas proporciona una ventaja al generar una independencia (aislamiento) entre el transmisor y el receptor, debido a que los tiempos de no operación en transmisión (apagado en transmisión), generan un aumento en la sensibilidad de recepción. Por otro lado, el uso de ventanas temporales de medición genera una pérdida en la señal en recepción (generalmente la porción con más energía) respecto a las alcanzadas con FMCW, por lo cual se hace necesario el uso de mayor potencia para obtener el mismo número de celdas en ambas configuraciones [21].

2.1.1.2.2. Resolución azimutal: Es el parámetro que proporciona información sobre el ángulo de apertura horizontal de incidencia al momento de radiar desde transmisión hacia el área de muestreo. Un lóbulo con un ancho (grados) considerable, es denominado *wide angle* y si el lóbulo por otra parte es estrecho o altamente directivo es conocido como *narrow beam*. Generalmente, *wide angle* es el más usado para mediciones de variables físicas oceanográficas (dado a que se tiene una amplia región de medición), mientras que *narrow beam* es usado en su mayoría en aplicaciones que requieren la detección de objetos (puesto que proporciona información con mejor precisión) [2].

Por otra parte, en recepción se hace posible la implementación de dos métodos de detección: **búsqueda de dirección** (*Direction Finding*) y **formación de haz direccional** (*Beamforming*). El primero de ellos implica la existencia de un arreglo de pocas antenas en recepción, las cuales escuchan de manera simultánea, detectando por celda la radiación que retornará a la costa con un corrimiento inducido por la dirección de la corriente [2, 34]. Este método, a pesar de sus bondades en requerimientos de hardware, tiene algunas falencias en la resolución espectral, por lo cual no se hace posible visualizar y extraer información sobre variables oceanográficas como el oleaje. En lo que respecta al método de formación de haz direccional, las limitantes expuestas anteriormente son solucionadas, pero al costo de requerir un mayor recurso de hardware (mayor número de antenas) y espacio en tierra. Estas son ubicadas linealmente en la costa, equidistantes, en cantidades de potencias de dos (8, 12, 16 o $2N$) con el objetivo de crear un arreglo de apertura sintética. A mayor cantidad de antenas, más fina será la resolución azimutal del radar [2].

A diferencia de la resolución espacial, en la azimutal la forma del patrón en transmisión no implica el uso de detección por **búsqueda de dirección** o por **haz dirección**. Es tanta la independencia de estos parámetros en la resolución azimutal, que se pueden tener incluso en un mismo sistema de radar los dos métodos de detección. Un buen ejemplo de ello son los radares WERA [34] (Tabla **2-1**).

2.1.1.3. Diseño técnico de los radares HFR

Los sistemas de teledetección HFR han de contar con un conjunto de componentes de hardware RF analógicos tales como mezcladores, atenuadores, amplificadores, entre otros. Estos han de ser simplificados al agrupar etapas de procesamiento específicas, como las expuestas por las cajas de colores con líneas punteadas en la figura **2-5**. La caja punteada de color amarillo contiene el conjunto de amplificadores de bajo ruido (LNA) en cada una de las antenas que componen el arreglo en recepción. El hardware dentro de la caja punteada de color azul contiene el oscilador local (LO) para la generación de la señal de referencia principal, el control de *Chirp* que configura el corrimiento controlado de frecuencias y el sintetizador digital directo (DDS), quien se encarga de sintonizar a la frecuencia deseada bajo el corrimiento mencionado. Adicionalmente, desde el DDS, se requiere la extracción de dos estados de la señal, una de referencia sin desfase (0°) y otra adicional con un desfase de 90° , ambas importantes para llevar a cabo el proceso de demodulación compleja (caja punteada de color verde). En esta misma caja punteada, se realiza el proceso de discretización de las señales resultantes al proceso de demodulación mencionado en cada una de las componentes en fase (**I**) y cuadratura (**Q**).

Estas señales ya en su formato digital son almacenadas o procesadas en un equipo de cómputo (PC). En lo que respecta a las etapas en caja punteada de color rojo, componen el conjunto de elementos RF requeridos en la etapa de transmisión. De las cajas mencionadas, los componentes que pertenecen al hardware dentro de la caja punteada de color azul (Control de *Chirp* y DDS), han de ser elementos fundamentales en el control y corrimiento controlado en el barrido de frecuencias al implementar metodologías de medición tales como FMCW y FMiCW.

2.1.1.3.1. Sistemas de radar HFR existentes En la actualidad, existe gran variedad de sistemas basados en HFR desarrollados tanto por instituciones académicas, como por el sector empresarial. En la presente sección se hablará solo de los desarrollados y usados bajo la intención de hacer de esta tecnología una fuerte alternativa para sensar variables físicas oceanográficas. La primera institución en obtener un sistema operativo de HFR fue la *National Oceanic and Atmospheric Administration* (NOAA) quienes proponen la estimación de un mapa de corrientes superficiales haciendo uso de un radar propio nombrado CODAR (*Coastal Ocean Dynamics Applications Radar*), el cual inició su etapa de desarrollo desde

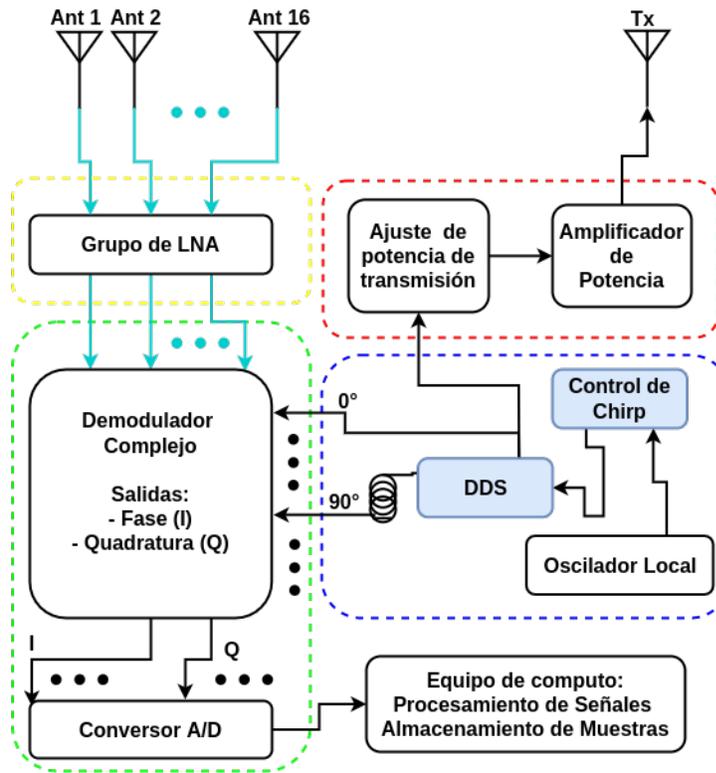


Figura 2-5: Diagrama de bloques de un sistema RF basado en FMCW. Modificado de [4, 5].

1976, pero solo fue usado e implementado en 1981 por Leise et al. [22], siendo éste el primer prototipo funcional en cumplir el concepto de medición de corrientes superficiales mediante sistemas de radares, realizando muestreos temporales cortos y con zonas de máximas de medición aproximadas a los 7.5 km.

Desde el desarrollo del radar CODAR, otras instituciones independientes a la NOAA propusieron diseños basados en éste tales como: OSCR [36], Barrick's SeaSonde (CODAR) y WERA [34]. Por otra parte, también existen desarrollos que, sin seguir las directrices de CODAR, han hecho propuestas independientes de medición tales como C-CORE Northern Radar (conocido actualmente como NRI [37]), PISCES [23], COSRAD [38], OSMAR2000 [39], entre otros. Cada radar fue diseñado pensando en una solución puntual, haciendo uso de diferentes metodologías para la radiación, la adquisición y el procesamiento. En la Tabla 2-1 se presentan las principales características de cada uno de ellos.

Tabla 2-1: Configuraciones operacionales de los radares anteriormente mencionados. Adaptado de [10].

Sistema	Modulación para Rangos de Resolución		Tx wide angle/ narrow beam	Técnica de Adquisición (Resolución Azimutal)	
	Pulso	FM(I)CW		Direction finding	Beamforming
CODAR [22]	X		w	X	
OSCR [36]	X		w		X
PISCES [23]		(I)	w		X
COSRAD [38]	X		b		X
SeaSonde		(I)	w	X	
WERA [6]		X	w	X	X
OSMAR2000 [39]		(I)	N/A		X
NRI [37]		X	w		X

A pesar del tiempo que llevan estos radares en operación, el costo es aún elevado Archer [25] en 2007, expuso que los costos de la compra, instalación y el acondicionamiento operacional del radar WERA era alto, lo cual a día de hoy no ha cambiado, puesto que un sistema de 16 antenas podría tener un costo que ronda los 140,000€, cantidad de recursos muy elevada para la implementación de estas tecnologías en el continente americano y especialmente en Latinoamérica.

2.1.1.3.1.1. WEllen RAdar (WERA)

El radar WERA fué desarrollado por el Instituto de Oceanografía de la Universidad de Hamburgo [6], consecuencia de las limitaciones que se tenían con el CODAR en **resolución azimutal**, dado a que éste trabaja con *Direction Finding*. A pesar de ello, los WERA han de incluir esta resolución de medición, pero con la ventaja de permitir configurar el radar para trabajar con la **resolución azimutal** *Beamforming* y con una **resolución espacial** basada en la modulación FMCW tal y como se expone en la tabla **2-1**. Para lograr lo mencionado, el WERA cuenta con un hardware pensado para operar principalmente bajo la modulación FMCW, tal y como se expone en la figura **2-6**.

En la figura mencionada, se observan en color azul los componentes principales del sistema RF requeridos para la transmisión basada en modulación FMCW, conectando éste a los bloques delimitados por la línea punteada de color rojo que representa la etapa de transmisión. La sección punteada en amarillo, integra las etapas que agrupan la señal recibida por cada antena en recepción pertenecientes a la configuración del radar (en la figura **2-6** es de 16 antenas) y una copia de la señal a transmitir (previo al procesos delimitados por la línea punteada roja) por cada una de la misma cantidad de antenas en recepción. Las señales que salen de la etapa delimitada por las líneas amarillas son posteriormente mezcladas con el objetivo de realizar la demodulación compleja, en la cual se multiplica a cada señal muestreada por antena, la copia del *Chirp* que se transmite, lo cual resulta en una señal banda base lista para el proceso de conversión A/D. Dichas funciones son implementadas en los bloques señalados en la Figura **2-6** dentro de las líneas punteadas de color verde. Particu-

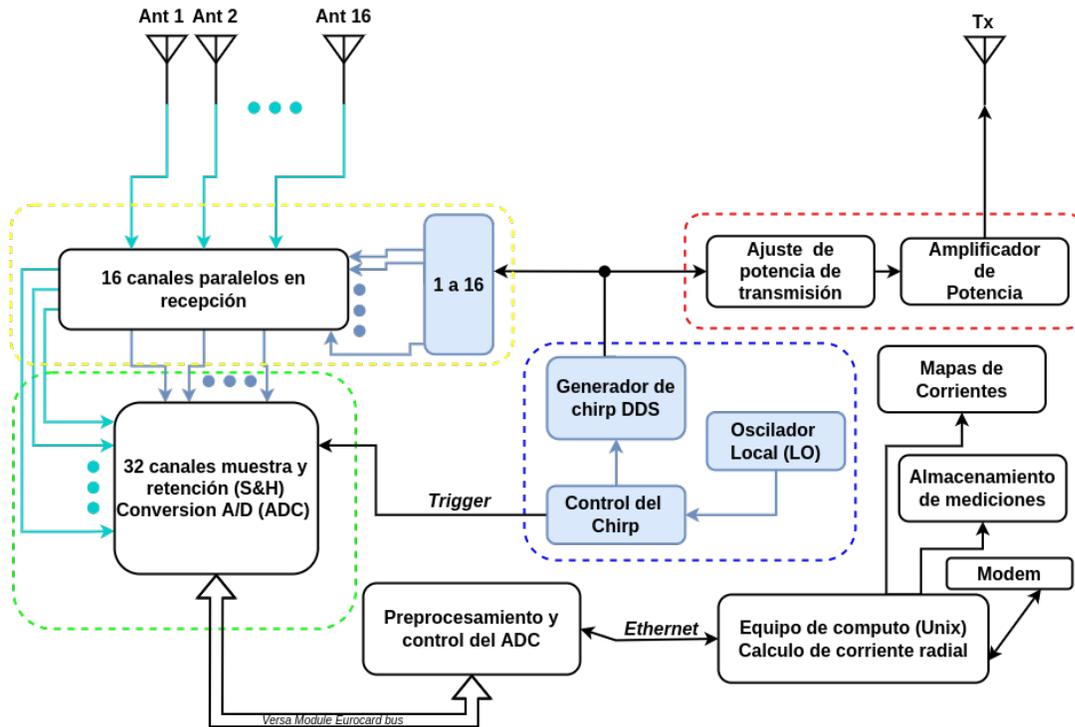


Figura 2-6: Diagrama de bloques de los WERA. Modificado de [6].

larmente, los WERA cuentan con un convertor A/D de 16 bits y 16 canales independientes (uno para cada antena), los cuales han de discretizar las mediciones simultaneas (gracias al SH o *Sample & Hold*) y controladas mediante un *Trigger* gestionado desde el Control del *Chirp*. Los bloques posteriores a la conversión A/D han de representar el procesamiento de los muestreos por cada *Chirp* detallados en la figura 2-7 [6].

Gurgel et al. [6] expone la metodología de procesamiento de la señal muestreada luego de mezclar la señal transmitida con la recibida y de la conversión A/D (archivos **RAW**) (Figura 2-7). Ésta ha de estar implementada en lenguaje de programación FORTRAN dentro del WERADesk (*Software* de los radares WERA). Las mediciones dentro del fichero **RAW** se encuentran almacenadas con un sistema de escritura o formato *little endian* en series temporales de señales digitales con sus componentes cartesianas de fase (**I**) y cuadratura (**Q**) de MT muestras sensadas simultáneamente durante t_{Chirp} en cada antena conectada y configurada dentro del WERADesk. Posterior a ello, al fichero **RAW** se le realiza un ajuste en amplitud, seguido de una segmentación por *Chirp* de la serie de medición en cada antena. Las señales segmentadas son sometidas a un filtro *Blackman-Harris* y a una *Fast Fourier Transforms* (FFT), para finalizar con ello el proceso *Range-resolving* (FFT) o *FFT Ranging* del cual posteriormente se extraerán las series complejas de cada celda de medición (archivos **SORT**). En el presente trabajo se hace uso tanto de los archivos **RAW** como **SORT** para conocer los alcances de la metodología implementada y del dispositivo SDR usado.

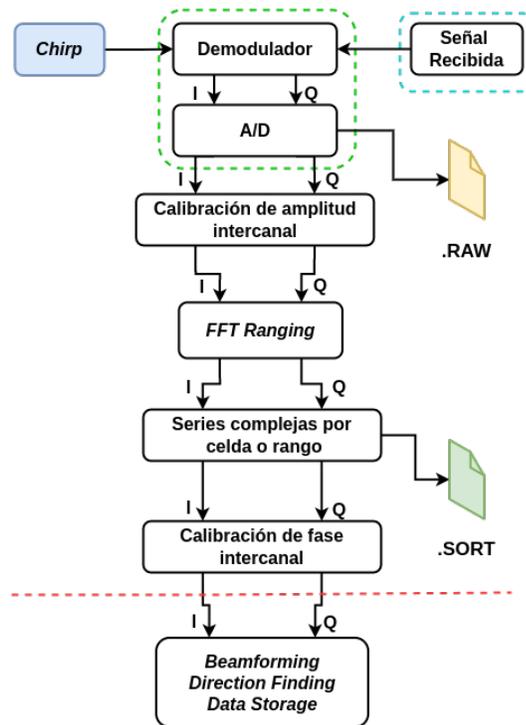


Figura 2-7: Metodología de procesamiento de señales los WERA - Procesamiento WERADesk.
Modificado de [6].

2.2. Radio Definido por Software (Software Defined Radio - SDR)

El concepto conocido como SDR, no es nuevo, pero sólo ha logrado materializarse en la última década [40]. Ésto debido a que sólo hasta hace poco los avances en software y hardware, cuentan con capacidades de procesamiento lo suficientemente robustas para ser incluidas en sistemas de radio emulados que requieren operar en tiempo real. Mitola [26], Selva et al.[40] y Rivet et al.[41], relacionan el origen de los SDR con las teorías de procesamiento digital de señales, en donde se buscaba principalmente emular la existencia de dispositivos de procesamiento de señales tradicionales dentro de una aplicación RF. Mitola [26] expone que la inclusión de este concepto, puede aportar a los sistemas de radio tradicionales características como flexibilidad, alta adaptabilidad, escalabilidad y menores costos.

Rivet et al. [41] y Tribble [42] agregan a las cualidades ya mencionadas, la disminución de consumo por no requerir de gran número de componentes que son sustituidos por un radio genérico digital, con el cual se proporcione al usuario la capacidad de sustituir el procesamiento requerido por algunos elementos análogos o físicos y disminuir los costos al no tener un equipo de diseño electrónico dedicado para las etapas de procesamiento.

Considerando lo expuesto anteriormente, incluir un dispositivo basado en SDR en aplicaciones de radio proporcionará características que habilitarán la posibilidad de la optimización del recurso de hardware y facilitará procesos de actualización en los modos de operación llegado el caso. Adicionalmente, contar con la posibilidad de simular entornos de radio previos al despliegue de cada sistema RF, facilita la detección de errores y representa otra característica que aporta economía al proceso [40].

2.2.1. Dispositivos SDR

Los dispositivos SDR (Entre los cuales se encuentran USRP) facilitan el diseño y la creación de sistemas de procesamiento de señales de ambientes inalámbricos ya sea para funcionamiento de prototipos o implementaciones RF [43]. Éstos internamente cuentan con una *Field-Programmable Gate Array* (FPGA por sus siglas en inglés), generalmente encargada de establecer los parámetros de operación del dispositivo embebido RF con información previamente configurada desde un equipo de computo (PC). Por otra parte este PC almacena y acondiciona o post-procesa las señales transmitidas o recibidas. En los dispositivos embebidos RF mencionados, se incluyen las funciones que realizan las conversiones análogo-digital y digital-análogo (ADC y DAC respectivamente). Los SDRs adicionalmente, requieren de conexión a dispositivos de computación (PC) que realizan el procesamiento de señal en su versión digital muestreada necesaria por cada aplicación RF y ha de ser útil en la configuración de los parámetros de operación de la FPGA [43, 40].

Un buen ejemplo de un componente embebido RF es el LMS7002M [7]. Este dispositivo es un transceptor configurable *field programmable RF* (FPRF), el cual cuenta con un conjunto de funcionalidades tales como: configuración de frecuencia de operación dentro de un amplio intervalo, un módulo de conversión ADC de 12 bits incorporados y una etapa de modulación y de-modulación compleja. Todo el proceso que lleva a cabo el LMS7002M en sus etapas de transmisión y recepción, cuenta con una alta similitud al modelo anteriormente expuesto en la figura 2-5, en donde se tiene para recepción, un conjunto de amplificadores de bajo ruido (LNA) en cada antena (cuadro punteado de color amarillo), el sintetizador y el oscilador local (LO) de adquisición (delimitados por la caja punteada de color azul) y el proceso de modulación compleja incluyendo un conjunto de filtros previos al proceso ADC que serán enviados al FPGA posteriormente. El diagrama de bloques que representa el conjunto de funciones mencionados se observan en la figura 2-8.

2.2.1.1. Lime SDR

Particularmente los Lime SDR son un conjunto de tarjetas de bajo costo, *open source* para el desarrollo de aplicaciones RF sobre plataformas SDR [8]. Actualmente se comercializan alrededor de cinco referencias, en donde todas cuentan con el transceptor LMS7002M y difieren

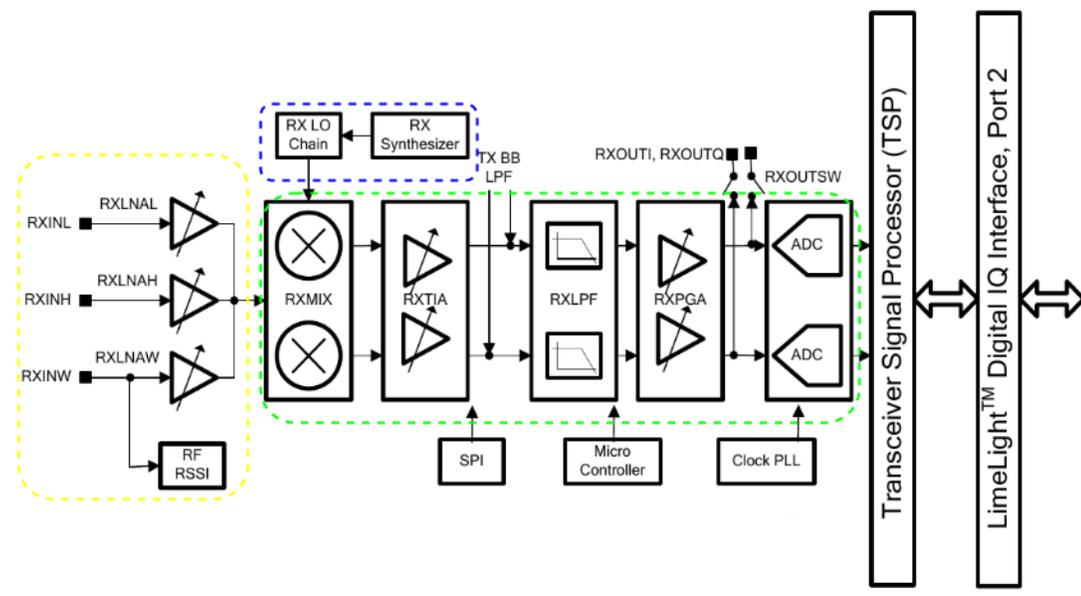


Figura 2-8: Diagrama de bloques del receptor del LMS7002M. Modificado de [7].

sus FPGA, Controlador USB, Rango de frecuencias de operación, *Bandwidth* y principalmente en la cantidad de puertos o conectores RF. En la tabla 2-2, se exponen las características básicas de cada una de las referencias mencionadas.

Tabla 2-2: Familia de tarjetas Lime SDRs. Tomado de [8].

Características	Descripción				
Dispositivos	LimeSDR-Mini	LimeSDR-USB	LimeSDR-Micro	LimeSDR-PCIe	LimeSDR-QPCIe
Transmisor RF	Lime Microsystems LMS7002M MIMO FPRF	2x Lime Microsystems LMS7002M MIMO FPRF			
FPGA	Intel MAX 10	Altera Cyclone IV	Intel MAX 10	Cyclone IV GX	Intel Cyclone V
Controlador USB 2.0 o 3.0	FTDI FT601	Cypress USB 3.0	FTDI FT601	N/A	Cypress USB 3.0
Rango continuo de frecuencias	10MHz - 3.5 GHz	100 kHz - 3.8 GHz	10MHz - 3.5 GHz	100 kHz - 3.8 GHz	100 kHz - 3.8 GHz
Bandwidth	30 MHz	61.44MHz	Up to 10 MHz	61.44MHz	61.44MHz
Conectores RF	2 SMA connectors (1 RX, 1 TX)	10 U.FL connectors (6 RX, 4 TX)	2 SMA connectors (2 TRX)	10 U.FL connectors (6 RX, 4 TX)	20 U.FL connectors (12 RX, 8 TX)

De los Lime SDR en tabla 2-2, particularmente el LimeSDR-USB cuenta con rangos continuos de frecuencia que incluyen las frecuencias de trabajo para los *HFR* y con un número considerable de conectores RF que permiten la implementación de los *HFR* en recepción ya sea en *Direction Fading* o en *Beamforming*. Adicional a lo mencionado, los LimeSDR-USB permiten el uso de sincronización entre SDRs a través de su puerto *Synchronization Connector*, característica muy útil al momento de requerir implementaciones de alta resolución en *Beamforming*. Partiendo de ello, se propone incluir concepto SDR en sistemas de radares y especialmente en los *HFR*, cómo una alternativa que lleve a disminuir sus costos tanto en su desarrollo como en su operación.

2.2.2. GNU-Radio Software Tool

GNU-Radio es un herramienta código abierto y libre para el procesamiento de señales basada en diagramas de bloque para el aprendizaje de RF y el desarrollo de aplicaciones de *Software Radio*. Esta herramienta cuenta con filtros, decodificadores, elementos de sincronización, ecualizadores, demoduladores, entre otros dispositivos RF, que le permite emular el funcionamiento de gran parte de los sistemas de radio tradicionales. La popularidad de GNU-Radio viene en crecimiento gracias lo amigable de la interfaz gráfica y su similitud con otras herramientas basadas en bloques como Simulink.

El lenguaje de programación de la mayoría de funciones en GNU-Radio es PYTHON, las cuales hacen uso las bibliotecas nativas de éste para el procesamiento de señales digitales, pero también se cuenta con algunas funciones en C++ para tareas de bajo nivel, tales como el almacenamiento de las señales muestreadas en formato **bin**. La optimización de esta herramienta le permite su facilidad de uso en aplicaciones en tiempo real, razón que motiva a comunidades y fabricantes de dispositivos de radio a integrar algunos de sus productos a esta herramienta.

El procesamiento de las señales en GNU-Radio se basa principalmente en obtener o generar muestras de una señal compleja en banda base, formato común posterior al muestreo con los dispositivos SDR. Como se mencionó, algunos fabricantes han desarrollado toolbox compatibles con GNU-Radio para dar valor agregado a sus productos y facilitar a los usuarios el desarrollo de aplicaciones RF sobre el mismo. De aquí, que para el LimesDR, se cuente con gr-limesdr [8] y gr-osmocom [44], herramientas que fueron abordadas para la realización del presente trabajo.

2.2.2.1. Lime Suite

Lime Suite es un herramienta compuesta por un conjunto de aplicaciones y/o software que incluyen los controladores del transceptor LMS7002M para la configuración de la FPGA de los LimeSDR. Este proyecto, se encuentra soportado por el proyecto MYRIADRF [8] quien ha de actualizar el conjunto de aplicaciones que ha de llevar internamente la herramienta y que se exponen en la figura 2-9. Dentro de las aplicaciones expuestas, se resaltan el **Lime Suite GUI** usada en el presente trabajo para iniciar el proceso de aprendizaje en el manejo del LimeSDR-USB y **SoapyLMS7** que se integra a la aplicación **Soapy SDR** que además ha de permitir el uso de los LimeSDR con herramientas como GQRX, Pothos, CubicSDR y GNU-Radio.



Figura 2-9: Conjunto de software y controladores del **Lime Suite**. Modificado de [8]

2.2.2.1.1. gr-limesdr: Posterior a la instalación del **Lime Suite** y el GNU-Radio se cumplen con los pre-requisitos para realizar la instalación del *plugin* **gr-limesdr**. Éste sólo es compatible con transceptores LMS7 y cuenta con un conjunto de tres bloques (*Sink*, *Source* y *LimeRFE*) los cuales se describen brevemente a continuación:

- *Sink*: Cumple con el papel del transmisor, dentro del cual podemos configurar el o los canales radiación, la frecuencia de operación, la tasa de muestreo y algunas funciones avanzadas como variaciones en la oscilación del *Voltage Clock Oscillator* (VCO), el uso de *Power Amplifier* (PA), entre otros.
- *Source*: Cumple con el papel receptor, dentro del cual podemos configurar el o los canales de muestreo, la frecuencia de operación, la tasa de muestreo y algunas funciones avanzadas como niveles de ganancia en el LNA, uso de ficheros configuración avanzada de la FPGA generados desde el **Lime Suite GUI**, entre otras.
- *LimeRFE*: Permite realizar configuraciones para habilitar y desactivar funcionalidades del integrado específicas, tales como la mezcla de canales de entrada o salida y la aplicación de filtros análogos y digitales.

2.2.2.1.2. gr-osmosdr: Al igual que el **gr-limesdr** el **gr-osmosdr** es un *plugin* para GNU-Radio que tiene como requerimiento la previa instalación del **Lime Suite**. Éste es desarrollado por una amplia comunidad que busca facilitar el acceso a diferentes plataformas soportadas por una misma herramienta [44]. Algunos de los SDR más populares tales como Ettus USRP, Nuand LCC Blade RF, LimeSDR, FunCube Dongle, RTL2832U, AirSpy R820t, HackRF, RFSPACE y red Pitaya son soportados por **gr-osmosdr**.

- *Osmocom Sink*: Cumple con el papel del transmisor, dentro del cual podemos configurar además de los canales radiación, su ganancia en RF, Frecuencia intermedia (IF) y Banda Base (BB), la frecuencia de operación, la tasa de muestreo y el ancho de banda (BW).
- *Osmocom Source*: Cumple con el papel del receptor, dentro del cual podemos configurar los mismos parámetros que en el *Osmocom Sink*, adicionando un *DC Offset Mode* para desplazar en DC la señal muestreada.

- *RTL-SDR Source*: Permite realizar las mismas configuraciones del *Osmocom Source*, pero para uso exclusivo para los trancceptores RTL.

3 Revisión de literatura

El punto de partida en la inclusión de elementos programables (FPGAs) en HFR lo marcaron Songhua et al. [45], quienes desarrollaron en el laboratorio de la Universidad de *Wuhan* para el OSMAR2003 (actualización del OSMAR2000 [39]) un complemento al sistema de radar. El objetivo de este trabajo era sintonizar dinámicamente parámetros de operación en la resolución espacial FMCW buscando así optimizar la medición. Posteriormente, Burger en [3], diseña e implementa con éxito un HFR basado en modulación PR, usando dispositivos de bajo costo como el hardware Red Pitaya (RP). EL RP es un FPGA que facilita el montaje de sistemas de medición y procesamiento tales como los que realiza un SDR.

Por otro lado, El-Darymli et al. [27] desarrollaron e implementaron un HFR basando USRPs dedicados por cada canal o antena. El sistema nombrado por ellos como NRI's HF-SDR, trabaja con resolución espacial FMCW y para garantizar la correcta sincronía que requiere el uso de FMCW, implementan el uso de un *Global Positioning System – Disciplined Oscillator* (GPSDO por sus siglas en inglés) junto a los USRPs. La inclusión del concepto SDR en el NRI's HF-SDR permite tener en éste, un canal adicional de calibración, en donde se hace posible de forma periódica reconfigurar parámetros en recepción en cada uno de los USRPs en cada canal.

De forma paralela, varias investigaciones se enfocan en mejorar los procesos de medición ya sea por las componentes indeseadas en el espectro [46, 47] o en novedosas técnicas de modulación [15, 14, 13]. Lee et al. [46], hacen énfasis en encontrar y suprimir componentes en el espectro atribuidas a estructuras u objetos transitorios que afectan temporalmente la medición del radar. Por otra parte, en el trabajo realizado por Zhang et al. [47], proponen un método de detección de interferencia y clutter en el espectro basado en *deep-learning*. Ésto a fin de agilizar el proceso de selección de datos válidos al momento de procesar los datos adquiridos desde los HFR.

Con respecto a nuevas propuestas en técnicas de modulación, Tian et al. [15] identificaron que, realizar una correcta calibración del **Bragg-Scatter** de primer orden para la estimación de la altura de ola es un gran reto y por ello proponen un método de medición basado en la radiación a dos frecuencias. Tian et al. [15] argumentan, que el análisis entre las diferencias de los efectos sensados en las dos señales recuperadas, permite una mejoría significativa en los datos procesados. En esta misma línea de trabajo, Tian et al. [14] proponen incluir a la

configuración en resolución FMiCW dos esquemas típicos de multiplexación en frecuencia *Time Division Multiplexing Frequency* y *Frequency Division Multiplexing Frequency* (TDMF y FDMF por sus siglas en inglés, respectivamente). Finalmente, Tian et al. [13] retoman la técnica expuesta por Tian et al. [15] e incluyen en recepción con ambas resoluciones de tipo azimutal *Beamforming* y *Direct Finding*, para obtener el espectro de potencias e información del *Direction Of Arrival* (DOA por sus siglas en inglés) respectivamente. Esto llevaría posteriormente a obtener campos de altura de ola suponiendo que: *i*) La dirección de la propagación de oleaje detectada en ambas frecuencias es la misma y *ii*) Los picos acoplados percibidos están asociados a las dos frecuencias de radar generadas por el mismo espectro direccional.

Es clara la necesidad de incluir la medición remota en los sistemas costeros de adquisición de datos [18]. Ahmad [18] plantea “*El océano es extenso y complejo, por lo que la observación, la vigilancia y los estudios de los procesos y aspectos oceánicos son fundamentales*”, dicha complejidad estimula nuevos métodos de adquisición [15, 14, 13] que a su vez deberán ser implementados en escenarios reales. La tendencia actual por obtener HFR basados en SDR o llamados HF-SDR por El-Darymli et al. [27], que cuenten con “*arquitecturas intrínsecamente flexibles, de modo que la radio pueda ser configurada para adaptarse a diversos requerimientos, incluyendo formas de onda, bandas de frecuencia, anchos de banda y modos de operación, a la vez que proporciona una solución de bajo costo y eficiente en el uso de la energía*”, son el camino para la implementación de estos sistemas en lugares que disponen de presupuesto limitado para instrumentación y, que además les permitirán implementar o desarrollar métodos para la adquisición de las corrientes superficiales y el oleaje. Para nuestro problema puntual la integración de SDR en los HFR, generará un precedente o punto de partida en el uso extensivo de HFR.

4 Metodología

Con el objetivo de obtener herramientas que permitiesen el diseño de una prueba de concepto que facilitara un escenario controlado para conocer las capacidades del SDR de bajo costo usado en este trabajo, se desarrolló una biblioteca o módulo basado en la metodología expuesta en la figura 2-7 y en la biblioteca matWERA [48]. El escenario de prueba para validar la biblioteca se expone a detalle en la sección 4.1.

Adicionalmente se describe en el presente capítulo (sección 4.2), la prueba de concepto ya mencionada que permitió conocer los alcances del SDR de bajo costo usado a partir de la metodología implementada. Los resultados de esta prueba pueden considerar la posible inclusión del LimeSDR u otro SDR de bajo costo en sistemas de medición existentes o el desarrollo de uno nuevo a partir de la comparación frente a un radar comercial y operativo.

4.1. Metodología medición basada en WERA

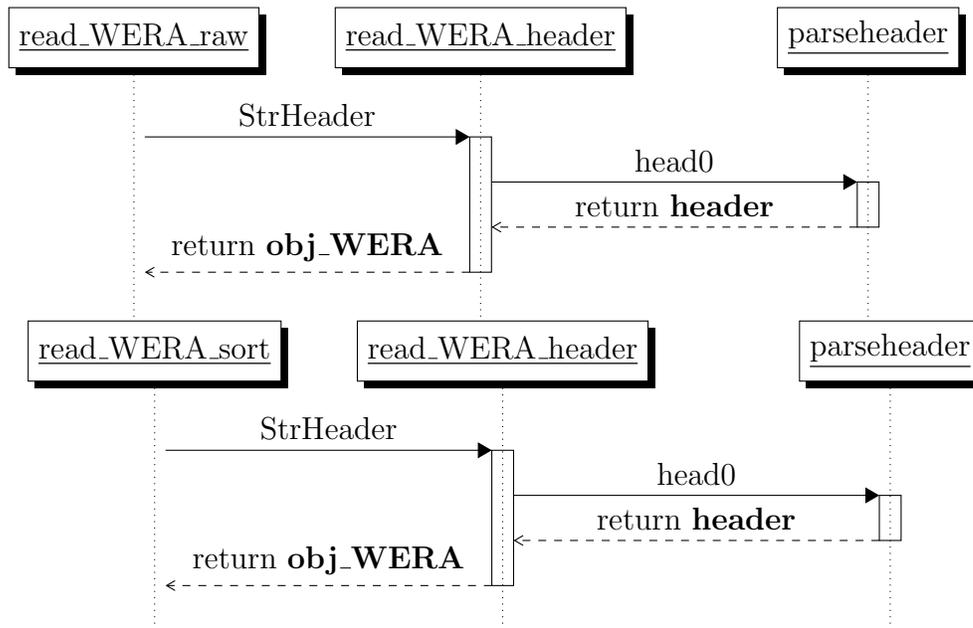
Previo al desarrollo e implementación de la metodología expuesta en la Figura 2-7, se realizó un estudio detallado del formato que tienen los ficheros **RAW**. Estos ficheros son almacenados por el WERADesk una vez se cuente con las configuraciones habilitadas del **Acquisition Mode**: *Sing. FM raw Acquisition* o *Cont. FM raw Acquisition*. Los **RAW** contienen (como se mencionó en la sección 2.1.1.3.1.1), las series temporales de señales digitales con sus componentes cartesianas de I/Q de MT muestras sensadas simultáneamente durante un T_{chirp} para cada antena conectada al radar *SAMPZ* veces desde el WERADesk. Los parámetros usados para realizar los muestreos se encuentran dentro del *header* de cada fichero generado desde el WERADesk, algunos de los parámetros más importantes se exponen en la tabla 4-1

Las mediciones dentro del fichero **RAW** se encuentran almacenadas con un sistema de escritura o formato *little endian*, el cual es usado comúnmente por procesadores x86.64 (Intel/AMD). Para poder realizar una lectura correcta de las mediciones, se hizo uso del instructivo `/weradocs/Data_Format_WERA_RAW.shtml` y de la biblioteca matWERA, la cual fue desarrollada por Voulgaris [48] exclusivamente para leer ficheros de medición compatibles con los WERA. La estructura de las funciones que fueron implementadas a partir de la Biblioteca mencionada se exponen en la figura 4-1. En dicha figura, se aprecia una función de lectura adicional para los ficheros **SORT**, la cual ha de incluir las series complejas posterior al *FFT Ranging* en componentes I/Q del número de *Chirps* (*SAMPZ*), lo cual generó

Tabla 4-1: Parametros dentro del *header* de los ficheros generados por el WERADesk.

Parametro - <i>header</i>	Descripción
FREQ	Frecuencia de operación del Radar
fbragg	Frecuencia de Bragg de FREQ
T_chirp	Tiempo de <i>Chirp</i> - (t_{Chirp})
MT	Número de muestras por cada <i>Chirp</i>
SAMPZ / NSER	Número <i>Chirps</i>
NAnt_SORT	Número de antenas
NRRANGES	Número de celdas de interés

particularidades diferentes al *header* que requieren la programación de una nueva función. Las demás funciones dentro del matWERA no se consideraron, dado a los alcances del presente trabajo.

**Figura 4-1:** Funciones adaptadas a PYTHON de la biblioteca matWERA.

Basados en dichas funciones, se implementó en PYTHON la metodología expuesta por Gurgel et al. [6] (Figura 2-7). El conjunto de funciones (Biblioteca) desarrolladas para procesar tanto los ficheros **RAW** como los **bin** (generados por el GNU-Radio en la sección 4.2.2) desde PYTHON lleva el nombre de LAQUINTA. Seguido a ello, se planteó realizar un muestreo que facilitara encontrar las limitantes de la implementación frente a mediciones procesadas desde el WERADesk. Dicha comparación se efectuó al procesar mediciones reales del radar WERA en formato de entrada **RAW** al formato **SORT** mediante el procesamiento del

software WERADesk y enfrentarlas a los ficheros **SORT** resultantes del procesamiento en LAQUINTA como se expone en la figura 4-2.

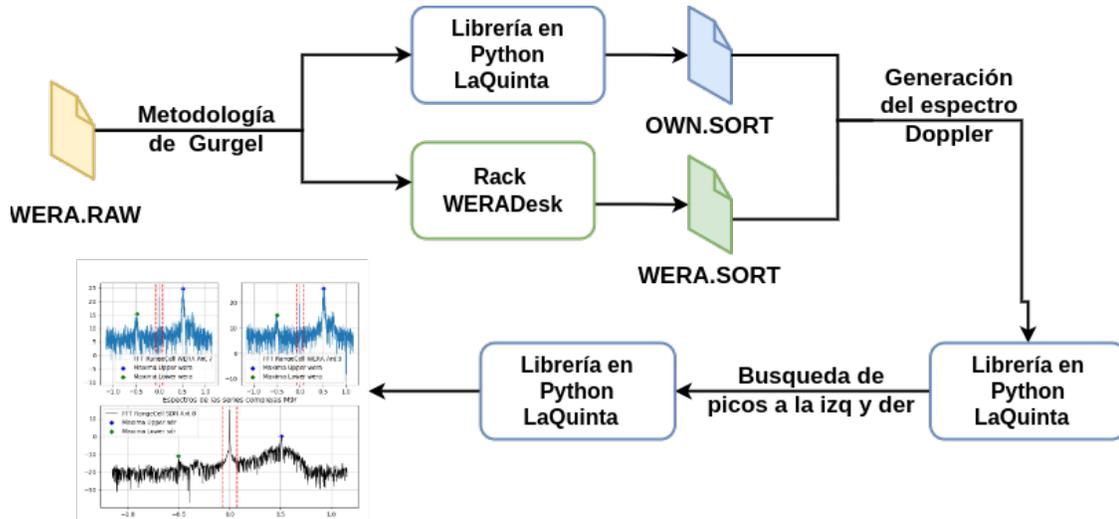


Figura 4-2: Metodología para comparación WERADesk vs LaQuinta

Posterior a ello, se toma cada muestra en formato **SORT** y se aplica la FFT a cada una de las series complejas de las 30 primeras celdas. La FFT de estas series complejas dentro del fichero **SORT** resulta en el *Doppler Spectrum* de la celda para una de las antenas. En la figura 4-3 se muestra en color azul la FFT de la serie compleja correspondiente a la celda 3 extraída de un fichero **SORT** generado desde el WERADesk, en lo que respecta al de color naranja, es la serie compleja para la misma celda en la mismo instante de tiempo, llevado a **SORT** desde LAQUINTA. A los ficheros resultado de procesamiento realizado con LAQUINTA los denominamos en el presente trabajo como **OWN** (Figura 4-3).

Finalmente en la metodología planteada (Figura 4-2) se extraen los picos en frecuencia a la izquierda y a la derecha ($\pm f_{peak}$) del *Doppler Spectrum* resultante haciendo uso de las funcionalidades de LAQUINTA tanto para los **SORT** del WERADesk como los propios (**OWN**). Las frecuencias mencionadas (es decir los f_{peak}) son las variables a considerar para validar la metodología implementada. Para conocer el comportamiento de la metodología implementada (LAQUINTA) respecto a diferentes formas del *Doppler Spectrum*, se realizaron mediciones continuas durante 7 días en formato **RAW**, para posteriormente comparar los resultados **SORT** generados tanto del WERADesk como de LAQUINTA (ambas basadas en la metodología de la Figura 2-7) como se mencionó y expone en la figura 4-2.

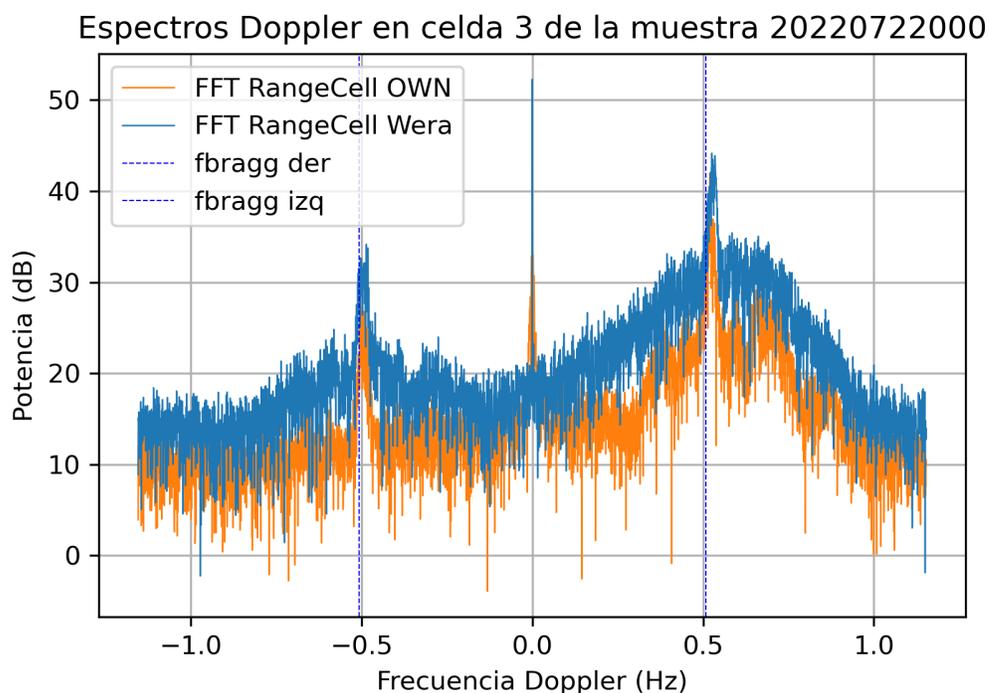


Figura 4-3: FFT de las series complejas de ambos SORT en la celda 3.

4.2. Metodología medición - Prueba de Concepto

4.2.1. Estación de Radar Estero Punta Banda (EPB)

En el presente trabajo se usó para las pruebas de posibilidad de uso del LimeSDR-USB en sistemas HFSWR, la estación de radar WERA instalada la barra del Estero Punta Banda (EPB) ubicado a 13 km al sur de Ensenada (Baja California, México). EPB fué instalada entre abril y junio de 2021, en el marco del proyecto CEMIE-Océano (Centro Mexicano de Innovación en Energías del Océano México) financiado por el fondo CONACYT-SENER Sustentabilidad Energética: FSE-2014-06-249795. La estación cuenta con un radar tipo WERA IV, más un arreglo rectangular en transmisión apuntando hacia la isla Todos Santos (Figura 4-4(a)) y a 9λ un arreglo lineal de 16 antenas equi-espaciadas $\lambda/2$ en recepción (*Beamforming*). Éste fué configurado y calibrado para trabajar con frecuencias cercanas a 25MHz ($\lambda = 12\text{mts}$). La vista en planta de la estación se expone en la figura 4-4(b). El archivo de calibración (*calibration.wera*) generado tras la instalación, fué el usado como fichero complementario en los componentes de la metodología de Gurgel dentro de LAQUINTA. Adicionalmente, cabe mencionar que EPB cuenta con las configuraciones habilitadas del **Acquisition Mode: Sing. FM raw Acquisition** y **Cont. FM raw Acquisition**, que permiten la generación y almacenamiento de ficheros **RAW** desde el WERADesk.

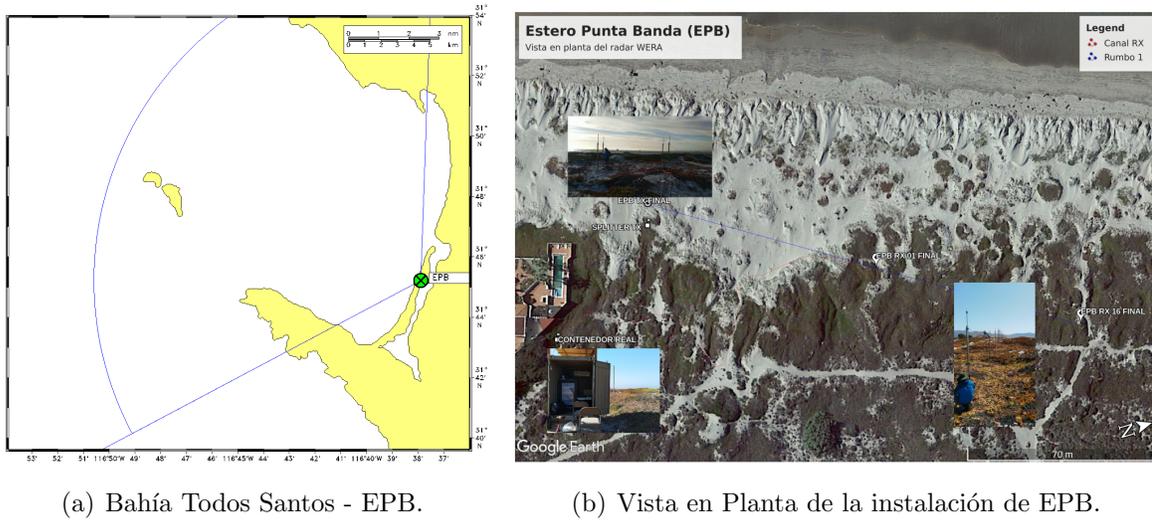
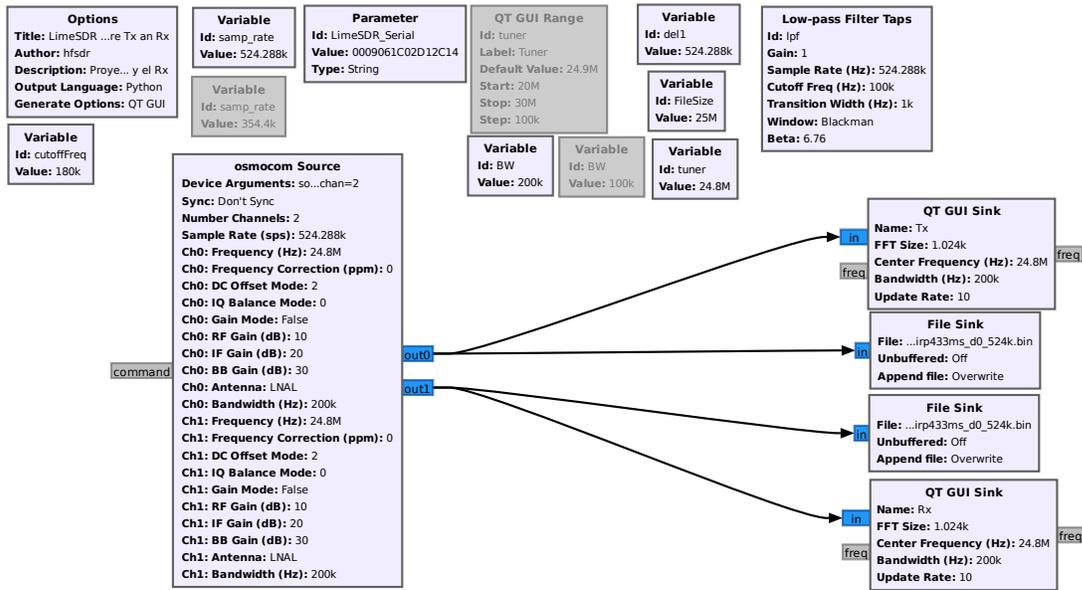


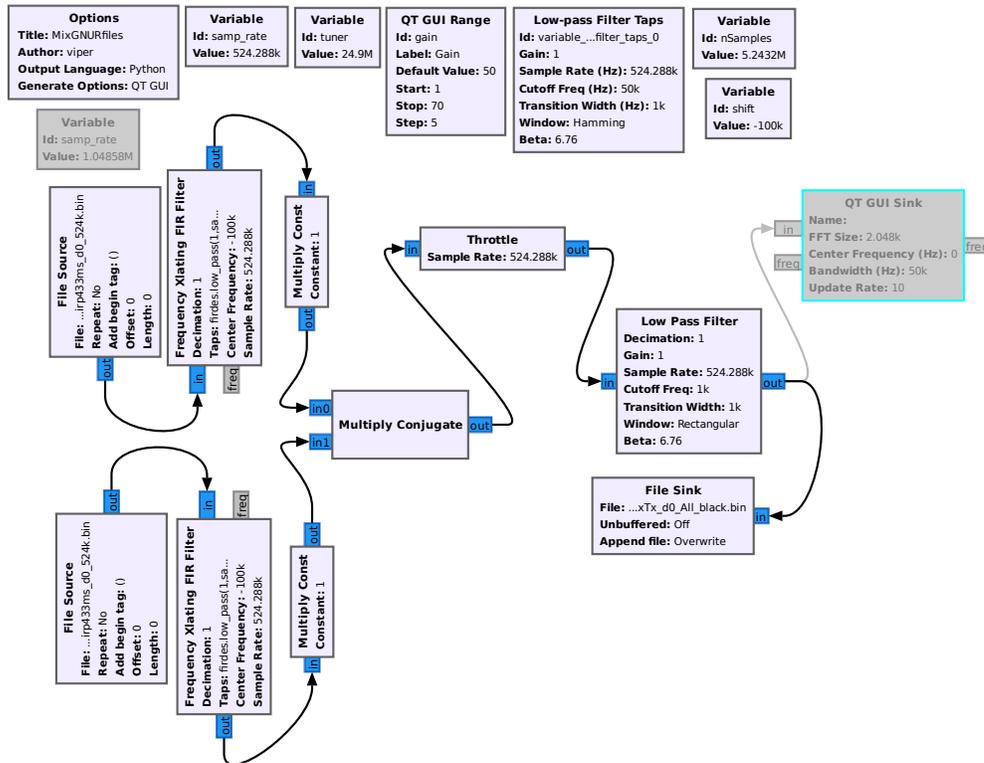
Figura 4-4: Estación de radar WERA Estero Punta Banda (EPB) (a) Patrón de radiación para la configuración *Beamforming* tomado del WERADesk [9] y (b) vista en planta de la ubicación de los arreglos de antenas y del contenedor.

4.2.2. Prueba de Concepto

Buscando conocer las limitaciones del dispositivo SDR de bajo costo seleccionado, que ha de representar y reproducir las señales de radio que retornan a la costa, se propuso el montaje expuesto en la Figura 4-6. Este permite obtener una comparación de las señales muestreadas desde el SDR frente a las mediciones realizadas por el WERA. Dicho montaje requiere la inclusión de un *Splitter* o *Bi-Coupler* para obtener una copia del *Chirp* a transmitir. Para los experimentos, se hizo uso de un *Bi-Coupler* de referencia Mini Circuits ZFBDC20-61HP+ [49], el cual permite por inducción obtener una copia de la señal a la salida del generador de señales del WERA. La señal que sale del generador de señales del Rack de WERA, va directo al *Power Amplifier* (PA) y tanto la copia de esta señal a transmitir como la señal de la antena seleccionada del conjunto posible (Tabla 4-2), son muestreadas por el LimeSDR-USB de forma simultánea, generando con ello un fichero **bin** por cada señal (Figura 4-6). Para obtener las demás señales resultantes de las antenas conectadas al sistema de radio WERA, se almacenaron los ficheros sin procesar **RAW** desde el WERADesk (Figura 4-6) haciendo uso de la configuración *Sing. FM raw Acquisition*. Para la configuración del dispositivo SDR y el almacenamiento de las señales de radio ya mencionado, se desarrolló un *script* de captura haciendo uso del *plugin gr-osmosdr*(2.2.2.1.2) [44] (Figura 4-5(a)), pues este *plugin* es compatible con una amplia gama de dispositivos SDR y mostró ser más amigable que el **gr-limesdr** al momento de variar los parámetros de medición expuestos en la tabla 4-2. Los *script* de las figuras 4-5 (a) y (b), se desarrollaron para operar sobre la plataforma de uso libre GNURadio 3.8 [50].



(a) Diagrama de bloques para la captura simultánea de la señal copia del Bi-coupler (Tx) y la señal conectada a una antena (Rx).



(b) Diagrama de bloques para el proceso de mezclado de las señales recibidas con las transmitidas.

Figura 4-5: Diagramas en GNURadio requeridos en la prueba de concepto - (a) adquisición y (b) preprocesamiento.

Ambas señales almacenadas en formato **bin** (Recepción y Transmisión) son mezcladas y filtradas considerando la **resolución espacial** FMCW. De ello, resulta un único fichero **bin** (Figura 4-5(b)) con una tasa de muestreo superior a la del fichero **RAW**, pero el cual contiene temporalmente la misma cantidad de *Chirps*. El *script* que realiza esta función se expone en la figura 4-5(b). Éste se desarrolló a partir de una adaptación del trabajo realizado por Qizhao y Yaqi en [51] y agregando a este el bloque *Frequency Xlating FIR Filter block*, el cual se encargó de desplazar la frecuencia central de trabajo para ambas señales, evitando con ello el *DC Spike* inducido por LO del LimeSDR-USB. De las etapas que realizan las mezclas, el filtrado y la amplificación de la señal analógica dentro del radar WERA, se implementaron en el GNURadio sólo las dos primeras, puesto que el proceso de amplificación digital sólo afectaría la señal elevando su nivel DC.

Tabla 4-2: Prueba de Concepto realizada el 10 de septiembre del 2021 en EPB (Figura 4-6).

524288 Muestras/seg			354400 Muestras/seg		
Medición	Ant	BW SDR	Medición	Ant	BW SDR
M1	1	200kHz	M13	1	200kHz
M2	4	200kHz	M14	4	200kHz
M3	8	200kHz	M15	8	200kHz
M4	12	200kHz	M16	12	200kHz
M5	14	200kHz	M17	14	200kHz
M6	16	200kHz	M18	16	200kHz
M7	1	100kHz	M19	1	100kHz
M8	4	100kHz	M20	4	100kHz
M9	8	100kHz	M21	8	100kHz
M10	12	100kHz	M22	12	100kHz
M11	14	100kHz	M23	14	100kHz
M12	16	100kHz	M24	16	100kHz

Considerando el diseño propuesto para las mediciones (Figura 4-6) y haciendo uso del SDR de bajo costo, se realizaron el 10 de septiembre de 2021 en la estación EPB un total de 24 mediciones consecutivas y simultáneas desde el radar WERA y el LimeSDR-USB. En consecuencia, se hicieron 4 mediciones por antena, del conjunto de antenas [1, 4, 8, 12, 14, 16] (Tabla 4-2). Todas las mediciones contaron con la misma configuración por parte del WERA, en donde se tuvo una $FREQ = 24,8MHz$ y un $BW = 100KHz$ durante $SAMPZ = 1024$ por cada muestra. La duración de cada uno de estos *Chirps* fue de $T_{chirp} = 0,43338$ segundos, es decir, el tiempo aproximado de medición por muestra ronda los 7,4 minutos. Por otro parte, para el LimeSDR-USB se modificaron parámetros de medición tales como: la antena de interés (*Ant*), el ancho de banda (BW_{SDR}) y la frecuencia de muestreo $f_s = N(\text{Muestras/seg})$ (Tabla 4-2).

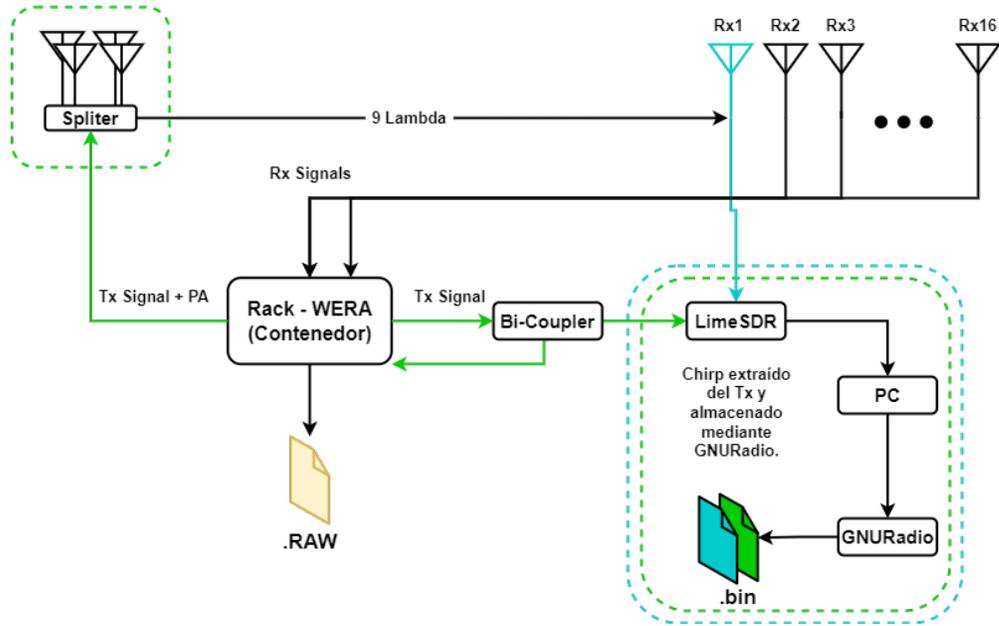


Figura 4-6: Diagrama de prueba de concepto usado para las mediciones de la sección 4.2.2.

Con ambos ficheros listos (**RAW** y **bin**), se realizó el procesamiento *Range-resolving (FFT)* extrayendo de éstos las series complejas y almacenándolos en el formato **SORT** compatible con los WERA, el cual contiene por celda y antena una serie compleja que ha de representar la energía que retorna de determinada celda en cada *Chirp*. Con ello en mente y considerando los componentes análogos del *Front-end RF* del WERA que no se pueden incluir dentro del *script* desarrollado en GNURadio, se omitió realizar comparaciones en magnitud (Amplitud) sobre los *Doppler Spectrum*. Por ello, se consideró conveniente usar como parámetro de comparación los picos en frecuencia $\pm f_{peak}$ de los *Doppler Spectrum* resultantes por celda como se muestra en la sección 5.2.

5 Resultados

5.1. Validación de la Metodología

A partir del montaje propuesto en la figura 4-2, se obtuvieron 314 muestras durante 7 días bajo la configuración expuesta en la sección 4.1(Figura 5-1), de las cuales se seleccionaron 105 de forma aleatoria, que corresponden al 33% de los datos. Éstas se procesaron tanto desde el WERADesk como con LAQUINTA generando con ello 210 ficheros **SORT**. Cada una de las 210 muestras fué procesada tanto para un antena específica (Antena 7), como para antenas aleatorias, de tal forma que fuera posible encontrar algún sesgo al momento de exponer la proximidad que tiene el procesamiento de LAQUINTA frente al WERADesk. En la figura 5-2 se exponen las series de 105 muestras para las frecuencias a la izquierda (izq o $-f_{peak}$) y las frecuencias a la derecha (der o $+f_{peak}$) de las celdas {1, 2, 3, 10, 15, 20} tanto del fichero **SORT** generado con LAQUINTA (OWN) de color naranja, como el generado desde el WERADesk (Wera) de color azul.

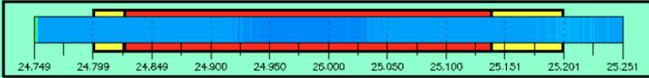
WeraDesk Status at EPB		2022-03-09 13:37:32	
Acquisition Mode:	Cont. FM raw Acquisition		
Process after Measurement:	<input checked="" type="checkbox"/> Sea Echos <input checked="" type="checkbox"/> Calibr. Data <input checked="" type="checkbox"/> FM Raw Data		
Time Slot:	Master		
Receiver Attenuation:	off		
Calibration Power:	00 [dB] <input type="checkbox"/> TX off		
Location:	EPB		
True North:	32 ° [1 to 360]	Time Code:	UTC
Latitude:	31 ° 45.22 ' N	Cont. Acq. Start Time:	00 [min]
Longitude:	116 ° 37.89 ' W	<input type="checkbox"/> Use CPCI crontab	
Freq. Management(1):	24.800 [MHz] to 25.200 [MHz]	<input checked="" type="checkbox"/> Prescan	<input checked="" type="checkbox"/> Adapt Frequency
Freq. Management(2):	----- [MHz] to ----- [MHz]	DPT	
Bandwidth Reduction:	480 [m] to 1000 [m]	<input type="checkbox"/> Enable 2nd Frequency Range	
			
Working Frequency:	24.982 [MHz]	Cycle Repetition Time:	30 [min]
Range Cell Depth:	480 [m]	Number of Range Cells:	106
Samples per Data Run:	3840	Maximum Range:	51 [km]
Chirp Length@Clk90:	0.433380 [sec]	Data Acquisition Time:	27 : 44 [min:sec]
Range Offset:	500 [m]	RX Offset@Clk90:	0 [Hz]
Data Path:	/home/wera/data/HFSDR/		Close This Window
File Location ID:	epb [3 characters]		

Figura 5-1: Configuración del WERADesk para la adquisición mencionada en la sección 4.1.

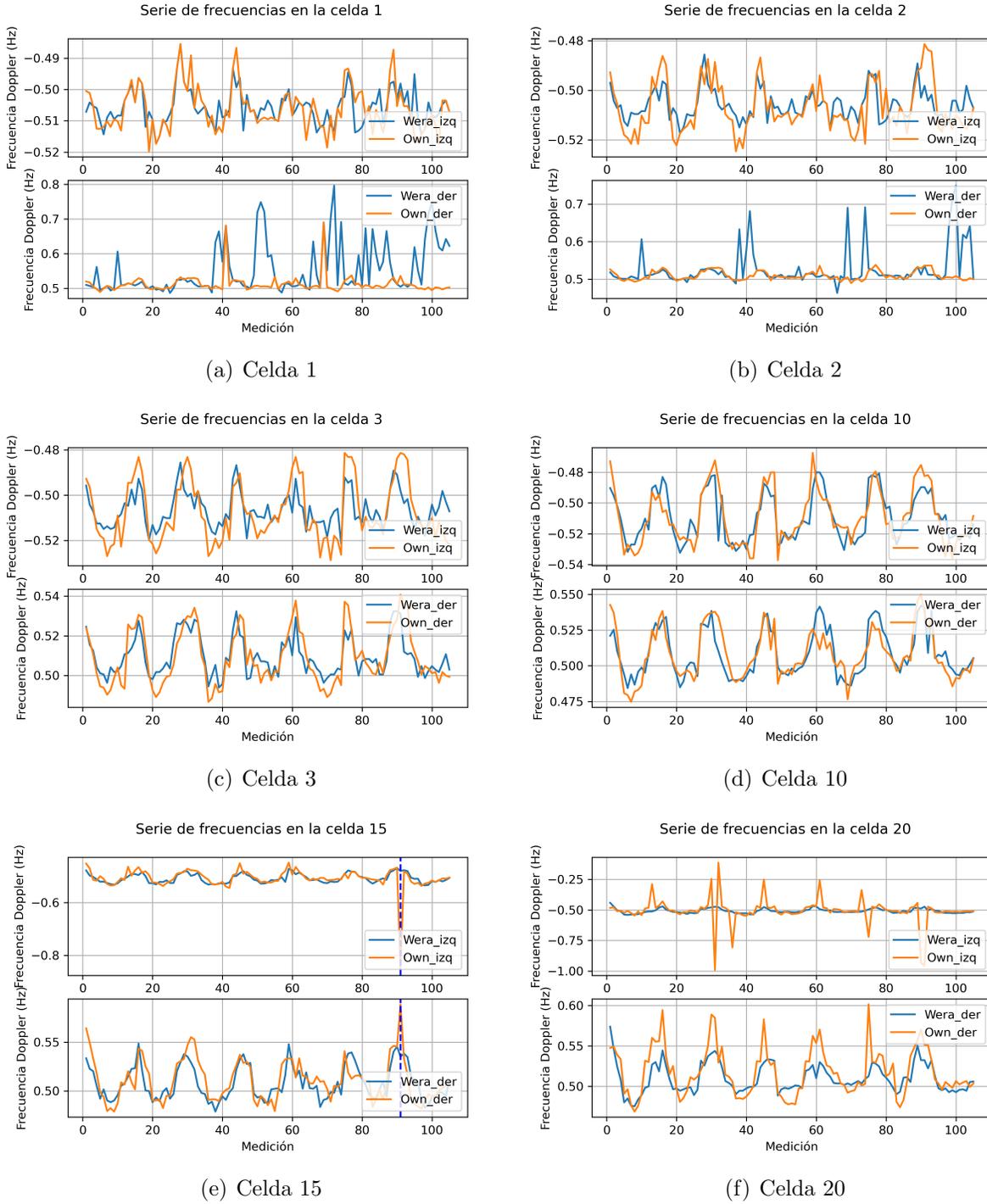


Figura 5-2: Serie de frecuencias en cada una de las 105 muestras para las frecuencias a la izquierda y a la derecha de ambos ficheros **SORT** de las celdas {1(a), 2(b), 3(c), 10(d), 15(e), 20(f)} en el escenario de las antenas aleatorias.

En las celdas 1 y 2 o figuras 5-2(a) y 5-2(b) respectivamente, se visualiza tras el procesamiento del WERADesk valores poco estables en las frecuencias a la derecha. Esta variación no se presenta para la mayoría de muestras en estas celdas en los espectros resultantes de LAQUINTA. Una buena ilustración de lo que se acaba de mencionar, se visualiza en la figura 4-3 de la sección 4.1, en donde el espectro OWN cuenta con menos energía en las altas frecuencias y no ha de estar saturado el pico de resonancia $+f_{peak}$ como si lo ésta la del Wera. Es entonces a partir de la celda número 3 (figura 5-2(c)) en donde la tendencia o comportamiento de ambas series de frecuencias ha de tomar valores bastante cercanos. Posterior a la celda 15, se observa la aparición de algunos puntos atípicos o fuera de la tendencia de las frecuencias máximas ($\pm f_{peak}$) encontradas. En figura 5-2(e), se visualiza en para la celda 15 - muestra 91 de la serie OWN (naranjada), que el espectro generado presenta una detección de pico alejada de la tendencia del Wera (azul) para ambas frecuencias, pero con mayor diferencia en la frecuencia $-f_{peak}$. A medida que se analizan celdas más alejadas de la costa, las frecuencias asociadas a los *Doppler Shift* fuera de la tendencia esperada incrementa, tal y como se muestra en la figuras 5-2(e) y 5-2(f).

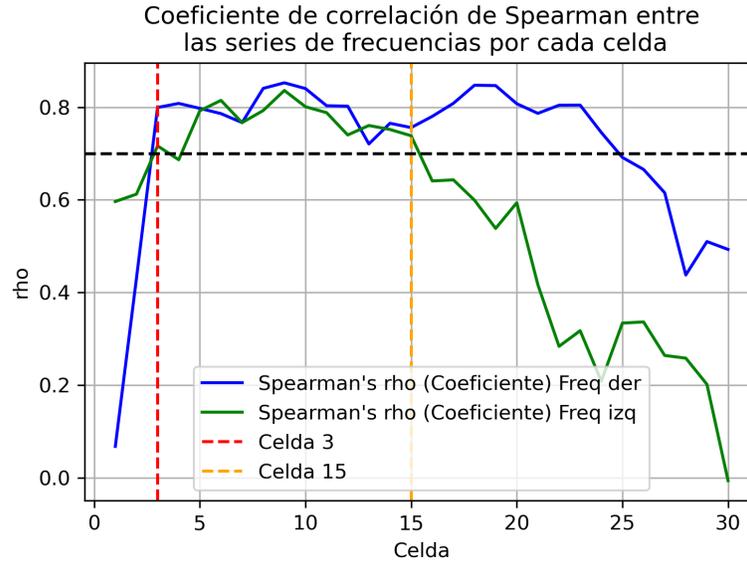


Figura 5-3: Correlación Spearman entre cada una de las series de frecuencias de las 105 muestras para las frecuencias $-f_{peak}$ (izq) y $+f_{peak}$ (der) de ambos de ficheros SORT de las celdas {1,30}(antenas aleatorias).

Las diferencias entre series de frecuencias se puede estimar al calcular el coeficiente correlación de Spearman (ρ) entre las series de frecuencias $\pm f_{peak}$ de las 105 muestras tanto a la derecha cómo a la izquierda del escenario de las antenas aleatorias para las las celdas {1,30} para ambos ficheros **SORT**(Figura 5-3). En ésta se observan diferencias entre las series de frecuencia de las dos primeras celdas y cómo a partir de la línea vertical roja (celda 3) la similitud entre éstas aumenta. El coeficiente ρ de las series de $\pm f_{peak}$ entre las celdas 3

y 15 (entre las líneas verticales roja y la naranja) es superior a 0.7, tal y como se muestra delimitado por la línea punteada horizontal de color negro. Adicionalmente se visualiza cómo en celdas superiores a la 15, las diferencias entre las $-f_{peak}$ incrementa considerablemente, debido a que la energía en recepción es tan baja que la señal recuperada se confunde con los niveles de energía del piso de ruido, ocasionando con ello un detección alejada del valor en $-f_{peak}$ esperada para las muestras en estas celdas. Un buen ejemplo de ello se expone en la figura 5-4, en donde el espectro Wera (azul)(figura 5-4(a)) en la celda 19 aún ha de contener energía suficiente en las $\pm f_{peak}$, mientras que en el caso del espectro OWN (naranja)(figura 5-4(b)) la energía esperada en la $-f_{peak}$ se perdió en el piso de ruido del espectro.

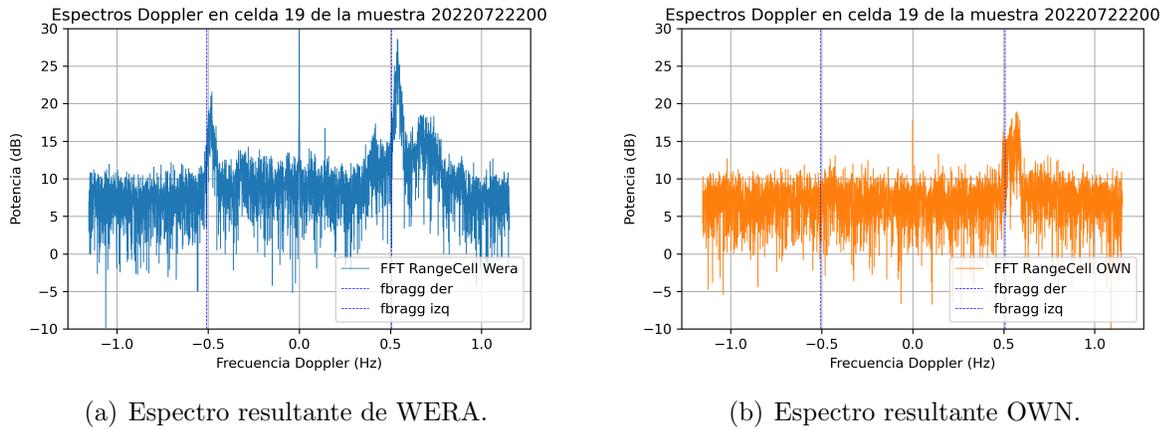


Figura 5-4: Espectros en la celda 19 en la misma medición con diferencias en amplitud.

Con ello en mente, se usó como métrica de proximidad entre las metodologías la agrupación de las frecuencias correspondientes a los picos del *Doppler Spectrum* a la izquierda y derecha ($\pm f_{peak}$) de las primeras 30 celdas $\{1,30\}$ tanto para las antenas aleatorias como para una específica (Antena 7), como ya se mencionó. Para cada par de series de frecuencias (OWN y Wera) se encontró la distancia entre ambas (diferencia de las frecuencias doppler) y dicha distancia se usó para generar los histogramas (Figuras 5-5 (a) y (b)). Con ayuda de éstos, se propuso un intervalo de $0,1Hz$ o $\{-0,05, +0,05\}Hz$ del *Doppler Spectrum* para conocer la cantidad de mediciones procesadas con el WERADesk con alta similitud, respecto a las procesadas con LAQUINTA (en lo que respecta a *Doppler Frequency Shift*). Las líneas punteadas representan el intervalo mencionado dentro del histograma, en donde el $\approx 84\%$ de las $-f_{peak}$ (f_izq) y el $\approx 93\%$ de las $+f_{peak}$ (f_der) del histograma para las antenas aleatorias (Figura 5-5(a)), muestran una diferencia menor a $0,1Hz$ o $\pm 0,05Hz$. Respecto a escenario en donde se seleccionó la antena 7 para las 105 muestras (Figura 5-5(b)), el histograma mostró en el mismo intervalo un $\approx 85\%$ de las $-f_{peak}$ (f_izq) y un $\approx 92\%$ de las $+f_{peak}$ (f_der).

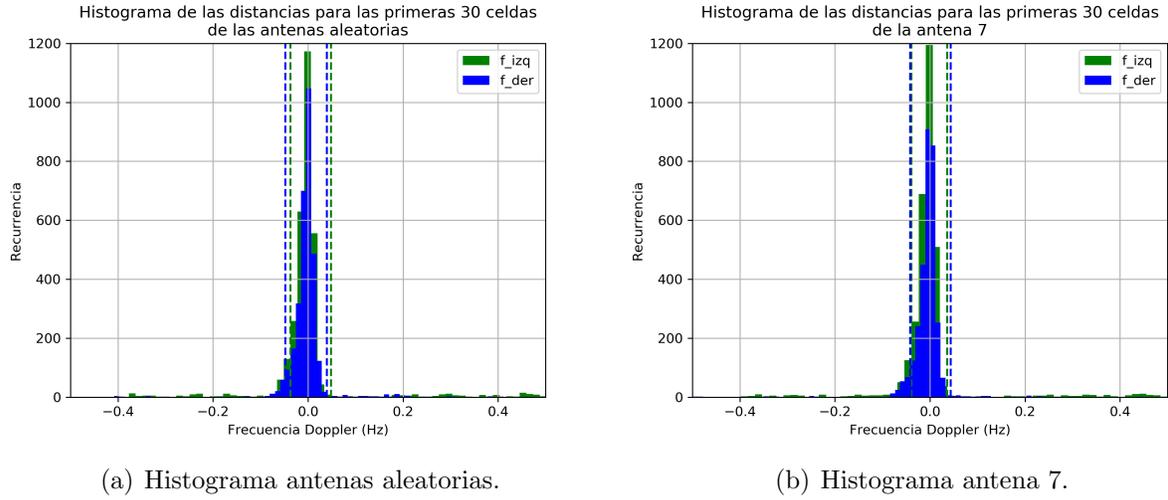


Figura 5-5: Histograma de las diferencias de las frecuencias Doppler entre las frecuencias a la izquierda o $-f_{peak}$ (verde *f_izq*) y a la derecha $+f_{peak}$ (azul *f_der*) de los *Doppler Spectrum* Wera y OWN para el casos (a) antenas aleatorias y (b) la antenna 7.

5.2. Implementación - Prueba de Concepto

Tras conocer la limitación de la LAQUINTA frente al WERADesk, se procesaron con esta biblioteca las 24 mediciones realizadas desde el LimeSDR-USB mencionadas en la Tabla 4-2. Los ficheros **RAW** almacenados de forma simultánea a los **bin**, fueron procesados por el WERADesk. El objeto de lo mencionado, fue mantener el intervalo que representa la funcionalidad de LAQUINTA como referencia (sección 5.1), frente a la capacidad del LimeSDR-USB de reproducir los fenómenos espectrales generados por el océano. Durante cada una de las mediciones, las antenas que no se conectaron al SDR, se encontraban conectadas al radar WERA. Las 24 mediciones se realizaron en la estación EPB (sección 4.2.1) el 10 de septiembre de 2021 desde las 12:00 (GMT-7) de forma consecutiva, durante 3 horas y media.

El diagrama de la figura 4-6 expone una idea de la prueba de concepto descrito en la sección 4.2.2, en tanto la figura 5-6 ha de complementar este, mostrando la conexión del hardware usado en la prueba de concepto. En éste se ilustra la configuración de uso del *Bi-Coupler* para extraer una copia de la señal a transmitir y la atenuación que fue necesaria para obtener rangos de potencia aceptables para el LimeSDR-USB ($\approx 11dBm$), debido a que el A/D del LMS7002M realiza el muestreo de las señales a 0,8 voltios pico a pico como máximo. Los componentes RF tanto activos como pasivos de la prueba de concepto en el diagrama de la figura 5-6 tienen impedancia de 50Ω Ohm. En lo que corresponde al muestreo, como ya se mencionó, se hizo uso del *Script* expuesto en la figura 4-5(a) tanto para la configuración del LimeSDR-USB, como para el almacenamiento de los ficheros **bin** y el *Script* expuesto en la figura 4-5(b) para la mezcla de ambas señales.

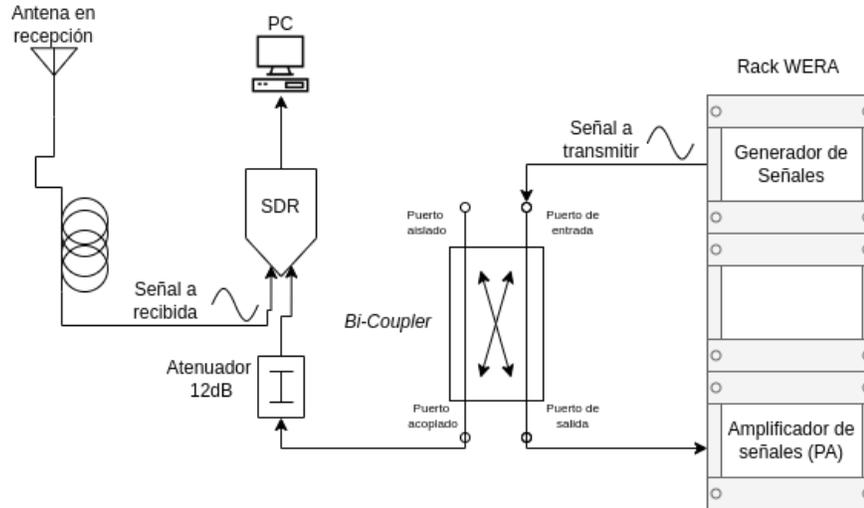


Figura 5-6: Diagrama de prueba de concepto complementario al diagrama de la figura 4-6.

Con el objeto de visualizar la influencia de usar un ancho de banda (BW) mayor y una frecuencia de muestreo mayor a las usadas en el WERADesk desde el LimeSDR-USB, se propuso realizar en las 24 mediciones variaciones en los anchos de banda $\{100, 200\}$ kHz y en la frecuencia de muestreo $\{524288, 354400\}$ Muestras/segundos (Tabla 4-2). Las variaciones mencionadas no generaron influencia alguna, pues a pesar de tener un mayor ancho de banda en las mediciones, ambos espectros reflejan la energía recibida de una forma similar. En lo que respecta a la frecuencia de muestreo, tampoco se encontró influencia alguna, pues para ambos casos se sobre muestrea el *Chirp* luego de que la señal ya se encuentra en banda base.

En la figura 5-7 se visualizan los 24 valores que se obtuvieron para las series de frecuencias $-f_{peak}$ (cuadro superior) y las frecuencias $+f_{peak}$ (cuadro inferior) en las celdas $\{1,3,5,7,9,10\}$ del conjunto de antenas que fueron conectadas al LimeSDR $\{1,4,8,12,14,16\}$. En las figuras, las líneas punteadas rojas, representan el intervalo de $0,1Hz$ o $\pm 0,05Hz$ Doppler (establecido en la sección 5.1), respecto a la frecuencia de Bragg (f_{Bragg}) para la frecuencia de operación del radar f_{RF} o $FREQ$ (Tabla 4-1). Por otro lado, los puntos negros en estas gráficas, representan las $\pm f_{peak}$ que se encuentran fuera del intervalo de las líneas rojas.

Las celdas de la 1 a la 3 presentan pocos de estos puntos negros, lo cual indica que el LimeSDR captura *Chirps* cuyos espectros tienen $\pm f_{peak}$ cercanos a los sensados desde el radar WERA. Al incrementar la distancia entre la celda y la costa, las diferencias en las f_{peak} fuera de la región delimitada por las líneas punteadas en rojo aumenta, generando una detección de los $-f_{peak}$ o frecuencias a la izquierda, por fuera de esta región en las primeras 10 celdas. Prueba de ello, se visualiza en la celda 5 (Figura 5-7(c)) en donde 9 de las 24 mediciones se encuentran por fuera de la región delimitada en las frecuencias a la izquierda ($-f_{peak}$).

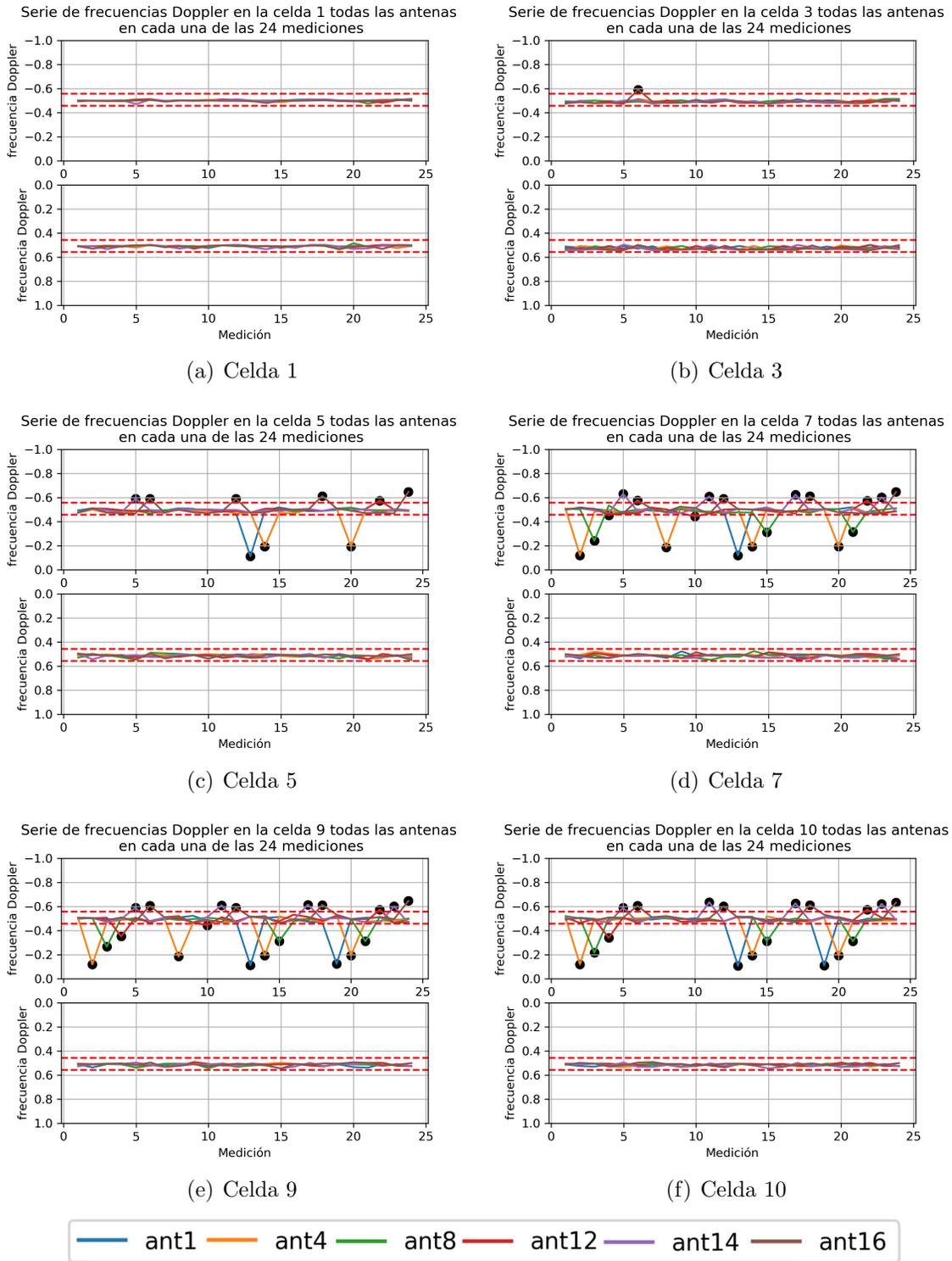


Figura 5-7: Serie de 24 muestras de las $-f_{peak}$ (cuadro superior) y de las $+f_{peak}$ (cuadro inferior), de la celdas {1,3,5,7,9,10} de las antenas {1,4,8,12,14,16}.

Dichos valores luego de su aparición en la mayoría de los casos, continúan fuera del intervalo en las celdas posteriores, tal y como se puede visualizar en las celdas 7, 9 y 10 (Figura 5-7(d), 5-7(e) y 5-7(f) respectivamente). Éstas últimas celdas cuentan con una cantidad de puntos fuera de la región ha de ser bastante cercana debido a que lo ya mencionado.

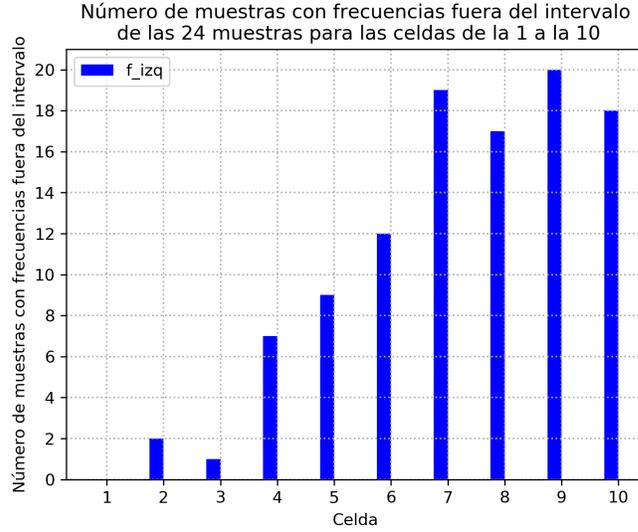
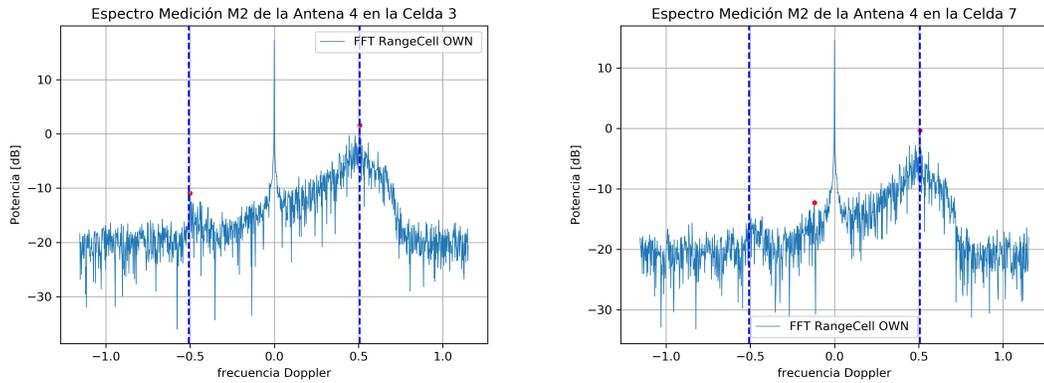


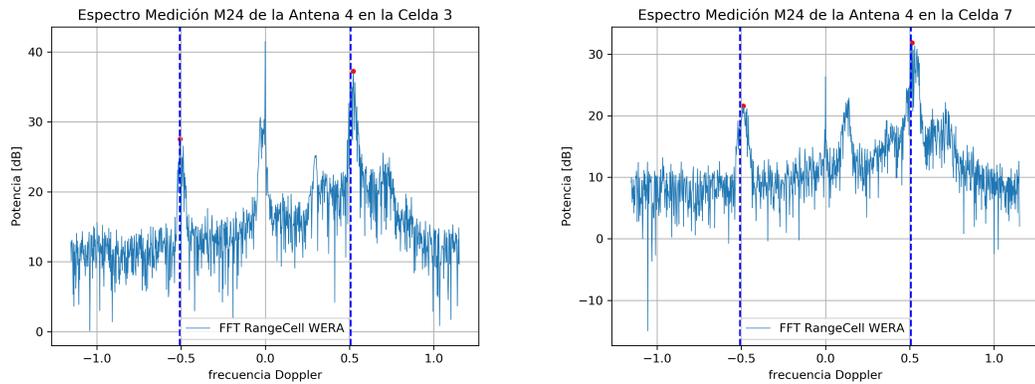
Figura 5-8: Cantidad de valores por fuera de la región delimitada $\pm 0,05Hz$ (líneas horizontales rojas) para las primeras 10 celdas. Las $+f_{peak}$ (f_{der}) en las celdas analizadas, permanecen dentro del intervalo $\pm 0,05Hz$.

Para las 10 primeras celdas, las frecuencias a la derecha presentan en el *Doppler Spectrum* los $+f_{peak}$ dentro de la región delimitada por el intervalo propuesto en la sección 5.1. El compilado de las f_{peak} fuera del intervalo $\pm 0,05Hz$ respecto a la f_{bragg} de las primeras 10 celdas en las 16 antenas del radar WERA (antenas conectadas o no al LimeSDR-USB), se puede visualizar en la Figura 5-8. Como se evidencia en esta Figura, la ausencia de etapas de amplificación analógica en la prueba de concepto (sección 4.2.2), lleva a un incremento de las $-f_{peak}$ fuera del intervalo $\pm 0,05Hz$ superiores al 40 % de las mediciones a partir de la celda 6.

Con el objetivo de dar mayor claridad al análisis expuesto, se presentan los espectros para una de las antenas con los valores de frecuencias más alejados a los $\pm f_{peak}$ esperados. Particularmente la antena 4 desde la celda número 5 presenta en las $-f_{peak}$ más alejados de las mediciones realizadas. En la Figura 5-9(a), se muestra cómo la antena 4 en la celda 3 y en las $-f_{peak}$ aún logra detectar energía del primer orden. Por otro lado, en la Figura 5-9(b) el primer orden $-f_{peak}$ se encuentra muy cercano al piso de ruido del espectro, escenario que perjudica la detección de picos de las $-f_{peak}$ desde la celda 5 y las posteriores, debido a que se espera una disminución de las intensidades de en los espectros debido a las pérdidas por propagación. Finalmente se exponen las Figuras 5-9(c) y 5-9(d), en donde se visualizan los espectros de la antena 4 en las celdas 3 y 7 cuando la antena de interés se encontraba



(a) *Doppler Spectrum* - (LimeSDR-USB) C3 - Ant4 (b) *Doppler Spectrum* - (LimeSDR-USB) C7 - Ant4



(c) *Doppler Spectrum* - (WERA) C3 - Ant4 (d) *Doppler Spectrum* - (WERA) C7 - Ant4

Figura 5-9: *Doppler Spectrum* de las celdas 3 y 7 en las mediciones M2(LimeSDR) y M24(WERA) de la antena 4. Los puntos rojos en la figuras indican la detección de los $\pm f_{peak}$. Las líneas azules corresponden a las f_{Bragg} .

conectada al radar WERA, mostrando con ello cómo las diferencias en amplitud que genera el *Front-end* del WERA, mejora considerablemente los rangos de medición al amplificar la señal en RF previo al proceso de conversión A/D.

6 Conclusiones y Trabajo Futuro

6.1. Conclusiones

Los HFSWR son dispositivos de medición remota muy populares en el campo de la oceanografía, debido a que con éste se pueden obtener principalmente dirección y magnitud de corrientes superficiales en rangos de medición extensos. En la actualidad se ha popularizado el paradigma SDR y los dispositivos multipropósito desarrollados bajo este paradigma como alternativa flexible, capaz de emular componentes de RF mediante el procesamiento digital de señales. La integración de este paradigma en los HFSWR con aplicaciones en oceanografía es poco, razón que motivó el presente trabajo. Dentro del conjunto de configuraciones en **resolución espacial** para los HFSWR, trabajar con FMCW proporciona a las mediciones un mejor reconocimiento temporal de las componentes espectrales recibidas y facilita la medición espacial a través de ciclos completos de variación en frecuencia entre recepción y transmisión.

El dispositivo SDR seleccionado para implementar la metodología FMCW en HFSWR fue el LimeSDR-USB, debido que es de los pocos de bajo costo que cuenta con el FPRF LMS7002M, circuito integrado diseñado para operar en rangos de radio frecuencia en banda HF y cuenta con el *Synchronization Connector*, que ha de brindar escalabilidad en caso de diseñar un dispositivo de medición HFSWR basado por completo en dispositivos SDR de bajo costo.

Se desarrollaron haciendo uso del software de código abierto GNURadio 3.8 (sección 2.2.2) y del *plugin gr-osmosdr* (sección 2.2.2.1.2) dos *Script* (sección 4.2.2 - figuras 4-5) para la adquisición y preprocesamiento de cada *Chirp* de medición basados ambos en la **resolución espacial** mencionada. Ello con el objeto de sustituir y/o emular las etapas incluidas en diagrama del hardware WERA expuesto en la figura 2-6. Respecto a la motivación de uso del *plugin gr-osmosdr* frente al *gr-limesdr* se basó en el conjunto de parámetros que permite el *gr-osmosdr* en el bloque del receptor (expuestos en la sección 2.1.1.1.2) y al permitir incluir diferentes referencias de dispositivos SDR además de las LimeSDR.

El procesamiento de los *Chirp* muestreados, se basó en la metodología implementada en los WERA (Figura 2-7) y como resultado de ello, se desarrollaron un conjunto de funciones o librería LAQUINTA. Ésta en su totalidad se programó en el lenguaje de programación PYTHON y fue pensada para procesar señales en I/Q independientemente de la referencia de radar HFSWR, siempre y cuando esté configurado en su **resolución espacial** como FMCW.

Adicionalmente se realizó tanto una adaptación PYTHON de la herramienta matWERA que permite leer ficheros **RAW** y **SORT**, como el desarrollo de funciones de escritura considerando los formatos de estos ficheros. Ambas funcionalidades eran requeridas para el uso de LAQUINTA.

Desde LAQUINTA se logran obtener las series complejas posteriores al *Range Resolution FFT* y los *Doppler Spectrum* para las celdas de interés. Con todas las opciones activas en el **Acquisition Mode** del WERADesk y bajo la configuración *Cont. FM raw Acquisition*, se realizaron mediciones durante 7 días. Éstas con el objetivo de obtener diferentes formas y potencias en los *Doppler Spectrum* resultantes de las ondas de radio sensadas. De este conjunto de mediciones, se tomaron 105 mediciones, en donde en cada una de ellas, se seleccionó una antena aleatoria en recepción y de éstas se extrajeron tanto con el WERADesk como con LAQUINTA, las series complejas y sus *Doppler Spectrum* correspondientes.

Los $\pm f_{peak}$ de las 30 primeras celdas de cada medición en la antena aleatoria seleccionada resultantes del WERADesk y de LAQUINTA, se compararon mediante una métrica de distancia entre ambos y los valores resultantes se agruparon en un histograma. Éste permitió establecer un intervalo de $\pm 0,05 Hz$ como región de mediciones admisibles, puesto que se tuvo un $\approx 84\%$ de las distancias $-f_{peak}$ y un $\approx 93\%$ de las distancias $+f_{peak}$ dentro de la región mencionada. Con ello se validó lo que corresponde al procesamiento luego del proceso de adquisición y preprocesamiento, en donde se encontraron las limitantes de la LAQUINTA en celdas más profundas a la número 30.

Para la prueba de concepto, se tomaron 24 mediciones almacenadas en formato **bin** de la señal transmitida y recibida y 24 del WERA para las antenas conectadas al WERA durante la medición. Las 24 mediciones contaron con igual configuración dentro del WERADesk, pero con diferentes parámetros de adquisición en el LimeSDR-USB en lo que respecta a *BW* y frecuencia de muestreo. La variación de estos parámetros, no generó impacto alguno en las señales procesadas, debido a que para la señal en banda base en ambos casos las frecuencias de muestreo han de generar un muestreo excesivo. La adquisición mencionada se realizó en el GNURadio 3.8 de forma simultánea, de tal forma que fuera posible mantener los Δf entre el *Chirp* transmitido y el *Chirp* recibido, respetando con ello los requerimientos de la metodología de **resolución espacial** FMCW.

Posterior a ello, se realizó la lectura de los ficheros **bin** y la mezcla de éstos considerando la metodología de los radares basados en FMCW y el conocimiento que se obtuvo de la literatura sobre el *Hardware* análogo RF con el que cuentan los radares WERA. Con ello, se realizó el procesamiento ya mencionado tanto con el WERADesk como con LAQUINTA, con el objeto de analizar principalmente las series de los $\pm f_{peak}$ de las antenas $\{1,4,8,12,14,16\}$ las cuales fueron conectadas al LimeSDR en alguna de las 24 mediciones. Resultado de

ello, se encontró a partir de la región de mediciones admisibles $\pm 0,05Hz$, que además de la diferencia en amplitudes que se percibió en la validación de la metodología, la ausencia de un *Front-end RF* previo al muestreo con el dispositivo SDR tiene como consecuencia espectros bajos en energía. Esta atenuación o la falta de amplificación de la señal medida, evita percibir con energía suficiente los $\pm f_{peak}$. En las mediciones mencionadas, fueron las $-f_{peak}$ las atenuadas debido a la forma del espectro durante el día de mediciones, razón que llevó a tener un incremento desde la celda 5 de los $-f_{peak}$ fuera de la región de mediciones admisibles para las primeras 30 celdas.

6.2. Trabajo Futuro

- La metodología implementada en el presente trabajo, mostró un buen procesamiento para las celdas más cercanas, pero debido a la ausencia de un mejor ajuste en la calibración en amplitud implementada en LAQUINTA, sólo es funcional hasta la celda 30. Por ello, es necesario dedicar especial atención a la calibración de amplitud intercanal dentro de la librería desarrollada mejoraría la detección de los f_{peak} en el *Dopper Spectrum*.
- La prueba de concepto permitió visualizar además de la capacidad que tienen los dispositivos SDR de bajo costo para muestrear dicho fenómeno, que para éstos será necesario incluir un *Front-end RF* que previo al proceso de muestreo, amplifique las señales de entrada en RF, y que además, se logre trabajar con un A/D que permita niveles de potencia más altos (WERA usa 10 voltios pico pico), de tal forma que las potencias RF a las que operan los HFSWR sean más una ventaja que un problema.
- El módulo LAQUINTA ha de llegar a la segmentación de las series complejas posteriores al *FFT Ranging* (archivo **SORT**). De aquí, la posibilidad de continuar el desarrollo e implementar la metodología asociada a la **resolución azimutal** como lo es *beamforming*, lo cual ha de ser una buena alternativa de cara a obtener un módulo que permita la flexibilidad de desarrollar e implementar metodologías que mejoren las mediciones de los HFSWR.

Bibliografía

- [1] H. Roarty, T. Cook, L. Hazard, D. George, J. Harlan, S. Cosoli, L. Wyatt, E. Alvarez Fanjul, E. Terrill, M. Otero, J. Largier, S. Glenn, N. Ebuchi, B. Whitehouse, K. Bartlett, J. Mader, A. Rubio, L. Corgnati, C. Mantovani, A. Griffa, E. Reyes, P. Lorente, X. Flores-Vidal, K. J. Saavedra-Matta, P. Rogowski, S. Prukpitikul, S.-H. Lee, J.-W. Lai, C.-A. Guerin, J. Sanchez, B. Hansen, and S. Grilli, “The global high frequency radar network,” *Frontiers in Marine Science*, vol. 6, 2019. [Online]. Available: <https://www.frontiersin.org/article/10.3389/fmars.2019.00164>
- [2] X. Flores-Vidal, “Hacia la creación de una red multinstitucional de radares oceanográficos para la medición de corrientes superficiales en el Golfo de México,” *Revista de la Universidad Juárez Autónoma de Tabasco*, vol. 1, no. November, pp. 29–50, 2015.
- [3] J. Burger, “High Frequency Surface Wave Radar Demonstrator,” Ph.D. dissertation, University of Cape Town, 2018. [Online]. Available: <https://open.uct.ac.za/handle/11427/29408>
- [4] S. S, A. C, T. Zacharia, and G. R, “Real time implementation of fmcw radar for target detection using gnu radio and usrp,” in *2015 International Conference on Communications and Signal Processing (ICCSP)*, April 2015, pp. 1530–1534.
- [5] T. W. Mathumo, T. G. Swart, and R. W. Focke, “Implementation of a gnu radio and python fmcw radar toolkit,” in *2017 IEEE AFRICON*, Sep. 2017, pp. 585–590.
- [6] K. Gurgel, G. Antonischki, H. Essen, and T. Schlick, “Wellen Radar (WERA) : a new ground-wave HF radar for ocean remote sensing,” *Coastal Engineering*, vol. 37, pp. 219–234, 1999.
- [7] Lime Microsystems, “LMS7002M,” pp. 1 – 27. [Online]. Available: <https://limemicro.com/app/uploads/2017/07/LMS7002M-Data-Sheet-v3.1r00.pdf>
- [8] MYRIADRF, “Family of LimeSDR Boards.” [Online]. Available: <https://wiki.myriadrf.org/LimeSDR>
- [9] HELZEL Messtechnik, “WERA - Remote Ocean Sensing.” [Online]. Available: <http://www.helzel.com/de/6035-wera-remote-ocean-sensing>

- [10] K. W. Gurgel, H. H. Essen, and T. Schlick, “Applications of Coastal Radars for Monitoring the Coastal Zone,” in *EUROMAR Workshop’99*, 1999, p. 12.
- [11] D. Crombie, “Doppler Spectrum of Sea Echo at 13.56 Mc/s,” *Nature*, vol. 175, pp. 681–682, 1955.
- [12] D. E. Barrick, “Theory of HF and VHF propagation across the rough sea, 2, Application to HF and VHF propagation above the sea,” *Radio Science*, vol. 6, no. 5, pp. 517 – 533, 1971. [Online]. Available: <http://www.codar.com/images/about/1971Barrick{-}RoughSea.pdf>
- [13] Y. Tian, Z. Tian, J. Zhao, B. Wen, and W. Huang, “Wave Height Field Extraction from First-Order Doppler Spectra of a Dual-Frequency Wide-Beam High-Frequency Surface Wave Radar,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 58, no. 2, pp. 1017–1029, feb 2020.
- [14] Y. Tian, B. Wen, Z. Li, Y. Hou, Z. Tian, and W. Huang, “Fully digital multi-frequency compact high-frequency radar system for sea surface remote sensing,” *IET Radar, Sonar and Navigation*, vol. 13, no. 8, pp. 1359–1365, aug 2019.
- [15] Y. Tian, B. Wen, H. Zhou, C. Wang, J. Yang, and W. Huang, “Wave height estimation from first-order backscatter of a dual-frequency high frequency radar,” *Remote Sensing*, vol. 9, no. 11, nov 2017.
- [16] D. B. Trizna and R. E. Jensen, “HIGH-FREQUENCY RADAR REMOTE SENSING: THE NEW REVOLUTION IN COASTAL OCEANOGRAPHY ASSOCIATE EDITORS,” *Oceanography*, 1997.
- [17] A. Dzvonkovskaya, K.-w. Gurgel, and T. Schlick, “Possibility of Tsunami Detection Using HF Radar WERA,” Tech. Rep., 2008.
- [18] H. Ahmad, “Applications of Remote Sensing in Oceanographic Research,” *International Journal of Oceanography & Aquaculture*, vol. 3, no. 1, 2019.
- [19] J. Tintoré, G. Vizoso, B. Casas, E. Heslop, A. Pascual, A. Orfila, S. Ruiz, M. Martínez-Ledesma, M. Torner, S. Cusí, A. Diedrich, P. Balaguer, L. Gómez-Pujol, A. Álvarez-Ellacuria, S. Gómara, K. Sebastian, S. Lora, J. P. Beltrán, L. Renault, M. Juzà, D. Álvarez, D. March, B. Garau, C. Castilla, T. Cañellas, D. Roque, I. Lizarán, S. Pitarch, M. A. Carrasco, A. Lana, E. Mason, R. Escudier, D. Conti, J. M. Sayol, B. Barceló, F. Alemany, P. Reglero, E. Massuti, P. Vélez-Belchí, J. Ruiz, T. Oguz, M. Gómez, E. Álvarez, L. Ansorena, and M. Manriquez, “SOCIB: The Balearic islands coastal ocean observing and forecasting system responding to science, technology and society needs,” *Marine Technology Society Journal*, vol. 47, no. 1, pp. 101–117, 2013.

- [20] A. Dzvonkovskaya, L. Petersen, T. Helzel, and M. Kniephoff, “High-frequency ocean radar support for Tsunami Early Warning Systems,” *Geoscience Letters*, vol. 5, no. 1, 2018.
- [21] G. A. Fabrizio, *High Frequency Over-the-Horizon Radar: Fundamental Principles, Signal Processing, and Practical Applications 1st Edición*, 2019, vol. 1.
- [22] J. A. Leise, “The Analysis and Digital Signal Processing of NOAA ’ s Surface Current Mapping System,” *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 9, no. 2, pp. 106–113, 1984.
- [23] L. R. Wyatt, J. J. Green, A. Middleditch, M. D. Moorhead, J. Howarth, M. Holt, and S. Keogh, “Operational wave, current, and wind measurements with the pisces HF radar,” *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 31, no. 4, pp. 819–834, 2006.
- [24] D.-T. Dao, H. Chien, J.-W. Lai, Y.-H. Huang, and P. Flament, “Evaluation of hf radar in mapping surface wave field in taiwan strait under winter monsoon,” in *OCEANS 2019 - Marseille*, 2019, pp. 1–7.
- [25] M. R. Archer, “Instrumentation and experimentation: Role of HF radar in modern oceanographic research,” pp. 1–7, 2007.
- [26] J. Mitola, “Software radios-survey, critical evaluation and future directions,” in *NTC-92: National Telesystems Conference*. Washington, DC: IEEE, 1992, pp. 15–23.
- [27] K. El-Darymli, N. Hansen, B. Dawe, E. W. Gill, and W. Huang, “Design and implementation of a high-frequency software-defined radar for coastal ocean applications,” pp. 14–20, mar 2018.
- [28] MinAmbiente, “Plan maestro de erosión costera Colombia,” Ministerio de Ambiente y Desarrollo Sostenible de Colombia, Tech. Rep., 2017. [Online]. Available: <https://www.arcadis.com/media/3/2/1/{%}7B3218C2E2-50C7-49CB-8A38-2FF72606CB23{%}7DMasterplankusterosieColombia{-}PMEC{-}InformePrincipal{-}final{-}20171103{-}FINAL{-}ESENG-summary.pdf>
- [29] A. M. Gómez-García, G. R. Bernal, A. F. Osorio, and V. Botero, “Morphodynamics of a mesotidal rocky beach: Palmeras beach, Gorgona Island National Natural Park, Colombia,” *Journal of South American Earth Sciences*, vol. 54, pp. 196–209, 2014.
- [30] W. Navarro, J. C. Velez, A. Orfila, and S. Lonin, “A Shadowing Mitigation Approach for Sea State Parameters Estimation Using X-Band Remotely Sensing Radar Data in Coastal Areas,” *IEEE Transactions on Geosciences and Remote Sensing*, vol. PP, pp. 1–19, 2019.

- [31] L. Zambrano, “Importancia del manejo de datos oceanograficos,” *ACTA OCEANOGRÁFICA DEL PACÍFICO*, vol. 15, no. 1, pp. 217–223, 2009. [Online]. Available: <http://www.inocar.mil.ec/web/index.php/publicaciones/file/245-importancia-del-manejo-de-datos-oceanograficos>
- [32] K.-W. Gurgel, H.-H. Essen, and S. Kingsley, *HF radars: Physical limitations and recent developments*, 2000.
- [33] E. D. Shearman, “Propagation and scattering in MF/HF groundwave radar,” *IEE Proceedings F: Communications Radar and Signal Processing*, vol. 130, no. 7, pp. 579–590, 1983.
- [34] K. W. Gurgel and G. Antonischki, “REMOTE SENSING OF SURFACE CURRENTS AND WAVES BY THE HF,” 1997, pp. 21–217.
- [35] W. Wiesbeck, *Lecture Script Radar Systems Engineering*, 2009. [Online]. Available: www.ihe.kit.edu
- [36] L. R. Wyatt and L. J. Ledgard, “OSCR Wave Measurements-Some Preliminary Results,” *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 21, no. 1, pp. 64–76, 1996.
- [37] N. R. Inc, “Gnorthern radar inc,” 2022. [Online]. Available: <http://www.northernradar.net/>
- [38] M. L. Heron and A. Prytz, “Water quality in a major port monitored by HF ocean surface radar,” *OCEANS '95. MTS/IEEE. Challenges of Our Changing Global Environment. Conference Proceedings.*, vol. 3, pp. 1533–1538 vol.3, 1995. [Online]. Available: papers2://publication/uuid/4D934638-B076-443A-9987-E3BD17C790EA
- [39] S. Yan, S. Wu, Z. Yang, and Z. Shi, “A waveform generate unit suitable for software defined HFSWR,” in *Proceedings. 2005 International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2005.* Wuhan, China: IEEE, 2005, pp. 495–498.
- [40] A. F. Selva, A. L. Reis, K. G. Lenzi, L. G. Meloni, and S. E. Barbin, “Introduction to the software-defined radio approach,” in *IEEE Latin America Transactions*, vol. 10, no. 1, jan 2012, pp. 1156–1161.
- [41] F. Rivet, Y. Deval, J. B. Begueret, D. Dallet, P. Catheliny, and D. Beloty, “From software-defined to software radio: Analog signal processor features,” in *RWS 2009 IEEE Radio and Wireless Symposium, Proceedings*, 2009, pp. 348–351.
- [42] A. C. Tribble, “The Software Defined Radio: Fact and Fiction,” Tech. Rep., 2008.

-
- [43] National Instruments Corporation, “USRP Software Defined Radios,” p. 11, 2020. [Online]. Available: <https://www.ni.com/es-co/shop/select/usrp-software-defined-radio-device>
- [44] D. Stolnikov, “OsmoSDR (gr-osmosdr),” 1 2021. [Online]. Available: <https://github.com/osmocom/gr-osmosdr>
- [45] S. Yang, H. Ke, X. Wu, J. Tian, and J. Hou, “HF radar ocean current algorithm based on MUSIC and the validation experiments,” *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 30, no. 3, pp. 601–618, 2005.
- [46] Y. Lee, S. Park, C. J. Cho, B. Ku, S. Lee, and H. Ko, “Man-made radio frequency interference suppression for compact HF surface wave radar,” *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 15, no. 9, pp. 1317–1321, 2018.
- [47] L. Zhang, W. You, Q. M. Wu, S. Qi, and Y. Ji, “Deep learning-based automatic clutter/Interference detection for HFSWR,” *Remote Sensing*, vol. 10, no. 10, 2018.
- [48] D. Voulgaris, George; Cahl, “matWERA: A MATLAB package for reading binary data files recorded by a Wellen-Radar (WERA) HF Radar. (V.1.0.1),” 1 2020. [Online]. Available: <https://zenodo.org/record/3603518>, <http://dx.doi.org/10.5281/zenodo.3603518>
- [49] *Coaxial Bi-Directional Coupler ZFBDC20-61HP+*, Mini-Circuits, 4 2013, rEV. C. [Online]. Available: <https://www.minicircuits.com/pdfs/ZFBDC20-61HP+.pdf>
- [50] GNURadio, “GNURadio The free & Open SoftwareRadio Ecosystem,” 2020. [Online]. Available: <https://www.gnuradio.org/>
- [51] Z. Qizhao and W. Yaqi, “FMCW radar implemented with GNU Radio Companion,” Ph.D. dissertation, Linnaeus University, 2016. [Online]. Available: <http://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:933202/FULLTEXT01.pdf>