



Centro Universitario de la Defensa en la Escuela Naval Militar

TRABAJO FIN DE GRADO

*Demostrador para la detección de blancos marítimos mediante
técnicas de radar pasivo*

Grado en Ingeniería Mecánica

ALUMNO: Miguel Ángel Pardo García

DIRECTOR: José María Núñez Ortuño

CURSO ACADÉMICO: 2020-2021

Universida_{de}Vigo



Centro Universitario de la Defensa en la Escuela Naval Militar

TRABAJO FIN DE GRADO

*Demostrador para la detección de blancos marítimos mediante
técnicas de radar pasivo*

Grado en Ingeniería Mecánica
Intensificación en Tecnología Naval
Cuerpo General

UniversidadeVigo

RESUMEN

El radar pasivo es una tecnología que se empezó a desarrollar a partir de 1935, cayendo en desuso hasta finales del siglo XX. Desde hace unos años se ha convertido en una tecnología en pleno auge, capaz de competir con otros sistemas radar a un coste muy inferior y con prestaciones similares.

El funcionamiento básico de estos sistemas radica en el uso de transmisores de oportunidad (IO) ajenos al propio sistema radar, que permiten la detección de blancos sin que el sistema sea detectado. Esto da lugar a que sea un sistema muy interesante para el ámbito militar convirtiéndolo en una tecnología “*stealth*” muy atractiva.

El objetivo de este trabajo es implementar un sistema de radar pasivo para experimentación, usando como IO las antenas de televisión digital terrestre distribuidas en el entorno de la Ría de Pontevedra. El sistema desarrollado emplea elementos COTS (*Commercial Off The Shelf*) dando lugar a un sistema de bajo coste. El software de procesado desarrollado permite la detección de blancos con estimación de su distancia y su velocidad, y ha sido programado en MATLAB. Además, se han implementado otras herramientas auxiliares, como un generador de señal sintética que permite simular el comportamiento de varios blancos, y otra, que facilita el análisis de los escenarios radar.

PALABRAS CLAVE

Radar pasivo, Distancia biestática, Iluminador de Oportunidad (IO), Doppler, Celdas.

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar quiero agradecer a mi familia: mi padre Miguel Ángel Pardo Chavarría, mi madre M^a Piedad García García y mis hermanas Carmen y Cristina Pardo García, que siempre han estado ahí apoyándome en todas mis decisiones, fuesen las adecuadas o no. Sin ellos este largo camino de formación en la Escuela Naval Militar hubiese sido más duro y casi imposible, es por ello que se merecen aparecer en estos agradecimientos.

También cabe destacar a mis compañeros de viaje, mis fieles acompañantes en diversas batallas, los que han estado ahí en las buenas y en las no tan buenas ocasiones durante estos largos cinco años en esta nuestra Escuela Naval. Se han convertido en mi otra familia, en un apoyo fundamental que sé que siempre estarán ahí en el futuro para lo que sea, por esto y más se merecen aparecer en esta cita de agradecimientos: AF Mateo Arcas, AF Sánchez Vázquez, AF Lázaro Benavides, AF Fernández Fernández, AA Velasco Marcos, AF Pachón de la Torre, AF Santos García, AF Gómez Lagartera y Tte Gallardo Ruiz.

Me gustaría agradecerle todo el trabajo, tiempo y dedicación al desarrollo de este TFG por parte de mi tutor, D. José María Núñez Ortuño y también darle las gracias por la oportunidad que me ha brindado al poder llevar a cabo este sistema de radar pasivo, transmitiéndome todos sus conocimientos y entusiasmo por esta tecnología emergente y novedosa.

LISTA DE ACRÓNIMOS

ATSC	Advanced Television System Committee.
CAF	Complex Ambiguity Function.
CCF	Cross Correlated Function.
CFAR	Constant False Alarm Rate.
CNIT	Consorcio Italiano de Telecomunicaciones.
COTS	Commercial Off The Self.
CPI	Coherent Processing Interval.
CRT	Cathode-Ray Tube.
CUD	Centro Universitario de la Defensa.
DAB	Digital Audio Broadcast.
DFT	Discrete Fourier Transform.
DTMB	Digital Terrestrial Multimedia Broadcasting.
DVB-T	Digital Video Broadcast- Terrestrial.
ECA	Extensive Cancellation Algorithm.
ECA-B	Extensive Cancellation Algorithm – Batched.
ECA-S	Extensive Cancellation Algorithm – Sliding Window.
FDMA	Frequency Division Modulated Access.
FFT	Fast Fourier Transform.
GNSS	Global Navigation Satellite System.
GSM	Global System for Mobile Communications.
IAI	Israel Aerospace Industries.
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform.
IO	Illuminator of Opportunity.
ISDB	Integrated Services Digital Broadcasting.
LMS	Least Mean Square.
NMLS	Normalized Least Mean Square.
NTSC	National Television System Committee.
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing.
OTAN	Organización del Tratado del Atlántico Norte.
PAL	Phase Alternating Line.
PPI	Plan Position Indicator.
PRF	Pulse Repetition Frequency.
PRI	Pulse Repetition Interval.
QAM	Quadrature Amplitude Modulation.
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying.

RF	Radio Frequency.
RLS	Recursive Least Squares.
SAW	Surface Acoustic Wave.
SCA	Sequential Cancellation Algorithm.
SDR	Software Defined Radio.
SECAM	Sequential Color-with-Memory.
SNR	Signal-to-Noise Ratio.
UAV	Unmanned Aerial Vehicle.
UHF	Ultra-High Frequency.
VHF	Very High Frequency.

CONTENIDO

Contenido	1
Índice de Figuras	4
Índice de Tablas.....	6
1 Introducción y objetivos.....	7
1.1 Contextualización.....	7
1.2 Objetivos.	8
1.3 Motivación.	8
1.4 Estructura.	9
2 Estado del arte	10
2.1 Orígenes del radar pasivo.....	10
2.2 Ventajas del radar pasivo frente al radar activo.	12
2.3 Inconvenientes del radar pasivo	13
2.4 Clasificación de los sistemas radar.	13
2.5 Sistemas modernos de radar pasivo.	13
3 Fundamentos	17
3.1 Los sistemas radar.	17
3.1.1 Forma de operar de un radar.	18
3.1.2 Detección de blancos.	20
3.1.3 Alcance radar.	20
3.2 Radar biestático.....	21
3.2.1 Geometría.	22
3.2.2 Distancia biestática.	23
3.2.3 Relación señal a ruido (SNR).	24
3.3 Radar pasivo biestático.	25
3.3.1 El alcance radar y la resolución de estos sistemas.....	27
3.3.2 La correlación cruzada Doppler.....	29
3.3.3 Tipos de fuentes transmisoras (IOs).	29
3.3.3.1 Radio FM comercial.	29
3.3.3.2 DAB.....	30
3.3.3.3 Señal de televisión analógica.....	31
3.3.3.4 Televisión digital.	31
3.3.3.5 Estaciones de telefonía móvil.....	33
4 Procesado de señal.....	34

4.1 Correlación Cruzada.	34
4.2 Correlación FFT.	36
4.3 La Función Directa de la Transformada de Fourier (Direct FFT).	37
4.4 Algoritmo de Batches.	38
4.5 Eliminación de clutter.	41
4.6 Reconstrucción y comparación de la señal directa.	42
4.6.1 Reconstrucción de la señal directa.	42
4.6.2 Comparación con la señal directa.	42
4.7 Función de ambigüedad.	43
5 Solución propuesta	44
5.1 Hardware.	44
5.1.1 Antena de TV TELEVES Ellipse UHF	44
5.1.2 HackRF One.	46
5.1.3 Cables y adaptadores.	49
5.2 Software.	50
5.2.1 Lubuntu.	51
5.2.2 GNU Radio	52
5.2.3 MATLAB.	52
6 Pruebas	54
6.1 Escenario General.	54
6.2 Pruebas unitarias.	55
6.3 Campaña de pruebas	56
6.3.1 Pesca Azul.	56
6.3.2 Mercante Manuela.	57
6.3.3 Aduanas.	59
6.3.4 Irmans	61
6.3.5 Intermares.	62
6.3.6 Peregrina.	64
6.4 Análisis de los resultados.	65
7 Conclusiones	68
8 Líneas futuras	70
9 Bibliografía.....	71
Anexo I: Simulador GNU Radio.	74
Anexo II: Programa Principal.....	75
Anexo III: Programa Scenario.....	79

Anexo IV: PINOUT del puerto 28 del HackRF One.	81
---	----

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1-1 Esquema básico del Radar Pasivo Biestático [1].....	8
Figura 2-1 Esquema del experimento de Robert Watson [2]	10
Figura 2-2 Antena de Klein Heidelberg [2].....	11
Figura 2-3 Radar pasivo de Lockheed-Martin [2].....	12
Figura 2-4 Radar pasivo de la empresa HENSOLDT [3].....	13
Figura 2-5 Homeland Alerter 100 [4]	14
Figura 2-6 Ground Alerter 10 [5]	14
Figura 2-7 Radar pasivo de Indra [6]	15
Figura 2-8 Radar pasivo de IAI [7]	15
Figura 2-9 Radar Aulos de Leonardo [8]	16
Figura 3-1 Diversidad de <i>clutter</i> [1].....	18
Figura 3-2 Diagrama de bloques básico de un radar [10]	18
Figura 3-3 Parámetros radar de un blanco [10]	19
Figura 3-4 Representación PRI [10].....	20
Figura 3-5 Umbral de detección [10]	21
Figura 3-6 Geometría radar biestático [11]	22
Figura 3-7 Resolución de la distancia biestática [11].....	24
Figura 3-8 Óvalos de Cassini describiendo SNR para un transmisor y receptor [11].....	25
Figura 3-9 Esquema de diferentes transmisores y como forman los elipsoides [3]	26
Figura 3-10 Procesado de señal básico de un radar pasivo [2].....	26
Figura 3-11 Geometría resolución del radar pasivo biestático [12]	28
Figura 3-12 Geometría radar pasivo biestático [12].....	28
Figura 3-13 Localización de antenas FM en Europa [13]	30
Figura 3-14 Banda de FM [13].....	30
Figura 3-15 Mapa del mundo de sistemas de codificación analógica [13]	31
Figura 3-16 Distribución mundial de la TV digital [13]	32
Figura 3-17 Función de ambigüedad de la señal de TV digital [13].....	33
Figura 4-1 Gráfico Range- Doppler [14].....	35
Figura 4-2 CPI [16]	36
Figura 4-3 Correlación FFT vs Direct FFT [14]	38
Figura 4-4 Segmentación en batches de una señal [14]	39
Figura 4-5 Aproximación en fase del algoritmo de Batches [15]	40
Figura 4-6 Gráficas de procesado de señal según el algoritmo de Batches [14].....	41
Figura 4-7 Símbolos 64 QAM antes y después de la decodificación [14]	42

Figura 4-8 Función de ambigüedad DVB-T de antena transmisora del monte Tomba, Poio, Pontevedra.....	43
Figura 5-1 Antena TELEVES con soporte en las inmediaciones del edificio de investigación del CUD	45
Figura 5-2 Señal recibida en la antena de referencia.....	45
Figura 5-3 Señal amplificada recibida en la antena de vigilancia	46
Figura 5-4 Ambos HackRF One instalados.....	47
Figura 5-5 Montaje Clock in y Clock out.....	48
Figura 5-6 Conexiones de pines de los puertos 28 de ambos HackRF One.....	48
Figura 5-7 Cable de 5m con conectores N-M y SMA-M.....	49
Figura 5-8 Conector N-H a N-H.....	49
Figura 5-9 Adaptador 50/75 con una entrada N-M y salida F.....	50
Figura 5-10 Atenuador Pi [27]	50
Figura 5-11 Montaje de todos los conectores desde la antena al HackRF One	50
Figura 6-1 Escenario real durante una medida del mercante Manuela	55
Figura 6-2 Blancos producidos en el simulador GNU	56
Figura 6-3 Resultados de procesar el fichero de pesca azul.....	57
Figura 6-4 CPI del fichero pesca azul	57
Figura 6-5 Resultados de procesar el fichero Manuela	58
Figura 6-6 CPI del fichero Manuela.....	58
Figura 6-7 Foto real del momento de la medición	59
Figura 6-8 Lancha Aduanas ENM.....	59
Figura 6-9 Resultados de procesar el fichero aduanas	60
Figura 6-10 CPI de aduanas	60
Figura 6-11 Buque Irmans [33]	61
Figura 6-12 Resultados de procesar el fichero Irmans	61
Figura 6-13 CPI de Irmans	62
Figura 6-14 Intermares en el momento de la medición.....	62
Figura 6-15 Resultados de procesar el fichero Intermares	63
Figura 6-16 CPI del Intermares	63
Figura 6-17 Foto del momento exacto de la medida del Peregrina y los veleros.....	64
Figura 6-18 Resultados de procesar el fichero Peregrina.....	65
Figura 6-19 CPI del fichero Peregrina.....	65
Figura 6-20 Predicción de la velocidad según el Doppler obtenido [34].....	67

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 3-1 Características principales de FM Radio [9].....	29
Tabla 3-2 Características principales de DAB [9].....	30
Tabla 3-3 Características de la señal de televisión analógica [9]	31
Tabla 3-4 Características principales de la TV digital [9].....	32
Tabla 3-5 Características principales de GSM [9]	33
Tabla 4-1 Relación longitud de <i>batches</i> con tiempo de procesado [10].....	40

1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

1.1 Contextualización.

Los avances tecnológicos y las constantes amenazas han hecho del radar pasivo un sistema altamente atractivo en nuestros días, no solo permite detectar contactos sin levantar sospechas sino que además lleva aparejado una serie de ventajas que veremos más adelante (apartado 2.2).

Además estas amenazas no tienen porqué ser únicamente la detección de posibles contactos hostiles, sino que también se utilizan para distribuir el tráfico, tanto aéreo como marítimo, control meteorológico y de infraestructuras.

El sistema adquiere cierta simplicidad a la hora de su adquisición y montaje, gracias a la ausencia de un transmisor propio, lo que hace también que sea más económico que un radar convencional. Este tipo de radar emplea transmisores de terceros, denominados iluminadores de oportunidad (IOs), que se explicarán en el apartado 3.3.3.

Por estas razones se ha optado por intentar desarrollar este tipo de sistema en la Escuela Naval Militar, empleando como transmisores los de la televisión digital (DVB-T), que se encuentran emplazados a lo largo de la Ría de Pontevedra, con el objeto de detectar el tráfico marítimo de la ría. Se ha elegido este tipo de IO pues son numerosos los transmisores presentes en las inmediaciones de la ENM que además presentan una potencia relativamente alta.

La estructura general de los radares pasivos está constituido por una etapa de adquisición y otra de procesado. La etapa de adquisición obtiene la señal directa del transmisor de oportunidad y la señal procedente del eco de los blancos, muestreándola convenientemente. Por otro lado, la etapa de procesado se corresponde con el software del sistema, es donde se realiza el análisis de la señal para extraer los contactos, en particular su posición y velocidad.

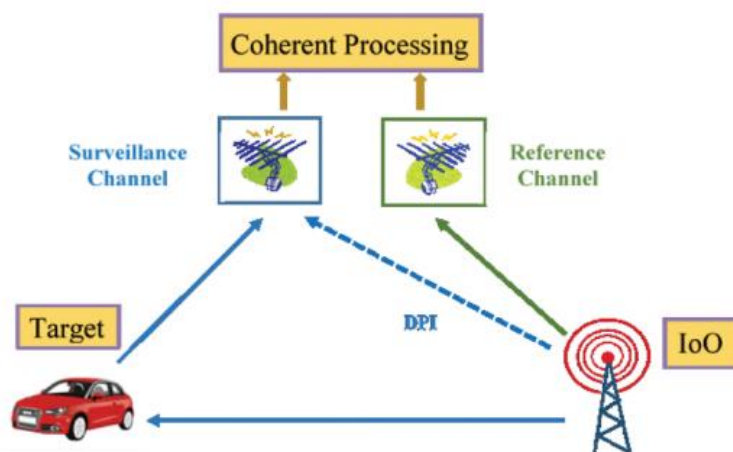


Figura 1-1 Esquema básico del Radar Pasivo Biestático [1]

En la Figura 1-1 se puede observar la distribución general de un radar pasivo biestático. La denominación de biestático se debe a la localización separada del transmisor (IO) y del receptor. Como no disponemos de control sobre la antena transmisora es necesario tener dos canales de recepción: el de referencia (*Reference Channel*) y el de vigilancia (*Surveillance Channel*). El hardware está compuesto por las antenas de vigilancia y referencia, junto con las tarjetas de captura de señal, mientras que el software está representado por el procesador coherente.

1.2 Objetivos.

Uno de los objetivos principales de este trabajo es desarrollar un sistema de radar pasivo capaz de detectar blancos marítimos en la Ría de Pontevedra con la mejor resolución posible. Para ello se pondrán las antenas receptoras en las inmediaciones del edificio de investigación del CUD, una apuntando al IO que se escoja y la otra apuntando hacia la boca de la Ría de Pontevedra. Además se empleará el entorno de MATLAB para realizar las operaciones necesarias de procesado. El segundo objetivo que se busca, es conseguir montar este sistema con equipos de bajo coste, demostrando así que no se requiere de mucho presupuesto para implementar un radar pasivo. Una vez conseguidos los objetivos principales se buscaría mejorar la resolución del sistema y su rendimiento.

Este proyecto presenta una gran oportunidad para aplicar los conocimientos aprendidos a lo largo de la carrera universitaria, en particular el conocimiento adquirido en las asignaturas de Radiocomunicaciones y Sensores Navales. Asimismo, este trabajo permite aprender nuevos conceptos como el funcionamiento de radares pasivos y la posibilidad de montar uno y desarrollarlo, esto es llevar a la práctica el proceso para desarrollar un sistema radar, montarlo y ver sus componentes.

1.3 Motivación.

La motivación de este TFG se debe a la idea de poder afianzar conocimientos de las asignaturas de Sensores Navales y Radiocomunicaciones, impartidas en el último curso del grado universitario. Para ello se ha decidido estudiar el radar pasivo biestático, ampliando de esta forma los conocimientos sobre diferentes tipos de radares y su funcionamiento.

También se aplican conocimientos sobre antenas de comunicaciones, su funcionamiento y los métodos de transmisión, junto a sus frecuencias. De esta forma se trabaja con los conocimientos adquiridos en la asignatura de Radiocomunicaciones.

Por otro lado, está el reto que supone montar este sistema y comprobar su funcionamiento con blancos marítimos. Se han realizado muchos sistemas de este tipo para controlar blancos aéreos, pero no así en el ámbito naval, por lo que es una ocasión perfecta para aunar teoría y práctica en un entorno privilegiado como es la ría gallega.

Por último, el hecho de que se trate de un sistema del tipo “*stealth*”, esto es, que el contacto que estamos siguiendo con el equipo no es capaz de detectarnos, ha sido detonante también para la elección de este tema, pues se trata de una propiedad muy interesante, sobre todo para Defensa y la Armada ya que permite obtener información de cantidad de contactos sin ser detectados. De esta manera se logra un trabajo multidisciplinar.

1.4 Estructura.

El presente documento se inicia con una breve contextualización del trabajo, explicando las razones por las que se ha decidido llevar a cabo este Trabajo de Fin de Grado. En esta contextualización se explica el lugar de emplazamiento del sistema en la Escuela Naval Militar y el tipo de IO que se ha escogido.

La estructura que seguirá este documento será la siguiente:

- **Capítulo 1. Introducción y objetivos.** Este capítulo está destinado a contextualizar al lector en el tema del trabajo y a exponer los objetivos que se quieren alcanzar.
- **Capítulo 2. Estado del arte.** El capítulo comienza con una descripción de los orígenes del radar pasivo. Posteriormente se detallan las ventajas de este sistema, pero también sus inconvenientes, así como la clasificación de los sistemas radar. Por último, se incorporan varios ejemplos del radar pasivo existentes en la actualidad.
- **Capítulo 3. Fundamentos.** Aquí se explican los conocimientos básicos de los sistemas radar, los biestáticos y los pasivos biestáticos. De esta forma se facilita la comprensión de los posteriores capítulos.
- **Capítulo 4. Procesado de señal.** Se trata de uno de los capítulos más complejos del proyecto, por la complejidad que presenta explicar la correlación cruzada y su resolución con la Transformada de Fourier, además del desplazamiento Doppler de este sistema y todo lo que ello conlleva.
- **Capítulo 5. Solución propuesta.** Este capítulo se divide en dos apartados principales, uno de hardware donde se explican todos los equipos, piezas y conectores usados para el montaje del sistema. Y otro de software que explica todos los programas usados para procesar la señal del radar pasivo, y se detalla el código de MATLAB utilizado y como se ha diseñado.
- **Capítulo 6. Pruebas.** El objetivo de este capítulo es exponer las pruebas más reseñables que se han realizado con el sistema, juntos con fotos de los resultados obtenidos al pasar los ficheros por el código.
- **Capítulo 7. Conclusiones.** Este capítulo está destinado a analizar las pruebas del capítulo anterior y obtener una serie de conclusiones del sistema.
- **Capítulo 8. Líneas futuras.** Se trata del último capítulo, y está destinado a comentar posibles mejoras a implementar en futuros trabajos que desarrollen este sistema.

2 ESTADO DEL ARTE

2.1 Orígenes del radar pasivo.

El origen del radar pasivo se remonta a 1935 cuando D. Robert Watson-Watt llevó a cabo un experimento biestático. Para ello usó la iluminación de una onda corta, de unos 49 metros de longitud de onda, del transmisor de la BBC para detectar un bombardero a una distancia de 8 kilómetros. Se trataba de un bombardero tipo Heyford, un modelo bastante lento y que proporcionaba una gran sección radar para realizar el experimento. Este experimento se llevó a cabo en el campo, a las afueras de la ciudad de Weedon. La Figura 2-1 muestra un esquema del experimento.

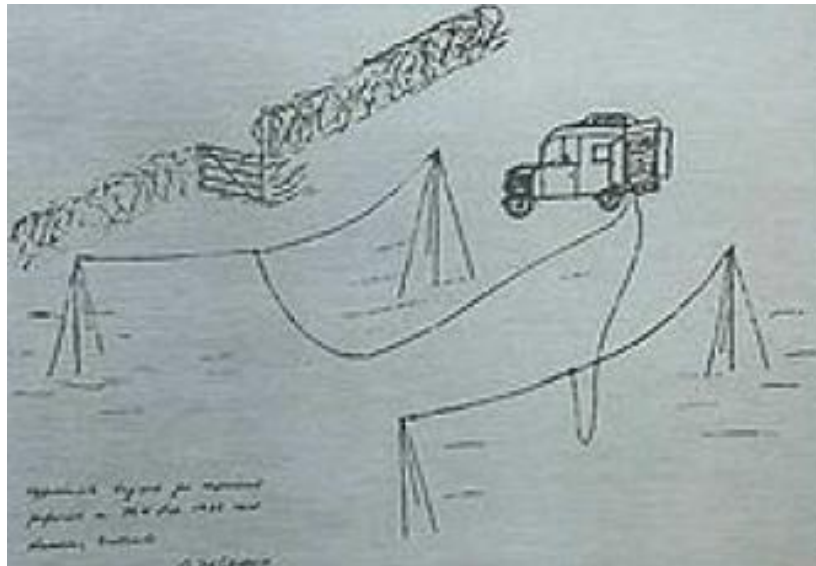


Figura 2-1 Esquema del experimento de Robert Watson [2]

El avión pasó cruzando la línea de visión entre el experimento, en Weedon, y el transmisor de la BBC. El piloto realizó varias pasadas a diferentes alturas, lo que permitió que se encendiese el equipo y la señal del transmisor que se estaba recibiendo, y mostrada en el osciloscopio, empezase a fluctuar indicando el reflejo de la señal radio sobre el Heyford. De esta manera fueron capaces de seguir el blanco durante unos 10 kilómetros aproximadamente.

Más adelante se instalaron una serie de radares activos a lo largo de la costa sur y este de Inglaterra, por lo que parecía que el éxito del experimento del radar pasivo había quedado en el olvido. Sin embargo, los alemanes instalaron radares pasivos, creados por el alemán Klein Heidelberg, a lo largo de la costa

del Canal de la Mancha aprovechando la ventaja de detectar sin ser detectado. En la Figura 2-2 se aprecia una antena del sistema que se implementó.

En 1943, en plena II Guerra Mundial, estos radares pasivos aprovecharon las emisiones de los radares activos que habían instalados los ingleses, para así detectar los aviones que salían de Gran Bretaña. Estos radares además de detectar los blancos enemigos, eran capaces de soportar las perturbaciones enemigas, convirtiéndose así en los primeros radares pasivos operativos.

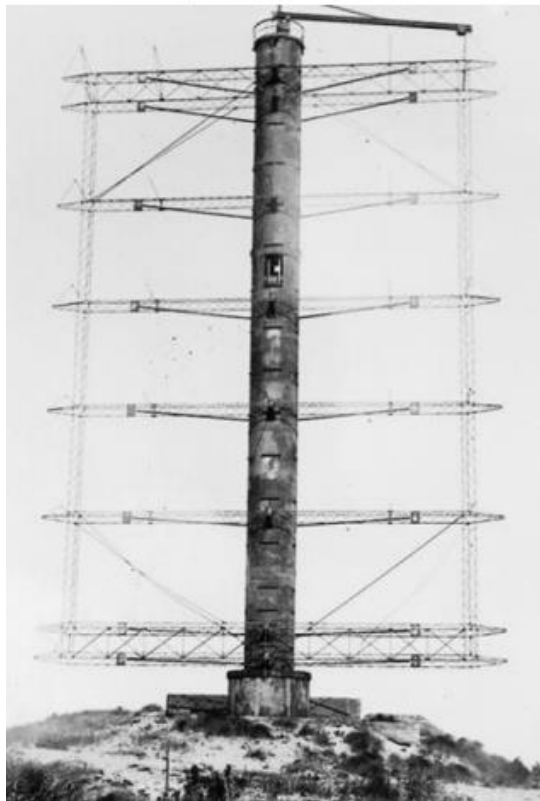


Figura 2-2 Antena de Klein Heidelberg [2]

Con la llegada del duplexor en 1936, que permitió un rápido desarrollo del radar monoestático, el interés en los radares pasivos se perdió, a excepción del mencionado anteriormente. No fue hasta 1980 cuando varios países europeos se volvieron a interesar por los radares pasivos, este nuevo interés se explica por la necesidad de detectar contactos con una baja probabilidad de ser detectados y evitar la perturbación. Para lograrlo se llevó a cabo un tipo de radar que consistía en el seguimiento del pulso transmitido por parte del receptor pasivo, este pulso que provenía de un radar activo. Fue un modelo muy ambiguo ya que requería receptores que girasen a una velocidad muy rápida, para poder seguir el pulso transmitido.

En 1990 un grupo de la OTAN realizó un estudio sobre los radares pasivos y descubrieron que podían usar las señales de otros radares o sistemas de radio, como transmisores y potenciales fuentes para el radar pasivo. Gracias a que estos radares trabajan en VHF y UHF se conseguía contrarrestar las nuevas tecnologías para reducir la RCS (*Radar Cross Section*) de los blancos, que los hacía difíciles de detectar ante los radares activos.

A partir de entonces se empezaron a realizar varios experimentos, hasta que la empresa francesa Thales obtuvo la patente para su radar pasivo. Este nuevo sistema utilizaba como transmisor las antenas de televisión.

En 2001 se comercializó el primer radar pasivo que, usaba como transmisor las antenas de FM radio. El sistema fue desarrollado por la empresa Lockheed-Martin, y se refirieron a este sistema como el centinela silencioso, en la Figura 2-3 se muestra su diseño. En el apartado 2.5 de este capítulo se hablará más de este primer sistema.



Figura 2-3 Radar pasivo de Lockheed-Martin [2]

Desde entonces se ha fomentado más el desarrollo del radar pasivo por sus numerosas ventajas, especialmente en el ámbito del control aéreo y militar.

2.2 Ventajas del radar pasivo frente al radar activo.

El radar pasivo presenta una serie de ventajas frente al radar activo que se detallan a continuación:

1. Se trata de un sistema muy difícil de perturbar ya que al no emitir ninguna onda, ésta no puede ser perturbada.
2. Es un sistema que resulta relativamente económico en su montaje ya que sus componentes no tiene un coste elevado y son de fácil acceso en el mercado.
3. El radar pasivo cuenta con numerosas fuentes transmisoras de las que puede beneficiarse.
4. En la actualidad, el radar pasivo se ha convertido en un equipamiento relativamente móvil ya que simplemente hay que desplegar una antena. De hecho, hay empresas que con una simple furgoneta son capaces de montar este sistema en cualquier parte del mundo (ver Figura 2-4 a continuación).
5. Por último, se trata de un sistema muy difícil de localizar, aspecto determinante en el ámbito de defensa, pues permite obtener información sin ser detectados.



Figura 2-4 Radar pasivo de la empresa HENSOLDT [3]

En base a estas ventajas se está estudiando la posibilidad de cambiar los radares activos por pasivos, sobre todo en el ámbito militar ya que permite desplegarlos en cualquier punto del mundo y sobre todo de forma que el adversario no sepa de su existencia.

2.3 Inconvenientes del radar pasivo

Sin perjuicio de las ventajas expuestas en el apartado anterior, el radar pasivo también presenta ciertos inconvenientes, que se detallan a continuación:

1. El mayor inconveniente de este sistema es su elevada dependencia de los IO. Dependen de la frecuencia a la que transmitan y de su estado de operatividad y mantenimiento.
2. Se requiere de la sincronización de las señales captadas por los sistemas receptores.
3. Aunque el montaje del hardware sea sencillo, el software es complejo por cuanto se requiere aproximarse a un sistema de procesado en tiempo real.
4. Hay que tener en cuenta que las ondas emitidas por los IOs no están pensadas para fines radar, por lo tanto hay que plantearse como procesarlas y sacarlas el máximo partido.
5. Finalmente al encontramos en un entorno complicado, pues estamos rodeados de señales e interferencias, se requiere de sistemas que permitan suprimir dichas interferencias y así detectar los blancos, lo que añade cierta complejidad al sistema pasivo.

2.4 Clasificación de los sistemas radar.

Los radares se pueden clasificar en diferentes tipos de categorías. El primer tipo de clasificación se basa en el número y la localización de antenas del sistema. Si solo disponen de una antena se denominan monoestáticos y, si tienen más de un receptor o transmisor y colocados en diferentes emplazamientos, se les denomina multiestáticos. Dentro de los multiestático hay un subtipo, los biestáticos que tienen el transmisor y receptor en diferentes posiciones. La mayoría de los radares son monoestáticos, esto es, se utiliza la misma antena como receptor y transmisor.

Si hablamos del tipo de emisiones del radar diferenciamos entre los activos y los pasivos. Los activos son aquellos que su antena transmisora es la que radia energía para detectar los contactos. Los pasivos solo tienen antena receptora y aprovechan la energía que radian otros equipos que hay alrededor. Estas fuentes pueden ser antenas de televisión, radio o satelital. Además, los radares pasivos son del tipo multiestático. En particular, este TFG se centrará en los pasivos biestáticos.

2.5 Sistemas modernos de radar pasivo.

En 1999 Lockheed Martin presentó su radar pasivo “*Silent Sentry 2*”. Este sistema utilizaba como transmisor las retransmisiones FM y de TV, tanto analógica como digital, lo que les proporcionó una

detección con gran precisión mientras mantenía la habilidad de seguir hasta 100 blancos a una distancia entre 220 y 280 km. Además, este sistema podía seguir aeronaves, misiles, barcos y blancos de superficie con una precisión de 250 m en la componente horizontal y 1000 m en la vertical, además de a una velocidad de 2 m/s. El sistema ya no se exhibe y todas las referencias han sido eliminadas de la página web de la empresa.

Poco después, *BAE Systems and Roke Manor Research* desarrolló un radar pasivo que explotaba la retransmisión de señal por parte de los terminales móviles, recibió el nombre de *CELLDAR*. Sin embargo, no se llegó a publicar información sobre este sistema y tampoco sobre su desarrollo.

En 2005 se presentó un radar pasivo desarrollado por la empresa *Thales Air Systems*, el *Homeland Alerter 100* (ver Figura 2-5). Este sistema cubre alturas bajas y medias, protegiendo de esta forma contactos de alto valor. Utiliza las señales FM y de TV, con un alcance de 100 km y un límite en altura de 20000 pies. Noruega adquirió en 2007 una actualización de este sistema. En 2010 el Ejército del Aire francés lo utilizó para controlar el espacio aéreo en París durante la celebración de su fiesta nacional, el 14 de julio.



Figura 2-5 Homeland Alerter 100 [4]

Thales también ha desarrollado el sistema *Ground Alerter 10* (GA 10), un radar pasivo destinado a la detección de artillería con un alcance de hasta 10 km. Su montaje se ve en la siguiente Figura 2-6.



Figura 2-6 Ground Alerter 10 [5]

En el ámbito nacional, en 2013 Indra consiguió desarrollar un sofisticado sistema de radar pasivo, que se muestra en la Figura 2-7 a continuación. La característica a destacar de este radar es su alta resolución que junto a la compleja inteligencia artificial de la que se ha dotado lo convierte en uno de los radares pasivos más avanzados a nivel internacional.



Figura 2-7 Radar pasivo de Indra [6]

La compañía *Israel Aerospace Industries* (IAI) diseñó un radar pasivo que les permitía detectar aviones que generalmente eran invisibles para otros tipos de radares (ver Figura 2-8). De este radar también destaca su facilidad para desplegarlo a lo largo de sus fronteras.



Figura 2-8 Radar pasivo de IAI [7]

De entre todas las investigaciones y trabajos que se están llevando a cabo sobre el radar pasivo, lo que más destaca es el uso de estos sistemas para el control aéreo y la gestión de su tráfico. Por ejemplo, Airbus está desarrollando una serie de radares pasivos para la aviación civil británica, además de ser económicos, no se ven afectados por interferencias de otros equipos y elimina los problemas que tienen de reflexiones engañosas. Además consiguen liberar frecuencias que se utilizarán con la llegada del 5G.

La empresa italiana Leonardo ha desarrollado un radar pasivo llamado Aulos (ver Figura 2-9). Esta empresa destaca por dedicarse a desarrollar alta tecnología de vigilancia y defensa, es por ello que el radar pasivo que han diseñado destaca por poder detectar tanto blanco aéreos como marítimos. Es un

sistema que sirve para llevar una vigilancia en general, en función de donde se instale puede llevar a cabo diferentes funciones.

Se trata de un sistema muy avanzado que se ha probado en la detección de blancos marítimos, destacando por su eficacia en costas escarpadas y con un terreno muy abrupto.



Figura 2-9 Radar Aulos de Leonardo [8]

Cabe destacar que en la actualidad hay un proyecto propuesto por GNSS (*Global Navigation Satellite System*) para realizar un radar pasivo de vigilancia marítima usando el sistema satelital Galileo. El proyecto reviste de gran atractivo por su bajo coste, su gran cobertura y su baja polución ambiental.

Tienen definidos tres objetivos por el momento, el primero es desarrollar un prototipo de radar pasivo biestático que les permita realizar las pruebas. El segundo objetivo es desarrollar el sistema, formado por el transmisor, siendo este el sistema satelital y por dos receptores. Aquí se encuentra la novedad del sistema, ya que un receptor se encontraría en una estación fija en tierra y el siguiente receptor sería una especie de UAV móvil. De esta forma se garantiza que no solo se puede vigilar las costas, sino también en alta mar. El último objetivo es realizar las pruebas pertinentes y demostrar su funcionamiento y eficacia.

Se trata de un proyecto ambicioso e interesante ya que todos los radares pasivos que se han diseñado hasta ahora siempre han estado emplazados en tierra, y en el ámbito marítimo como mucho permitían observar la costa. Esto se debe a la necesidad de poder usar como transmisor otro sistema, y la mayoría de esos IOs se encuentran instalados en tierra. Es cierto que se han utilizado satélites como IO pero nunca se han pensado para alta mar ya que si se instala un receptor móvil a la hora de tomar la distancia de referencia resulta imposible. Es por esta razón que el de GNSS ha propuesto usar dos receptores, para tener la distancia de referencia definida y posteriormente el UAV para aumentar el campo de visión del sistema.

Como se ha podido observar el radar pasivo es una tecnología prometedora y en la que están interesadas numerosas empresas y países. Además, gracias la actual electrónica de bajo coste está dando lugar al desarrollo de radares pasivos más económicos a nivel mundial, por lo que es una opción atractiva para sustituir los actuales radares activos, más caros y complejos.

3 FUNDAMENTOS

3.1 Los sistemas radar.

Resulta imprescindible saber qué quiere decir radar, este es un término derivado del acrónimo en inglés *radio detection and ranging*. A continuación se definen una serie de términos de los sistemas radar, que según los expertos resultan fundamentales.

- Radar. “Sistema electromagnético para la detección y localización de objetos que opera mediante la transmisión de señales electromagnéticas, recibiendo ecos de contactos dentro de su cobertura y extrayendo la localización y otra información del contacto.”[9]
- Blanco (*Target*). “Objeto a detectar o seguir por el radar, pero también puede ser cualquier contacto que radia energía al receptor al ser iluminado por el transmisor.”[9]
- *Clutter*. “Son ecos no deseados, normalmente procedentes del agua, tierra, lluvia u otras precipitaciones, pájaros, insectos, etc.”[9] En la Figura 3-1 se muestra una imagen con ejemplos de *clutter*.
- *Jamming*. “Es una forma de contramedida electromagnética, en la que señales de interferencia se envía en las frecuencias de recepción del radar. De esta forma se consigue perturbar al radar, causando confusión a la hora de interpretar la señal recibida.”[9]

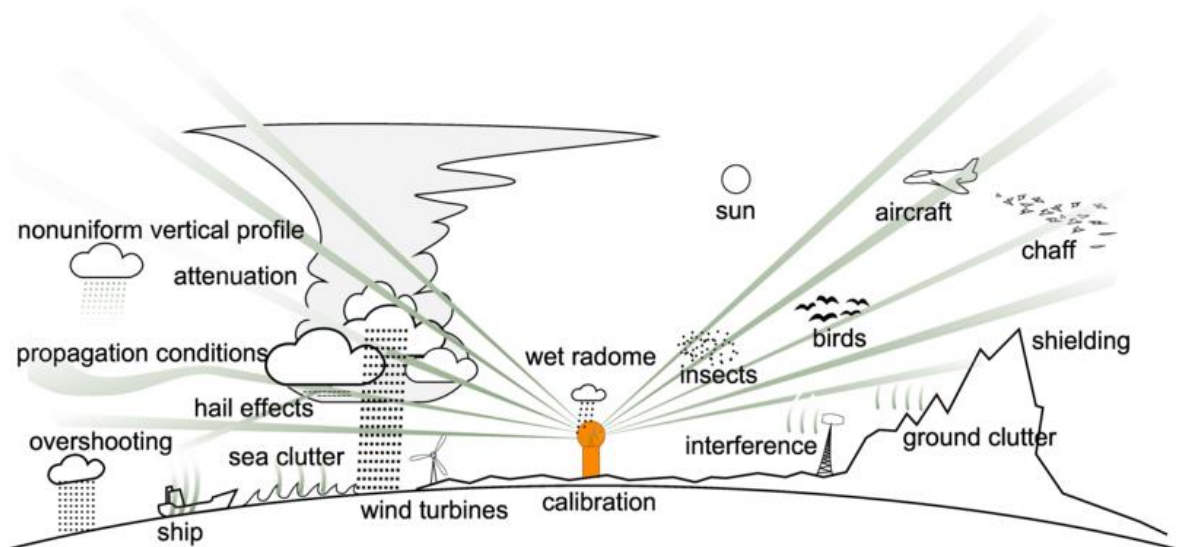


Figura 3-1 Diversidad de clutter [1]

3.1.1 Forma de operar de un radar.

Como se puede apreciar en la Figura 3-2, un radar está compuesto por una serie de subsistemas: un transmisor, un receptor, un generador de onda, una antena, un procesador de señal, presentación radar y equipos de control.

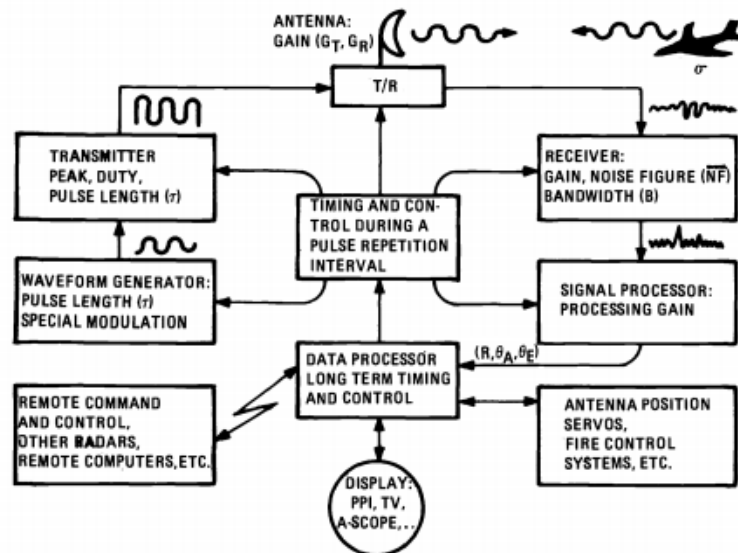


Figura 3-2 Diagrama de bloques básico de un radar [10]

El generador de onda produce un pulso de energía electromagnética, dicho pulso puede ser simple, a una frecuencia constante, o por el contrario complejo. Un pulso complejo está formado por varios pulsos que van cambiando de frecuencias o por un simple pulso. Cuando se trata de un solo pulso este puede ir codificado en fase o por modulación de frecuencias.

El transmisor es un amplificador que se encarga de aumentar la amplitud de la onda hasta el tamaño de salida deseado. El transmisor se caracteriza por su poder de amplificación, el pico de salida, el ancho de banda, el ciclo de trabajo. La antena del sistema es alimentada por la salida del transmisor.

La antena se encarga de determinar las dos dimensiones del ancho de haz y la forma del haz de la energía transmitida del radar. Gracias a que la antena concentra la energía transmitida en una dirección determinada, se consigue amplificar la energía del radar, a esto se le denomina ganancia de la antena.

Si se trata de un radar pasivo, cabe destacar que la energía reflejada sobre el blanco dependerá del RCS del propio blanco. Esto se debe a la ausencia de antena transmisora del sistema.

La energía que transmite la antena y se refleja sobre el contacto, es posteriormente captada por la antena receptora y conducida hasta el receptor. Este receptor se encarga de convertir la frecuencia de la energía recibida de radio frecuencia (RF) a una frecuencia intermedia que suele rondar los 50 MHz. Una vez hecho esto el receptor amplifica esta señal para así poder maximizar la señal a ruido y que pueda ser filtrada. Al finalizar este proceso, esta señal se manda a un procesador para que interprete la señal recibida.

El procesador también se encarga de eliminar el *clutter* del eco recibido, para poder analizar la señal mejor. También puede realizar integración de pulsos coherente o incoherente y presentar los resultados en pantalla.

La presentación del radar se puede realizar de varias formas:

1. *Plan position indicator* (PPI). Representa la posición azimutal de la antena frente a la distancia del contacto.
2. *"A"-scope*. Representa la amplitud del receptor como una función del tiempo, para una azimut particular o elevación de la antena.
3. *Monitor CRT*. Presenta la información en tiempo real.

Como se puede apreciar en la Figura 3-3, un radar determina los parámetros de la posición de un blanco mediante un pulso de energía. Este pulso se concentra en una determinada dirección gracias a la antena que se oriente en elevación y en acimut. El pulso incide en el blanco y parte de esa energía reflejada es captada por la antena, acto seguido se envía al procesador de señal para poder analizar dicha señal recibida determinado el blanco que es.

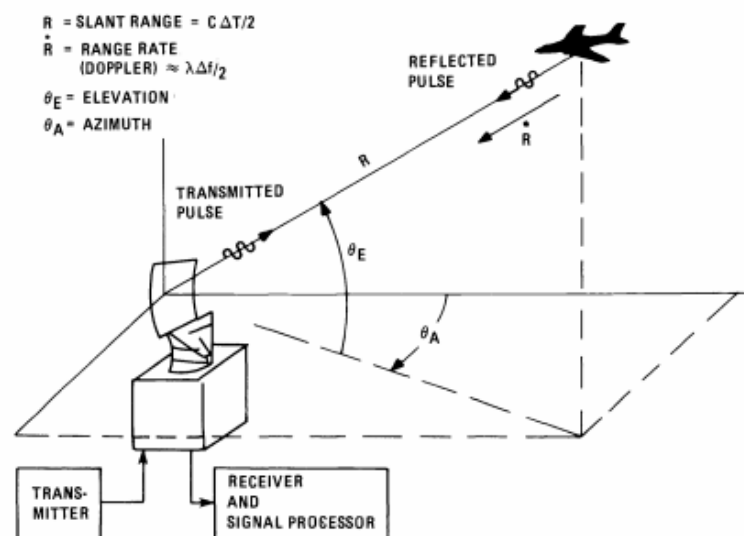


Figura 3-3 Parámetros radar de un blanco [10]

3.1.2 Detección de blancos.

Como se ha mencionado anteriormente, la detección de un blanco se realiza por el procesado de las diferentes partes del sistema radar. Es vital que el radar sea capaz de diferenciar entre un blanco y ruido de fondo. La intensidad de la señal recibida depende de la distancia del blanco y de las características de reflexión del mismo, el radar transmite potencia y la antena ganancia. El ruido de fondo se produce por varios motivos, uno es la entrada de energía por parte de otros sistemas, otro es el rebote de la energía en diferentes superficies que no forman parte de los blancos que queremos detectar.

En el caso de radares pulsados, el radar transmite pulsos de energía electromagnética a un ritmo constante, llamado PRF. Como se puede apreciar en la Figura 3-4, el tiempo entre dos intervalos de repetición de pulsos se denomina PRI, este es el inverso del PRF.

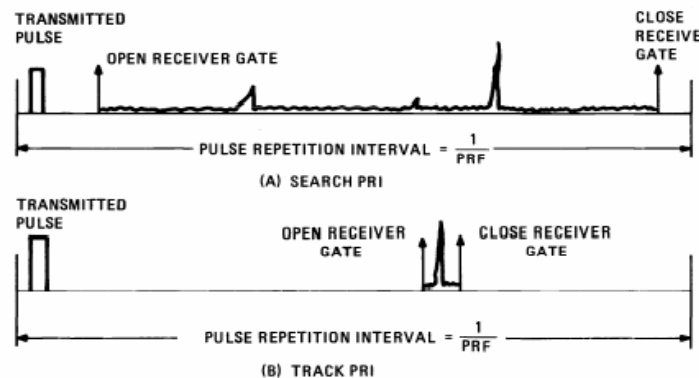


Figura 3-4 Representación PRI [10]

Otro factor importante es saber establecer un umbral de detección que permita eliminar *clutter*, pero sin que se elimine los posibles contactos. Cuando se establece el umbral de detección adecuado, todo pico que lo supere, da lugar a un blanco. Esto se puede apreciar en la Figura 3-5.

La presencia del ruido de fondo hace que la detección de un blanco sea más complicada. Esto da lugar a tres posibles escenarios:

1. Probabilidad de falsa alarma. Esto es la probabilidad de que un pico de *clutter* supere el umbral de detección, y por lo tanto se piense que es un blanco.
2. Probabilidad de detección. La probabilidad de que el pico que supera el umbral de detección sea un blanco de verdad.
3. Probabilidad de un blanco sin detectar. Es la probabilidad de que un blanco no supere el umbral de detección, y por lo tanto no sea detectado.

3.1.3 Alcance radar.

El alcance radar viene definido por la siguiente fórmula:

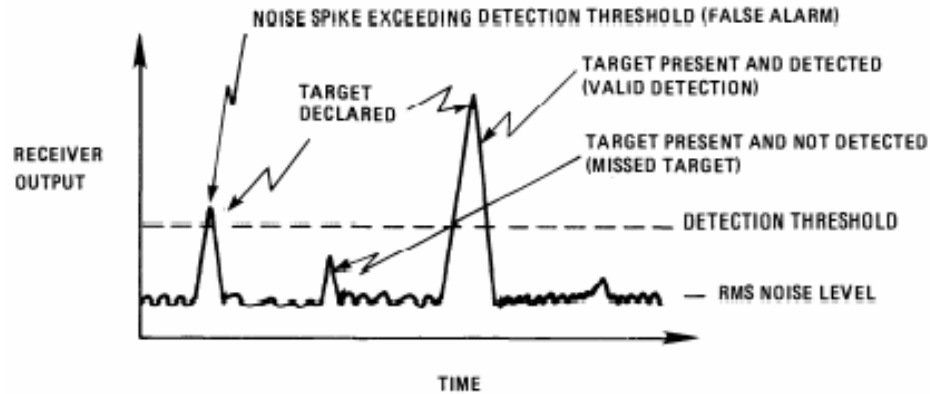


Figura 3-5 Umbral de detección [10]

$$R_{AR} = \sqrt[4]{\frac{P_{Tx} G^2 \lambda^2 \sigma N_p E_i G_c}{(4\pi)^3 L_T K T B F (S/N)_{min}}} \quad (3-1)$$

Donde,

- P_{Tx} es la potencia de la antenna transmisora.
- G es la ganancia de la antenna.
- λ es la longitud de onda.
- σ es el RCS del blanco.
- N_p es el número de pulsos.
- E_i es la eficiencia de integración, solo presente cuando el sistema tiene integración de pulsos.
- G_c es la ganancia de compresión. Cuando se da esta característica en el sistema, se dispone de dos tipos, compresión coherente e incoherente.
- L_T son las pérdidas del sistema.
- K es la constante de Boltzmann.
- T es la temperatura del sistema.
- B es el ancho de banda.
- F es la figura de ruido del sistema.
- $(S/N)_{min}$ es la relación de potencia de señal a ruido mínima requerida por el sistema para cumplir los requisitos de detección.

Como se puede observar, la fórmula de alcance radar,(3-1), depende de todos los factores y características mencionadas en los apartados anteriores.

La expresión de sistema de radar pasivo quiere decir que es un sistema que no transmite señales electromagnéticas, sino que se encarga de explotar el espectro electromagnético transmitido por otras fuentes para diferentes propósitos. Estas fuentes suelen recibir el nombre de IOs (*Illuminators of Opportunity*), y pueden ser otros radares, sistemas de comunicaciones, sistemas de transmisión de uso público y más.

3.2 Radar biestático.

El objetivo de este apartado es explicar de forma genérica el funcionamiento de un radar biestático, para poder comprender posteriormente el funcionamiento del radar pasivo biestático.

El término de radar biestático se utiliza para describir un sistema en el que, el transmisor y el receptor se encuentran en localizaciones diferentes.

3.2.1 Geometría.

La disposición del transmisor y receptor, tienen un efecto en el rendimiento del sistema a la hora de la detección y de la resolución. Para poder explicar de forma más precisa y concisa la geometría de estos sistemas se recurrirá al modelo vectorial de “James W. A. Brown”. [11] Para este modelo “James W. A. Brown” utiliza un receptor y un blanco, ambos móviles y definidos por unos vectores.

El receptor viene definido por el vector $R = [x_R, y_R, z_R]^T$ donde x_R , y_R y z_R son las coordenadas del receptor, la variable x apunta al Norte verdadero, y al Este y z es la altura perpendicular al plano x - y . El blanco y el transmisor vienen definidos de forma parecida, el transmisor es $T = [x_T, y_T, z_T]^T$ y el blanco $P = [x, y, z]^T$. Suponiendo que el transmisor está fijo, solo el receptor y el blanco llevan asociados sus respectivos vectores de velocidad.

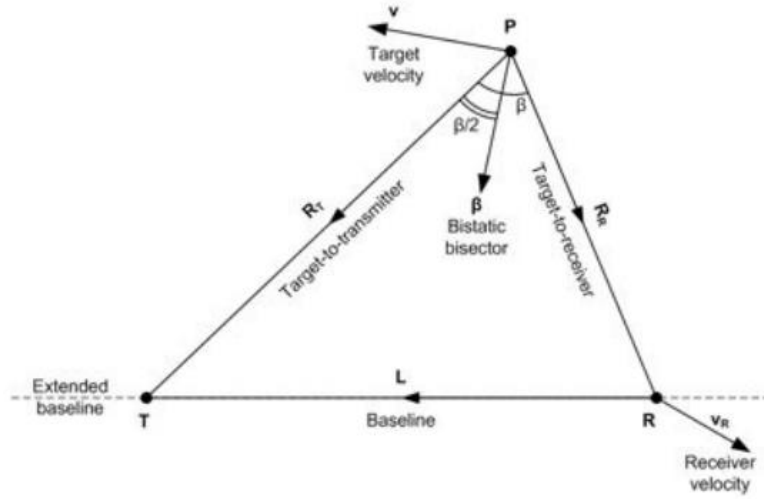


Figura 3-6 Geometría radar biestático [11]

Con los vectores definidos anteriormente se pueden calcular las distancias de la Figura 3-6.

$$L = |T - R| = \sqrt{(x_T - x_R)^2 + (y_T - y_R)^2 + (z_T - z_R)^2} \quad (3-2)$$

$$R_T = |T - P| = \sqrt{(x_T - x)^2 + (y_T - y)^2 + (z_T - z)^2} \quad (3-3)$$

$$R_R = |R - P| = \sqrt{(x_R - x)^2 + (y_R - y)^2 + (z_R - z)^2} \quad (3-4)$$

Para terminar de definir la geometría de estos sistemas queda por determinar que es el ángulo biestático, β . Este ángulo es el formado por la distancia del blanco al receptor y del blanco al transmisor. Varía de 180° cuando el blanco está en la línea de referencia (L), a 0° .

$$\beta = \cos^{-1} \frac{R_T R_R}{R_R R_T} \quad (3-5)$$

Con las ecuaciones (3-2), (3-3), (3-4) y (3-5) queda definida la geometría de los radares biestáticos según “*James W. A. Brown*”. [11]

3.2.2 Distancia biestática.

Con la correlación cruzada de la señal directa al blanco y su rebote, se puede conseguir medir la distancia biestática al blanco, R_B . Esta distancia es la suma de la distancia transmisor-blanco, R_T y la del receptor-blanco, R_R .

$$R_B = R_T + R_R \quad (3-6)$$

Dada la distancia biestática y alcance del receptor, y la localización fija del transmisor, se puede definir una elipsoide con una superficie de alcance constante. Si la distancia del transmisor y receptor es conocida, se puede calcular la distancia receptor-blanco (R_R) para un ángulo dado con respecto a la línea entre transmisor y receptor (L).

$$R_R = \frac{R_B^2 - L^2}{2(R_B - L \cos \theta_R)} \quad (3-7)$$

La resolución del radar es la mínima separación entre blancos que permite el sistema para poder diferenciarlos, y saber que ahí hay dos contactos diferentes y no uno grande. La resolución en un radar pulsado monoestático viene definida como:

$$\Delta R_M = \frac{c\tau}{2} \quad (3-8)$$

Donde c es la velocidad de la luz y τ es el ancho de pulso. Dos blancos en la línea de visión del receptor-blanco se pueden detectar por separado si dos pulsos distintos pueden ser identificados en el receptor. Es por ello que la separación mínima de estos sistemas viene definida por un simple ancho de pulso en el tiempo o ΔR_M en el espacio.

La resolución de la distancia biestática se puede aproximar según la ecuación (3-9), y la Figura 3-7. Se aprecia cómo se generan dos elipses concéntricas, una por cada supuesto blanco, la resolución máxima ocurre cuando $\beta=0$. Además conforme se aproxima a $\beta=180$, se observa como la resolución empeora hasta llegar a ser mínima.

$$\Delta R_B = \frac{c\tau}{2\cos(\beta/2)} = \frac{c\tau}{2B\cos(\beta/2)} = \frac{\Delta R_M}{\cos(\beta/2)} \quad (3-9)$$

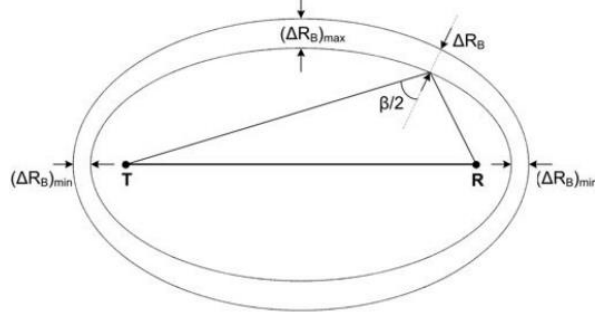


Figura 3-7 Resolución de la distancia biestática [11]

3.2.3 Relación señal a ruido (SNR).

La relación señal a ruido es un factor importante para los radares ya que determina hasta qué punto la señal procesada del radar tiene errores y es ambigua o no, como se ha comentado en el apartado 3.1.2.

El cálculo de esta variable se realiza con el ruido térmico del receptor que recibe el eco del blanco. Primero se verá cómo se obtiene este ruido térmico.

$$P_N = kT_0BF \quad (3-10)$$

Donde,

- K es la constante de Boltzmann.
- T_0 es la temperatura de referencia del ruido (290 K)
- B es el ancho de banda.
- F es la figura de ruido del receptor.

Por lo tanto la SNR es la relación de la potencia recibida frente a la potencia de ruido, a continuación se muestra la forma de obtener este factor.

$$SNR = \frac{P_R}{P_N} = \frac{P_T G_T G_R F_{p\sigma B}}{(4\pi)^3 R^2_T R^2_R kT_0 B F L_S} \quad (3-11)$$

Para aumentar la probabilidad de detección de los blancos es necesario maximizar la SNR a la hora del rebote de la señal en el blanco. Un procesamiento coherente de N muestras aumenta la ganancia y por tanto la SNR. Si el blanco y el receptor son estacionarios entonces las señales del blanco se suman en fase, incrementando así la potencia en un factor de N^2 , de todas formas el ruido se suma de forma incoherente aumentándolo en solo un factor N . El resultado es un aumento de la relación señal a ruido en un factor de N o $10\log_{10}N$ dB. La ganancia de procesamiento coherente, G_P , requiere que el entorno sea estacionario durante la duración del intervalo de procesamiento coherente, τ_{int} . El tiempo máximo de

integración del blanco viene definido como el instante de tiempo en el que la fase del eco del blanco no supera $\pi/2$.

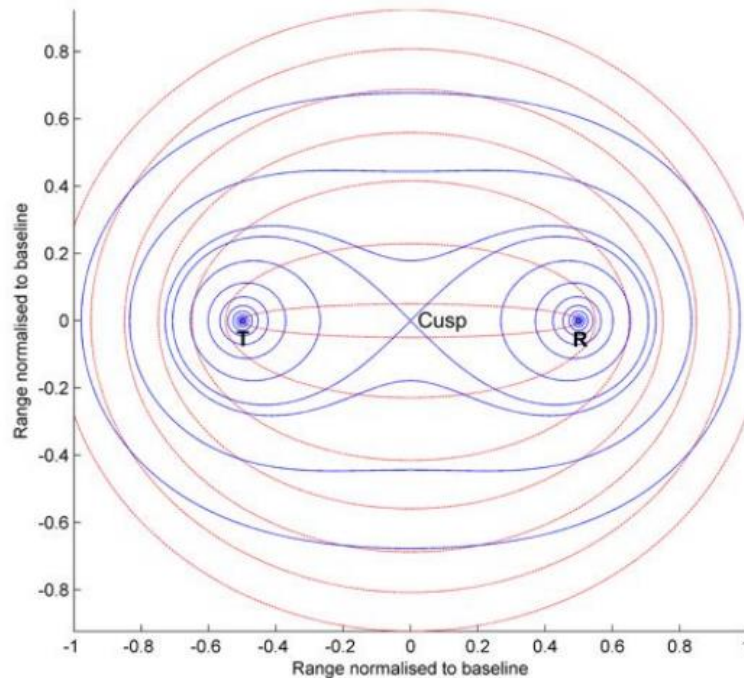


Figura 3-8 Óvalos de Cassini describiendo SNR para un transmisor y receptor [11]

Para un radar monoestático la SNR, en 2D, tiene una forma de círculos concéntricos centrados en el radar de forma constante. Sin embargo cuando se da el caso de que el transmisor y el receptor están separados una distancia, como en un radar biestático, la SNR constante no es colineal.

Como se puede observar en la Figura 3-8, la SNR de un radar biestático tiene una forma según los Óvalos de Cassini. Esto quiere decir que cualquier punto de esos óvalos guarda una relación constante con dos puntos, en este caso el transmisor y el receptor.

3.3 Radar pasivo biestático.

La forma de operar de estos radares se basa en comparar una señal de referencia, emitida por el transmisor, y compararla con la señal reflejada en un blanco determinado. Para ello el receptor mide la diferencia del tiempo entre la distancia directa al transmisor y la reflexión sobre el blanco.

La posición acimutal del blanco se consigue mediante el uso de varios transmisores y/o receptores, que permiten determinar las intersecciones de los diferentes elipsoides. Un elipsoide está formado por el transmisor y el receptor, situado en sus focos, y el contacto que se encuentra dentro del elipsoide con uno de sus lados tangente a dicho elipsoide formado, tal y como muestra la Figura 3-9. La exactitud de la posición del blanco depende del ancho de banda de la señal, la frecuencia que esté utilizando el transmisor, y el ancho de haz de la antena receptora.

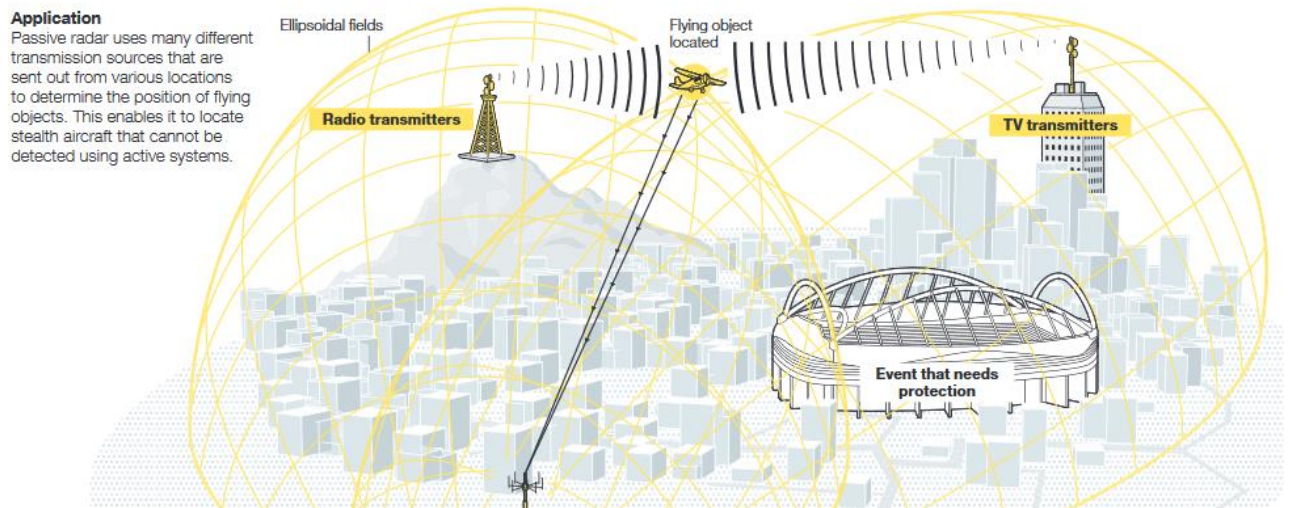


Figura 3-9 Esquema de diferentes transmisores y como forman los elipsoides [3]

Los sistemas más básicos de radar pasivo utilizan dos antenas receptoras, una para la señal de referencia, que es la que procede directamente desde el transmisor, y otra para la señal que se recibe tras reflejarse en el blanco. El receptor que obtiene esta señal suele denominarse “receptor de vigilancia”, que puede ser multi-canal para ampliar las capacidades del radar en general.

Al tratarse de un radar pasivo biestático es necesario que la antena de referencia apunte directamente al transmisor y tenga la menor cantidad de interferencias posibles, ya que es la que determinará la distancia que hay entre el sistema y el IO que se esté utilizando en el momento. Esta señal es necesaria porque será la que posteriormente sea correlada con la de vigilancia y así obtener donde se encuentran los blancos.

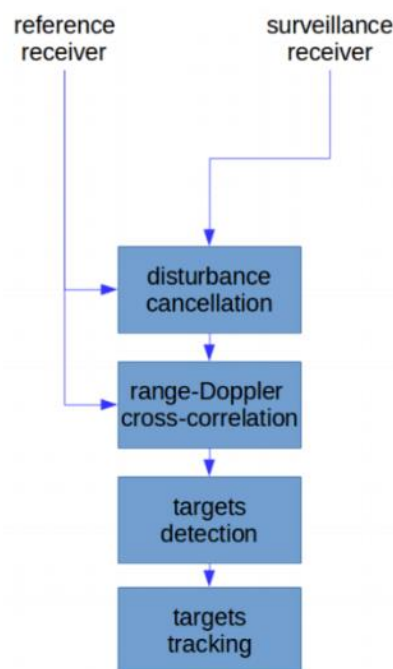


Figura 3-10 Procesado de señal básico de un radar pasivo [2]

Existen otros sistemas de radares pasivos que utilizan una única antena receptora en lugar de dos para cada canal, pero requiere que se añada un bloque nuevo a los visto en la Figura 3-10, que se encargue

de obtener la señal de referencia de esa única antena receptora. Para ambos modelos se limpia la señal recibida pasando dicha señal por un cancelador de ruido, posteriormente se somete a un proceso de correlación cruzada Doppler.

3.3.1 El alcance radar y la resolución de estos sistemas.

Cuando hablamos de un radar pasivo biestático, nos referimos a aquel que cumple con dos premisas. La primera es que sea pasivo, esta se cumple al no ser el propio sistema el que transmite sino que usa un IO. La segunda premisa es que sea biestático, esto quiere decir que tanto el transmisor como el receptor están en localizaciones diferentes.

A continuación veremos cómo es la ecuación de alcance máximo radar de un radar biestático que se utiliza para obtener el alcance de un radar pasivo biestático:

$$(R_T R_R)_{AR} = \sqrt{\frac{P_T G_T G_R \lambda^2 \sigma_B F_T^2 F_R^2}{(4\pi)^3 K T_S B_n (\frac{S}{N})_{min} L_T L_R}} \quad (3-12)$$

Donde,

- P_T es la potencia del transmisor, en este caso se corresponde con la del IO.
- G_T y G_R son las ganancias de la antena transmisora y receptora, respectivamente.
- λ es la longitud de onda.
- σ_B es la sección recta del radar biestático.
- F_T y F_R son los factores de propagación transmisor-blanco y blanco-receptor.
- K es la constante de Boltzmann.
- T_S es la temperatura del ruido del sistema receptor.
- B_n es el ancho de banda de ruido.
- $(\frac{S}{N})_{min}$ es la relación de potencia de señal a ruido mínima requerida por el sistema para cumplir los requisitos de detección.
- $L_T L_R$ son las pérdidas que se pueden encontrar en el transmisor y el receptor.

Como se puede observar esta fórmula de alcance radar presenta varias diferencias con la ecuación (3-1), el alcance radar de un sistema activo. Estas diferencias se deben sobre todo a la separación del transmisor y receptor del radar pasivo biestático. La primera diferencia que salta a la vista es que el alcance radar calculado en un radar pasivo biestático es diferente para el transmisor y el receptor, en la Figura 3-12 se aprecia la diferencia.

En la ecuación (3-12) viene expresado como el producto de ambos términos. Esto mismo sucede para la ganancia de la antena, al tener dos antenas diferentes, y para las pérdidas del sistema.

Además se observa la introducción de un término, los factores de propagación de ambas antenas. También se aprecia como desaparece el número de pulsos, la ganancia de compresión y la eficiencia de integración. Estos términos no tienen sentido en un radar que carece pulsos ya que lo que hace es aprovechar la transmisión de un IO.

También es interesante ver la fórmula de resolución de este tipo de radares, para saber la separación que pueden tener los contactos para que sean diferenciados.

$$\Delta R \approx \frac{c}{2B \left(\frac{\beta}{2}\right) \cos(\psi)} \quad (3-13)$$

Donde,

- ΔR es la resolución.
- c es la velocidad de la luz.
- B es el ancho de banda
- β es el ángulo biestático
- ψ es el ángulo que forman otros contactos entre sí.

A continuación se adjuntan unas imágenes en la Figura 3-11 y Figura 3-12 para facilitar la comprensión de las fórmulas descritas.

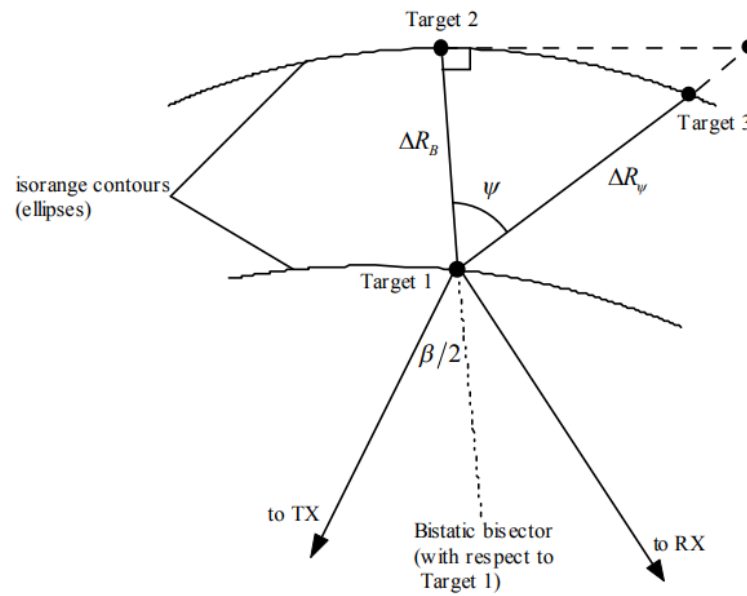


Figura 3-11 Geometría resolución del radar pasivo biestático [12]

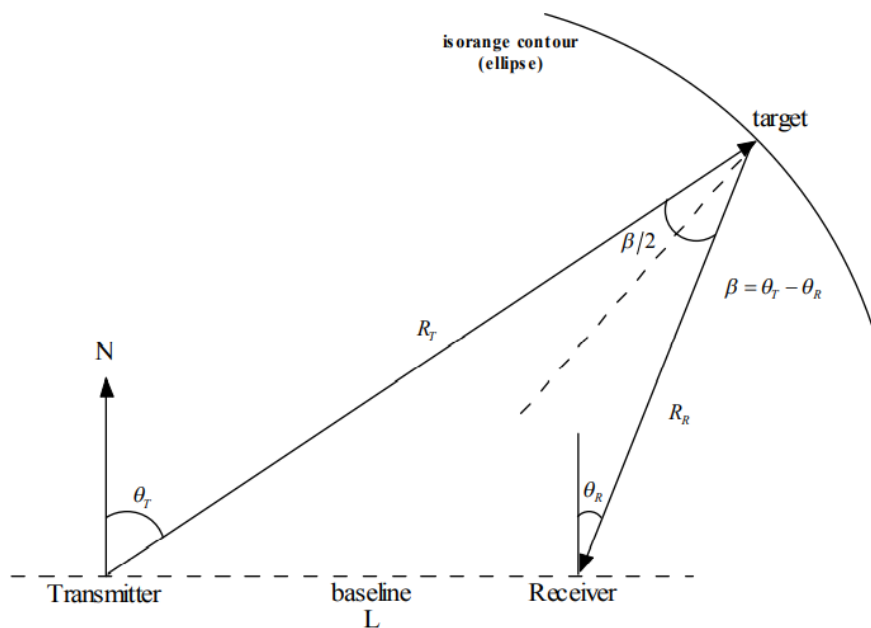


Figura 3-12 Geometría radar pasivo biestático [12]

3.3.2 La correlación cruzada Doppler.

Al tener que observar un contacto cuya posición varía a lo largo del tiempo es necesario comparar las diferentes señales obtenidas en ese margen de tiempo, esto se consigue gracias a la correlación cruzada. Para ello a realizar la correlación cruzada entre ambas señales, esto se lleva a cabo para poder obtener el desfase temporal de ambas señales obteniendo así un máximo donde ambas señales tienen mayor parecido y así poder concluir que en dicho máximo se encuentra un blanco.

Este máximo semejante que se ha obtenido mediante la correlación cruzada se representa mediante una imagen en la que un eje es el retardo entre la señal de referencia y la del blanco y el otro eje es el desplazamiento Doppler. Como se puede apreciar en la imagen 2D de la Figura 6-2 aparecen unas celdas resaltadas de otro color que permiten identificar los blancos, este color se debe a la magnitud de los máximos mencionados anteriormente.

En este TFG trabajaremos con la Transformada de Fourier que se trata de una alternativa para los cálculos de la correlación que resultan computacionalmente costosos. Al realizar los cálculos por separado, es decir analiza cada señal por separado y posteriormente las multiplica, facilita dichas operaciones y no resulta tan costoso a la hora de procesarlo en el *software*. Además este método trabaja con frecuencia agilizando así las operaciones.

3.3.3 Tipos de fuentes transmisoras (IOs).

Hay varios tipos de iluminadores de oportunidad (IOs) que pueden utilizar los radares pasivos, sin embargo, hay que tener muy en cuenta cuál se elige, ya que es un dato importante pues influye en el alcance y la potencia del radar. Los IOs más frecuentes son los siguientes:

- Señal FM radio.
- Retransmisión digital de audio (DAB).
- Señal de televisión analógica.
- Retransmisión digital de video (DVB).
- Estaciones de telefonía móvil.

Inicialmente se empezaron a usar las emisiones de la radio analógica comercial en FM, sin embargo se descubrió que en función del contenido (música, voz, etc.) que transmitía la emisora de radio, se conseguían unas prestaciones mejores o peores. Esto se debe a que es una modulación analógica y por tanto el ancho de banda depende del contenido emitido y por tanto las características del radar pasivo varían. Por estas razones se desestimó usar antenas de radio y se pasó a la señal de televisión ya que al ser una modulación OFDM se garantiza una señal con un ancho de constante en el espectro.

A continuación, se analizará cada tipo de IO para poder apreciar sus características y diferencias más importantes.

3.3.3.1 Radio FM comercial.

Las emisoras de FM comercial utilizan la banda VHF y sus transmisores normalmente se sitúan en torres altas en terrenos elevados. Los patrones de radiación son normalmente omnidireccionales en acimut para evitar la pérdida de potencia. Presentan las siguientes características, es importante destacar que al hablar de resolución se refiere a la resolución en distancia de la señal:

Densidad de potencia	Frecuencia	Ancho de banda	Resolución
-54dBW/100km	88-108 MHz	100 KHz	1500 m

Tabla 3-1 Características principales de FM Radio [13]

El alcance de los radares pasivos que utilizan este tipo de IO es otro factor a tener en cuenta. Dependen en gran medida de donde este colocado el transmisor, no obstante este tipo de transmisión se encuentra repartida en todo el mundo como se puede apreciar en Figura 3-13.

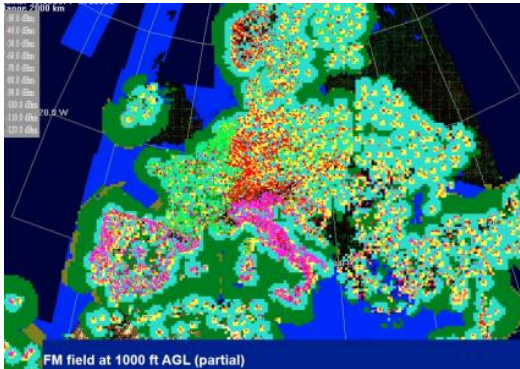


Figura 3-13 Localización de antenas FM en Europa [13]

La principal desventaja de este tipo de señal, es su reducido ancho de banda y su variabilidad con el tiempo, que da lugar a una peor resolución y algunos problemas con la función de ambigüedad. También cabe destacar que, en función del contenido transmitido se consiguen unos resultados u otros. En la Figura 3-14 se adjunta una imagen que muestra como es la banda FM.

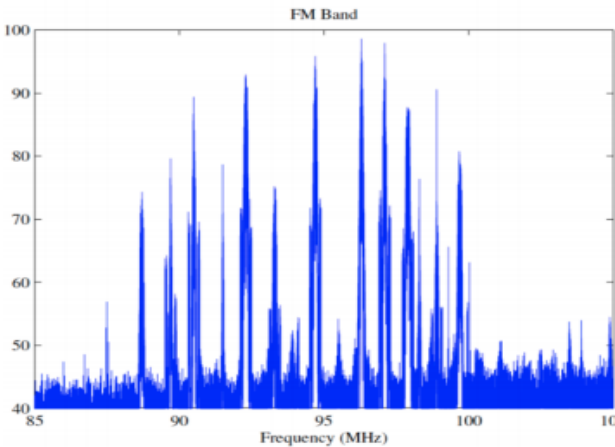


Figura 3-14 Banda de FM [13]

3.3.3.2 DAB.

Es una tecnología nueva que está sustituyendo la radio analógica, utiliza una codificación OFDM, compuesta de 1536 portadoras separadas entre sí 1 KHZ. A continuación se muestra una tabla con las principales características:

Densidad de Potencia	Frecuencia	Ancho de banda	Resolución
-71dBW/100km	Banda III 174-240 MHz	1537 KHz	97,6 m
	Banda L 1452-1492 MHz		

Tabla 3-2 Características principales de DAB [13]

Este tipo de señal ofrece mejores características que FM, tiene una baja densidad de potencia por lo que el alcance máximo se ve reducido.

En cuanto a la ambigüedad de este tipo señales, representa una mejora si es comparada con la radio analógica. Además, presenta una mayor frecuencia Doppler facilitando la identificación de blancos moviéndose a diferentes velocidades.

3.3.3.3 Señal de televisión analógica.

Este tipo de transmisiones operan en la banda de UHF, entre 500 y 600 MHz. Cuentan con tres sistemas principales de codificación, PAL, NTSC y SECAM.

PAL (*Phase Alternating Line*), es una modulación que alterna en fase y tiene 625 líneas de 50 Hz.

NTSC (*National Television System Committee*), es una modulación con 525 líneas de 60 Hz.

SECAM (*Sequential Color with Memory*), utiliza memoria para almacenar líneas de color con la información.

Estos sistemas se han quedado obsoletos y han sido sustituidos, en su mayoría, por sistemas de televisión digital. Algunos países mantienen ambas tecnologías hasta que consigan sustituir todos estos sistemas por los digitales. En la Figura 3-15 se aprecia una distribución de estos sistemas de codificación analógica cuando estaba en uso dicha tecnología, actualmente ya no se sigue esta distribución.

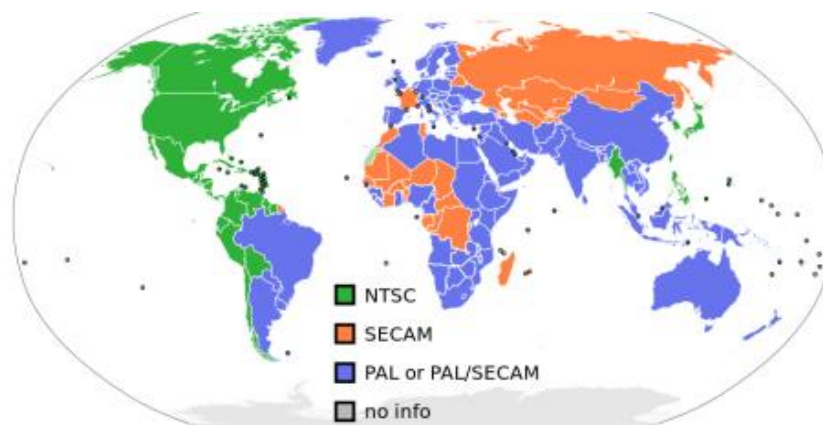


Figura 3-15 Mapa del mundo de sistemas de codificación analógica [13]

Tipo de codificación	Densidad de Potencia	Frecuencia	Ancho de banda	Resolución
NTSC	-62dBW/100km	40 MHz- 230 MHz 470 MHz- 890 MHz	5 MHz	30 m
PAL/SECAM	-62dBW/100km	40 MHz- 230 MHz 470 MHz- 890 MHz	6 MHz	25 m

Tabla 3-3 Características de la señal de televisión analógica [13]

3.3.3.4 Televisión digital.

Esta nueva tecnología prácticamente ha sustituido a los antiguos sistemas de televisión analógicos por su mejora en cuanto a la calidad de imagen. Hay varios estándares para la televisión digital:

DVB (*Digital Video Broadcasting*), emplea una modulación OFDM a través de QPSK, 16-QAM, 64-QAM y 256-QAM.

Para la retransmisión terrestre se recurre a la norma DVB-T, que utiliza un ancho de banda de entre 6,7 MHz a 8 MHz. Este será el modelo de IO que se utilice en este TFG.

ATSC (*Advanced Television System Committee*), utiliza ocho niveles de bandas laterales para la retransmisión terrestre. No obstante la señal está diseñada para entrar en los 6 MHz de ancho de banda asignado. Es un sistema criticado por su elevado coste en su instalación y su complejidad de uso.

ISDB (*Integrated Services Digital Broadcasting*), es un sistema japonés diseñado para proporcionar una buena señal tanto a receptores móviles como fijos. Utiliza una banda dividida por 13 segmentos de modulación OFDM. Ocupan un ancho de banda de 5,57 MHz, aunque también funcionan con 6, 7 y 8 MHz.

DTMB (*Digital Terrestrial Multimedia Broadcasting*), es el sistema standard utilizado en China. Implementa una modulación OFDM con un dominio síncrono del tiempo, además de una señal pseudo-aleatoria que sirve como banda de guarda. Tiene múltiples anchos de banda, 6, 7 y 8 MHz.

La Figura 3-16 muestra un mapa del mundo con la distribución de sistemas comentada anteriormente.

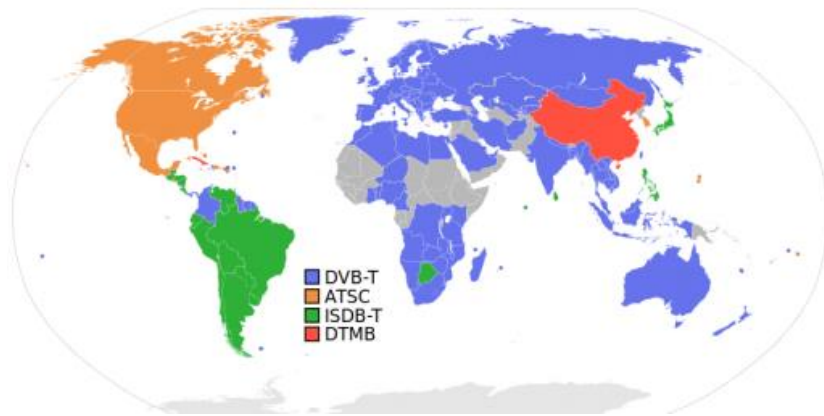


Figura 3-16 Distribución mundial de la TV digital [13]

Tipo de codificación	Densidad de Potencia	Frecuencia	Ancho de banda	Resolución
DVB	-72dBW/100km	470 MHz- 862 MHz	6/7/8 MHz	25/21,4/18,75 m
ASTC	-72dBW/100km	470 MHz- 862 MHz	6 MHz	25 m
ISDB		470MHz- 770MHz (Japón)	5,57 MHz	26,9 m
	-72dBW/100km	470 MHz- 806MHz (Brasil)		
DTMB	-72dBW/100km	470 MHz- 890 MHz	6/ 7/ 8 MHz	25/21,4/18,75 m

Tabla 3-4 Características principales de la TV digital [13]

La Figura 3-17 muestra un ejemplo de una gráfica con la función de ambigüedad para la TV digital, donde se aprecia un pico mayor que el resto que es dicha función de ambigüedad y el resto de picos que se aprecian son pilotos menores.

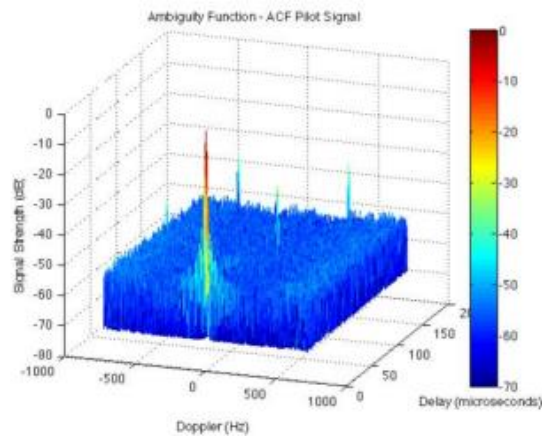


Figura 3-17 Función de ambigüedad de la señal de TV digital [13]

3.3.3.5 Estaciones de telefonía móvil.

A modo de ejemplo se inserta la Tabla 3-5, sobre los sistemas GSM (*Global System for Mobile Communications*), un sistema que utiliza bandas centrada en 900 MHz y 1,8 GHz. Las bandas de subida y bajada de datos tienen ambas un ancho de banda de 25 MHz, divididas en 125 modulaciones FDMA con portadoras separadas por 200 KHz. No obstante estos sistemas cada vez están en mayor desuso ya que la tecnología ha avanzado hacia el 3G y el 4G, empleando bandas entre 700 y 3500 MHz.

Tecnología	Densidad de Potencia	Frecuencia	Ancho de banda	Resolución
GSM	-91dBW/100km	900 MHz- 1,8 GHz	200 KHz	750 m

Tabla 3-5 Características principales de GSM [13]

4 PROCESADO DE SEÑAL

El concepto de radar pasivo radica en hacer una correlación cruzada entre la señal de referencia y la de vigilancia. Sin embargo, la complejidad a la hora de procesar computacionalmente se debe, precisamente, en hacer una correlación cruzada en dos dimensiones (2D-CCF). Por ello, se busca utilizar algoritmos más sencillos y eficaces, de ahí que se recurra a la Transformada de Fourier, pues simplifica los algoritmos y permite un procesamiento más sencillo.

El procesamiento de la señal se puede resumir de la siguiente forma, aunque aquí se refleja como una serie de pasos, en realidad se realiza todo simultáneamente. Lo primero es la recepción y reconstrucción de la señal de referencia; lo segundo es recibir la señal de vigilancia. Una vez obtenidas ambas señales se les realiza la correlación cruzada y a los resultados se les aplica la Transformada de Fourier (FFT) para conseguir esa correlación cruzada en 2D. A esto hay que añadir la supresión de *clutter* para poder interpretar mejor los resultados.

En este capítulo se detallan todos los pasos necesarios para el procesamiento de señal, la Transformada de Fourier y la función de ambigüedad, basado en el estudio del Profesor Marco Martorella [14] y del Trabajo de Fin de Grado de Afonso Lobo Sénica de la Escuela Naval portuguesa [15].

4.1 Correlación Cruzada.

En la ecuación (4-1) se muestra como obtener la correlación cruzada (CCF) entre la señal de referencia, s_{ref} , y la de vigilancia, s_{sur} .

$$CCF(t) = \int s_{sur}(\tau) s_{ref}^*(\tau - t) d\tau \quad (4-1)$$

Al tratarse de una ecuación en una sola dimensión, el tiempo, no se tiene en cuenta el desplazamiento Doppler que provoca el blanco.

Para obtener dicho desplazamiento hay que generalizar la ecuación (4-1) a dos dimensiones, obteniéndose la correlación cruzada bidimensional (2D-CCF):

$$CCF(\tau, \nu) = \int s_{sur}(\tau) s_{ref}^*(\tau - t) e^{-2\pi j \nu t} d\tau \quad (4-2)$$

donde ν representa el desplazamiento Doppler y τ es el tiempo de retardo (*delay time*), que está relacionado con la distancia biestática (*bistatic range*) definida en la ecuación (4-2)

Puesto que el tiempo de retardo τ puede ser transformado en distancia biestática, la correlación cruzada bidimensional 2D-CCF puede representarse mediante un “mapa” distancia-doppler a través de la ecuación (4-2). La versión discreta o digital de dicha ecuación es la siguiente:

$$CCF(l, m) = \sum_{n=0}^{N-1} s_{sur}(n) s_{ref}^*(n-l) e^{-2\pi j \frac{mn}{N}} \quad (4-3)$$

donde, n representa el tiempo, l es el *delay time*, m es el desplazamiento Doppler y N es el número total de muestras.

En la Figura 4-1 se muestra como a partir de la frecuencia de muestreo y la ecuación 2D-CCF se puede representar una gráfica con los ejes de distancia biestática y Doppler.

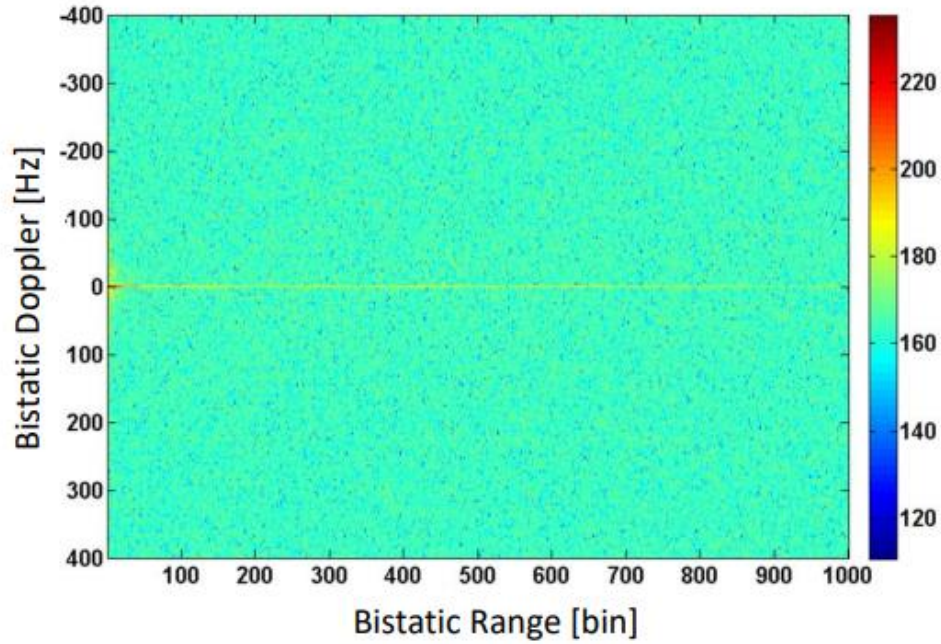


Figura 4-1 Gráfico Range- Doppler [14]

El número total de muestras, N , es un parámetro que depende del CPI (*Coherent Processing Interval*). Este valor CPI es el denominado para todo el tiempo que abarcan las ventanas en que se divide toda la señal adquirida. Después de adquirir toda la señal durante el tiempo total del CPI, se apilan todas las muestras N en filas y se forma la llamada “*raw-data matrix*”. En la Figura 4-2 se muestra dicha matriz y además aparece el término T que es el periodo de cada onda en cada fila.

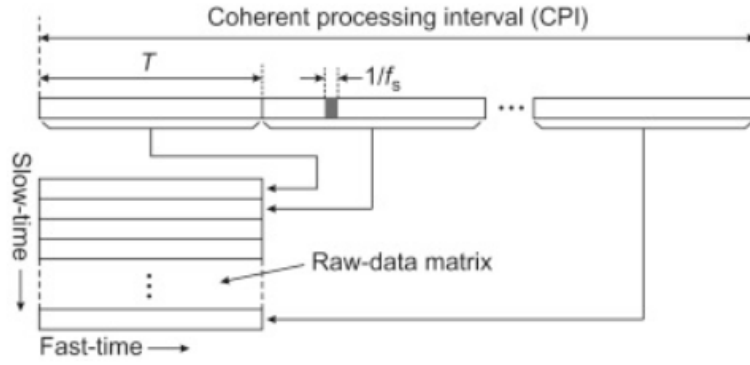


Figura 4-2 CPI [16]

La relación entre el CPI y el número de muestras N viene definido por la siguiente ecuación:

$$N = \frac{CPI}{T_s} = CPI \times F_s \quad (4-4)$$

donde F_s es la frecuencia de muestreo de las señales.

Para que el cálculo de la ecuación (4-3) sea más eficiente hay dos condiciones principales necesarias. La primera es cumplir el teorema de Nyquist, esto es, que la frecuencia de muestreo (F_s) sea igual o superior al ancho de banda, en este TFG usamos un ancho de banda de 8 MHz, lo que quiere decir que $F_s \geq 8\text{MHz}$. La segunda condición es tener un CPI lo suficientemente largo para obtener una mayor resolución en Doppler y una mejor relación señal a ruido (SNR).

Sin embargo el cálculo de una función 2D-CCF, computacionalmente, es muy complejo y pesado, por la cantidad de muestras y el elevado número de celdas tanto en el dominio de distancia biestática como en Doppler. Por ello, para abordar este cálculo se recurre a tres métodos que se explican a continuación: la correlación con la Función de la Transformada de Fourier (FFT), la función de la Transformada de Fourier Directa y los algoritmos de Batches.

4.2 Correlación FFT.

Para conseguir la expresión de este tipo de correlación es necesario recurrir a la ecuación (4-3), simplemente hace falta llevar a cabo una serie de sustituciones. De esta forma se obtiene una correlación cruzada en una dimensión, pero con un desplazamiento Doppler deseado, es decir con una celda Doppler (m). Dichas sustituciones en la ecuación (4-3) se basan en cambiar $s_{sur}(n)e^{-2\pi j \frac{mn}{N}}$ por $s_{sur}(n, m)$ obteniendo la siguiente ecuación:

$$CCF(l, m) = \sum_{n=0}^{N-1} s_{sur}(n, m) s_{ref}^*(n - l) \quad (4-5)$$

A partir de la ecuación (4-5) y conociendo las propiedades de la Transformada de Fourier, obtenemos que:

$$CCF(l, m) = IDFT[S_{sur}(k, m)S_{ref}^*(k)] \quad (4-6)$$

En la ecuación (4-6) se realiza la inversa de la Transformada de Fourier (IDFT) a las señales en frecuencia, es decir, a la señal de vigilancia (S_{sur}) y a la de referencia (S_{ref}). Ambas señales en frecuencia pueden obtenerse a través de sendas transformadas de Fourier directas:

$$S_{sur}(k, m) = DFT[s_{sur}(n, m)] \quad (4-7)$$

$$S_{ref}(k) = DFT[s_{ref}(n)] \quad (4-8)$$

Es interesante mencionar que la Transformada de Fourier de $S_{sur}(n, m)$, debe ser calculada una vez en un instante $m=0$, ya que para cualquier otro valor de m apenas causa un desplazamiento circular. Con esto se pueden obtener una serie de conclusiones:

1. El cálculo de la DFT de $s_{sur}(n, m)$ sólo es necesario realizarlo una sola vez para $m = 0$, ya que para el resto de valores de m pueden obtenerse con un simple desplazamiento.
2. En cada interacción se realizan N multiplicaciones complejas y una Transformada de Fourier inversa (IDFT).

4.3 La Función Directa de la Transformada de Fourier (Direct FFT).

Se trata de un método, que al igual que la Correlación FFT procede de una reinterpretación de la ecuación (4-3). Para cada celda del tiempo l , se realiza la DFT del producto entre la señal de vigilancia con la conjugada de la señal de referencia desplazada n muestras.

$$CCF(l, m) = DFT[s_{sur}(n)s_{ref}^*(n - l)] \quad (4-9)$$

De la ecuación (4-9) se puede concluir que para cada iteración de N , las multiplicaciones complejas se obtienen a partir de la Transformada de Fourier (DFT).

El número de iteraciones está directamente relacionado con las ventanas de alcance, cuanto mayor sea el número de ventanas de alcance del gráfico de alcance y Doppler, menos eficiente es este método.

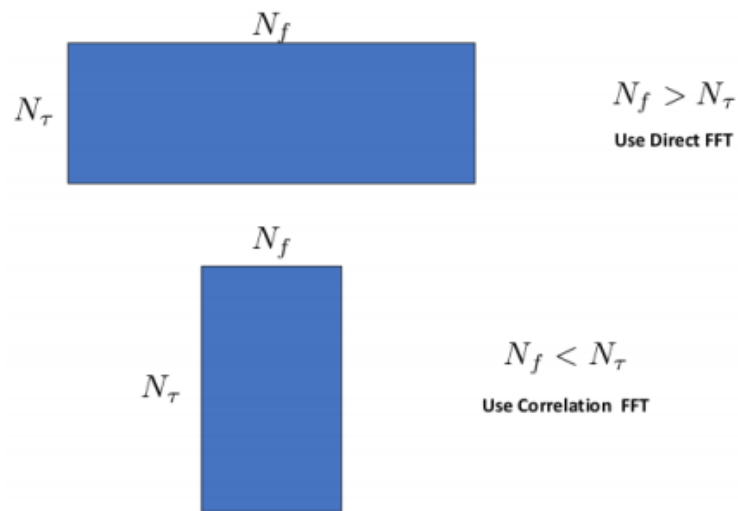


Figura 4-3 Correlación FFT vs Direct FFT [14]

En la Figura 4-3 se representa de forma ilustrativa cuando usar la Correlación FFT o la Función Directa de la Transformada de Fourier, dependiendo de la relación entre el número de celdas Doppler o de alcance. Si hay mayor número de celdas de alcance, es más eficiente usar el método Direct FFT, si se da el caso contrario es mejor usar la Correlación FFT.

4.4 Algoritmo de Batches.

Los dos métodos descritos anteriormente, en los apartados 4.2 y 4.3, optimizan los cálculos para una única dimensión: o se mejora en alcance o en Doppler. De hecho, la Correlación FFT es un método que permite seleccionar el número de celdas Doppler pero calcula el resultado de todas las celdas de alcance aunque solo interesen unos pocos. Por otro lado, el método Direct FFT permite seleccionar las celdas de alcance donde se aprecian contactos pero calcula todas las celdas de Doppler incluidas aquellas cuyos valores son tan elevados que dan lugar a una velocidad imposible de alcanzar por parte de los blancos. A pesar de ello, ambos métodos siguen siendo muy pesados computacionalmente hablando.

No existe ningún método que dé lugar a una solución exacta del procesamiento de ambas incógnitas a la vez y permita, además, seleccionar las celdas deseadas de alcance y Doppler. No obstante, el método del algoritmo de Batches permite seleccionar las celdas características de alcance y Doppler, pero a expensas de una pequeña pérdida de SNR pero con una reducción a nivel computacional considerable. Cabe mencionar que existen otros métodos para conseguir los mismos resultados, un ejemplo sería la técnica de canalización (*Channelization*) [17].

El algoritmo de Batches consiste en una subdivisión de las dos señales, la de referencia y la de vigilancia, en segmentos denominados *batches*. En la Figura 4-4 se aprecia de forma gráfica esta explicación.

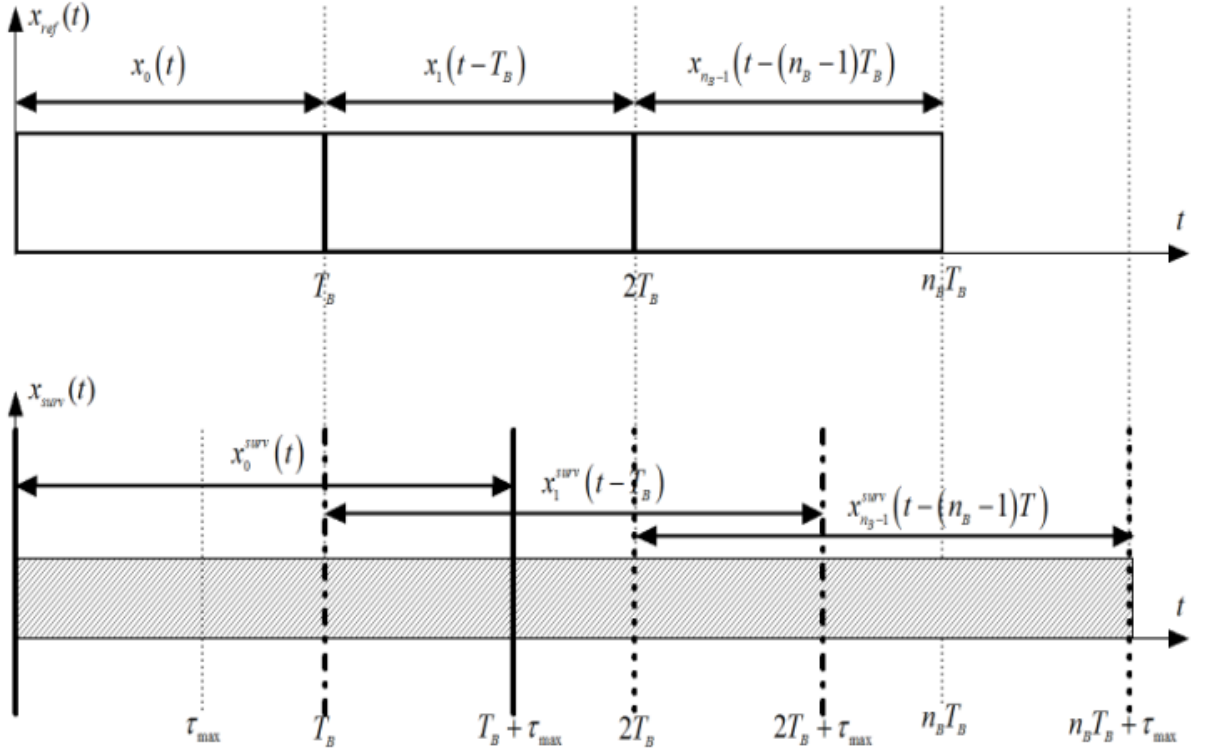


Figura 4-4 Segmentación en batches de una señal [14]

La ecuación (4-10) muestra el análisis matemático de este concepto.

$$CCF(l, m) = \sum_{r=0}^{n_B-1} e^{-j2\pi \frac{mrN_B}{N}} \sum_{p=0}^{N_B-1} s_{sur}(rN_B + p) s_{ref}^*(rN_B + p - l) e^{-j2\pi \frac{mp}{N}} \quad (4-10)$$

Donde, n_B es el número de batches, N_B es la longitud de batch y $N = n_B \cdot N_B$.

Este algoritmo asume que la variación del Doppler dentro de cada batch es despreciable, esto quiere decir que se calcula únicamente para el inicio de cada batch quedando la ecuación (4-10) de la siguiente forma:

$$CCF(l, m) = \sum_{r=0}^{n_B-1} e^{-j2\pi \frac{mrN_B}{N}} \sum_{p=0}^{N_B-1} s_{sur}(rN_B + p) s_{ref}^*(rN_B + p - l) \quad (4-11)$$

El resultado de la ecuación (4-11) da lugar a una representación en fase en forma escalonada en vez de una lineal, esto se muestra en la Figura 4-5.

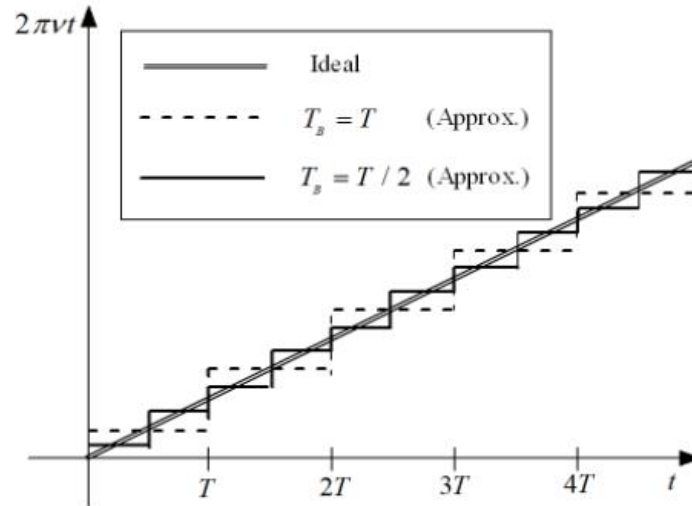


Figura 4-5 Aproximación en fase del algoritmo de Batches [15]

La ecuación (4-11) puede ser interpretada de una forma más sencilla al considerar el sumatorio del producto de S_{sur} con S_{ref} como una CCF y cada n_B calculado a lo largo de r (*range*). Dando lugar a la ecuación (4-12).

$$CCF(l, m) = \sum_{r=0}^{n_B-1} CCF(l, r) e^{(-j2\pi \frac{mrN_B}{N})} = DFT[CCF(l, r)] \quad (4-12)$$

Uno de los factores que más influyen en la eficiencia del algoritmo es la elección del tiempo de duración de los batches. Se puede concluir que para un determinado intervalo, escoger batches con mayor duración, da lugar a un menor número de batches y por lo tanto la DFT calculada será para un menor número de puntos, tardando menos tiempo en el procesado. Sin embargo, escoger batches con mayor duración implica un mayor error en fase y un aumento de pérdidas en SNR.

Una menor duración de los batches produce el efecto contrario, hay mayor número de batches y por consiguiente un tiempo de procesado mayor, pero unas pérdidas de SNR menor.

Es interesante ver en la Tabla 4-1 los resultados obtenidos con un demostrador de radar pasivo del Consorcio Italiano de Telecomunicaciones (CNIT) además de las gráficas de la Figura 4-6. El documento [18] realiza un análisis en profundidad del algoritmo de Batches.

Batch Length	Processing Time
31,28 μ s	4.93s
218,76 μ s	0,92
333,29 μ s	0,71
924 μ s	0,59

Tabla 4-1 Relación longitud de *batches* con tiempo de procesado [14]

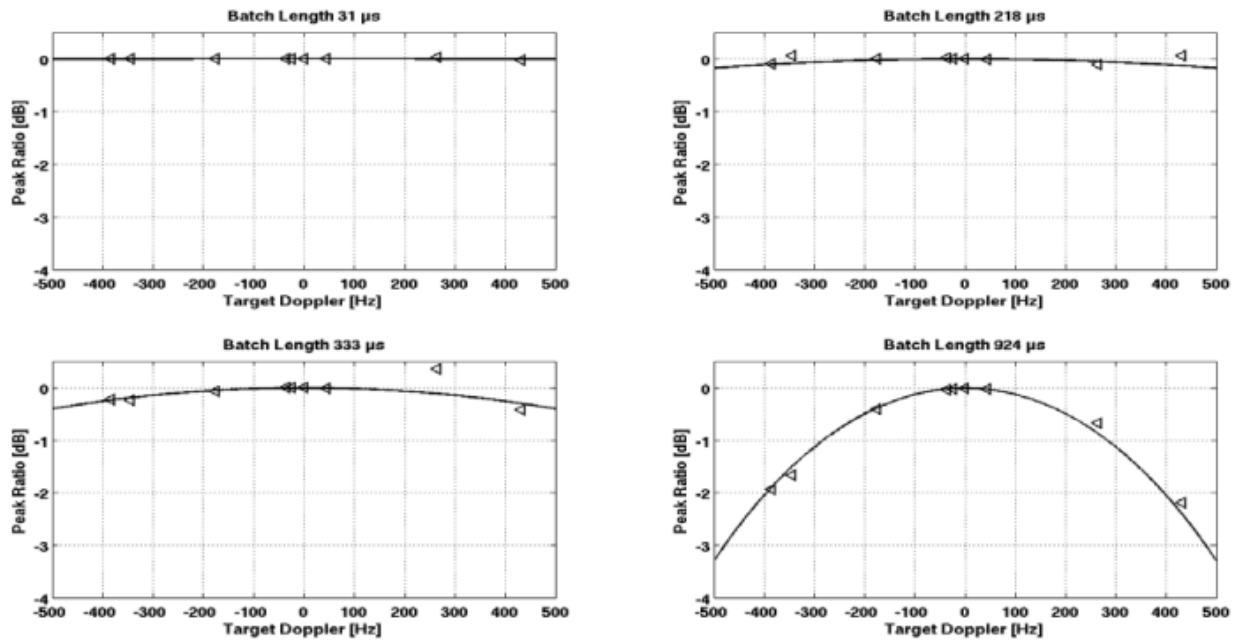


Figura 4-6 Gráficas de procesamiento de señal según el algoritmo de Batches [14]

4.5 Eliminación de clutter.

La eliminación de la suciedad, es decir *clutter*, de la señal recibida suele ser algo interesante para poder analizar más fácilmente dicha señal. Además, evita que se puedan interpretar blancos falsos debida a esa suciedad e interferencias.

La señal recibida de la antena de vigilancia contiene los ecos de los blancos que han sido iluminados por el IO. No obstante, esta no es la única componente presente en la señal recibida, de hecho la señal radiada por el IO se puede propagar hasta incidir directamente en un lóbulo lateral de la antena de vigilancia. Aunque los lóbulos laterales atenúan en gran medida la señal, con respecto al lóbulo principal, la señal directa que se ha recibido suele ser del orden de diez dBs más fuerte que el eco del blanco recibido. Dicha componente se ve reflejada en la distancia biestática cero y en el cero Doppler. La potencia de esta señal provoca una distorsión en las celdas Doppler y por lo tanto oculta los posibles contactos localizados en dichas celdas.

El *clutter* también está presente en los radares pasivos, al igual que en los radares activos. Debido a la geometría biestática el nivel de *clutter* que produce el corte por un blanco, de la línea que une el transmisor con el receptor es muy fuerte y puede ocultar varios blancos, evitando su detección.

De modo general el filtrado y eliminación de *clutter* se lleva a cabo en dos dominios diferentes, el primero son las técnicas de supresión en el dominio del espacio, para lidiar con interferencias de alta potencia. El segundo es el uso de algoritmos de filtrado de *clutter* en el dominio del tiempo.

Existen varios métodos utilizados en los radares pasivos para la eliminación de *clutter*. Los algoritmos de filtrado en el dominio del tiempo utilizan la señal de referencia para cancelar las réplicas de la señal con un retardo de tiempo, y el canal de vigilancia para solventar el dominio Doppler. Las técnicas más comunes son las siguientes, *Extensive Cancellation Algorithm* (ECA), *Extensive Cancellation Algorithm – Batched* (ECA-B), *Extensive Cancellation Algorithm – Sliding Window* (ECA-S), *Sequential Cancellation Algorithm* (SCA), *Least Mean Square* (LMS), *Normalized Least Mean Square* (NMLS) y *Recursive Least Squares* (RLS). Para mayor información de cada algoritmo acudir a [19].

Debido a la ubicación donde se ha instalado el radar desarrollado en este TFG, no hay una notable cantidad de *clutter* y por lo tanto no es necesario implementar un algoritmo de eliminación de *clutter*. Para más información sobre el *clutter* en los radares pasivos consultar [20].

4.6 Reconstrucción y comparación de la señal directa.

Una de las principales diferencias entre un radar pasivo y uno activo es que en el activo la señal de referencia o directa es transmitida por el propio radar. En el caso del pasivo tiene que utilizar IO y por lo tanto la señal de referencia que se reciba es una réplica con cierto retraso en tiempo y Doppler, además de con cierta cantidad de ruido.

Hay dos formas para mejorar la señal directa cuando se trata de una señal digital, en el caso de este TFG es una señal digital de televisión, por lo que ambos métodos son válidos. El primer método es eliminar el multi-trayecto con una demodulación, para posteriormente re-modular la señal recibida para conseguir una perfecta copia de la señal transmitida. La segunda forma es eliminar los picos de los pilotos al compararlos con la función de ambigüedad, esto se debe a que los picos de la función de ambigüedad son mucho mayores que los de los pilotos y al predominar los picos mayores los pilotos se ven despreciados.

4.6.1 Reconstrucción de la señal directa.

En el caso de la señal DVB-T es importante conocer el comportamiento del símbolo presente en la muestra, para ello se realiza una FFT de la señal directa en el dominio de la frecuencia. El próximo paso consiste en decodificar los símbolos obtenidos de la señal, estos símbolos son del tipo QAM. Este proceso pasa por un cálculo inverso del espectro de la señal que ha emitido el transmisor, para ello se recurre a realizar una IFFT, es decir una FFT inversa. En la Figura 4-7 se muestra un ejemplo de símbolos de DVB-T que han sufrido una demodulación.

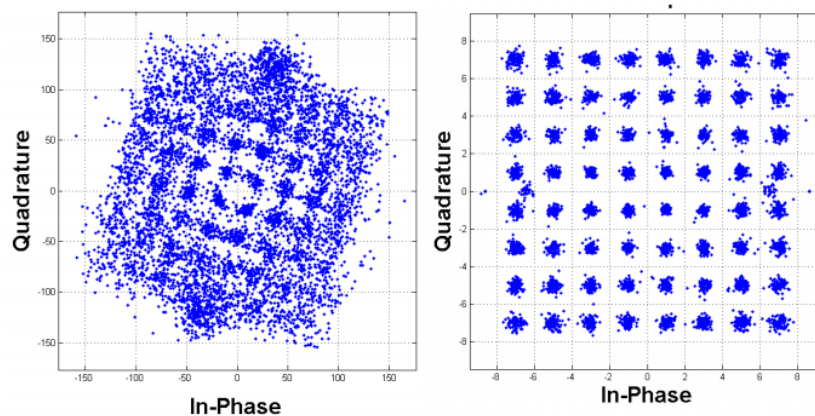


Figura 4-7 Símbolos 64 QAM antes y después de la decodificación [14]

Hay que destacar que la señal re-modulada no muestra las distorsiones que se pueden producir por la elevada potencia de los diferentes dispositivos del transmisor, por lo tanto, si se tiene conocimiento de esas distorsiones, estas deben ser replicadas para conseguir una señal tan parecida como sea posible a la señal transmitida.

4.6.2 Comparación con la señal directa.

Además del método descrito anteriormente, esa señal digital puede ser comparada con la señal directa para poder remover los picos que se forman en la función de ambigüedad. Estos picos, formados por la presencia de pilotos, son un efecto indeseado ya que pueden crear blancos falsos. La Figura 4-8 Función de ambigüedad DVB-T de antena transmisora del monte Tomba, Poio, Pontevedra es la función de ambigüedad obtenida con el sistema de este TFG.

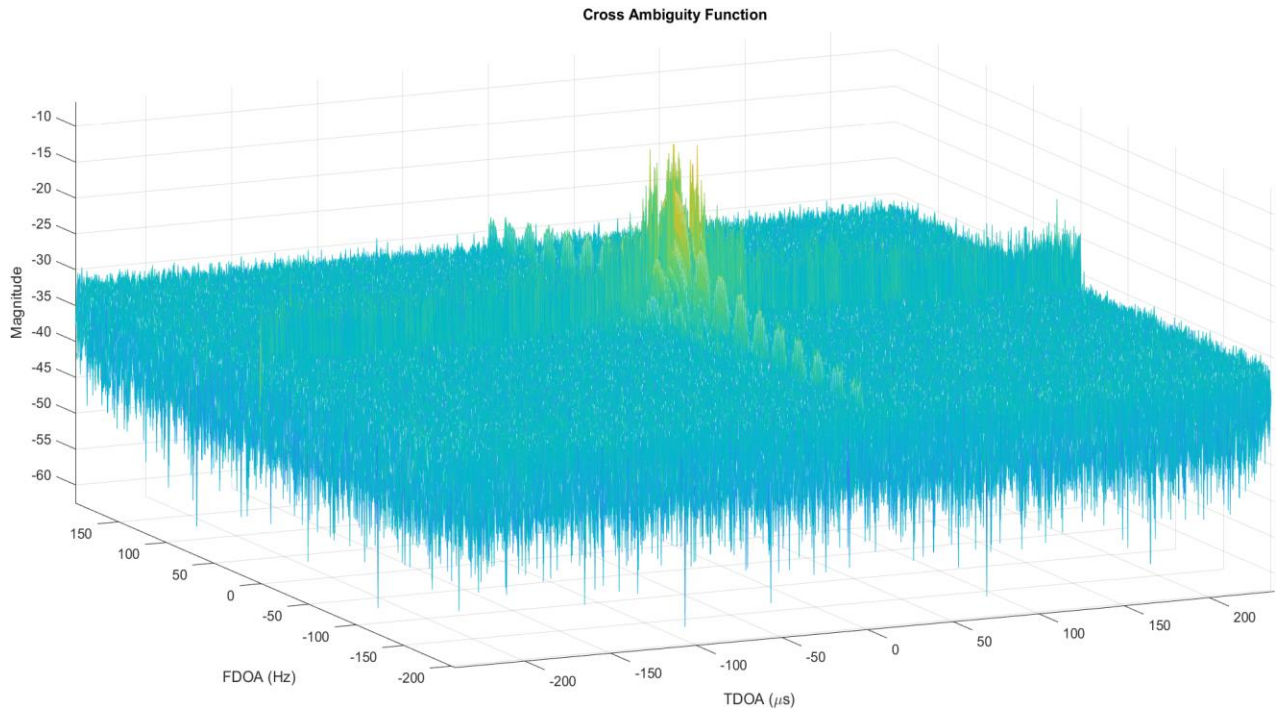


Figura 4-8 Función de ambigüedad DVB-T de antena transmisora del monte Tomba, Poio, Pontevedra

Como se puede observar no hay pilotos que destaquen, por lo tanto, para este TFG no ha sido necesario implementar un algoritmo que elimine dichos pilotos.

4.7 Función de ambigüedad.

La función de ambigüedad es una herramienta que permite analizar la propiedad de la señal utilizada por el IO. Es una función bidimensional en tiempo y en Doppler, que representa la distorsión debido al filtro adaptado del receptor. Esta función se obtiene a partir de la siguiente ecuación, (4-13).

$$\chi(\tau, f) = \int s(t) s^*(t - \tau) e^{2\pi j f t} dt \quad (4-13)$$

Esta función proporciona la suficiente ganancia de la señal procesada para poder detectar blancos, actuando como un filtro adaptado para el sistema radar, y permite la estimación del alcance biestático y del desplazamiento Doppler del blanco.

Si se utilizan anchos de banda altos y con larga duración, este tipo de función puede obtener los blancos de una forma óptima en ambas dimensiones, Doppler y tiempo.

5 SOLUCIÓN PROPUESTA

El objetivo de este capítulo es describir el hardware y software utilizado para llevar a cabo el desarrollo del radar pasivo. Se detalla el tipo de antena utilizada como receptor para los canales de vigilancia y referencia, el sistema utilizado para obtener la información de dichas antenas, el tipo de cables usados para garantizar unas pérdidas menores y por último los programas usados para analizar los datos de los blancos y poder determinar su detección.

5.1 Hardware.

Este apartado está dedicado a la descripción de todos los componentes físicos usados en el sistema.

5.1.1 Antena de TV TELEVES Ellipse UHF

Se trata de un tipo de antena UHF, es decir con cobertura TDT para captar la señal de los transmisores de DVB-T. Es una antena inteligente que se adapta en tiempo real a las condiciones de recepción, consiguiendo así una recepción estable y de calidad. Además elimina cualquier interferencia gracias a un filtro SAW (*Surface Acoustic Wave*) incorporado, que se caracteriza por su gran selectividad y filtra las interferencias que existan. Esto se ve reforzado con la superficie cóncava de los reflectores curvos que concentran la señal recibida en el dipolo, y con la parte convexa se aumenta el rechazo de las interferencias.

La capacidad para evitar interferencias de esta antena es una de las razones por las que se ha escogido este modelo, otra de las razones es su banda de trabajo, entre 470 y 694 MHz y su ganancia de unos 38 dBi. El único inconveniente de esta antena es que su ancho de haz es de 30 grados y limita el campo de visión del sistema.



Figura 5-1 Antena TELEVES con soporte en las inmediaciones del edificio de investigación del CUD

Como se aprecia en la Figura 5-1 para el soporte de la antena se ha utilizado un trípode de acero para altavoces, de la marca *Gorilla Stands*.

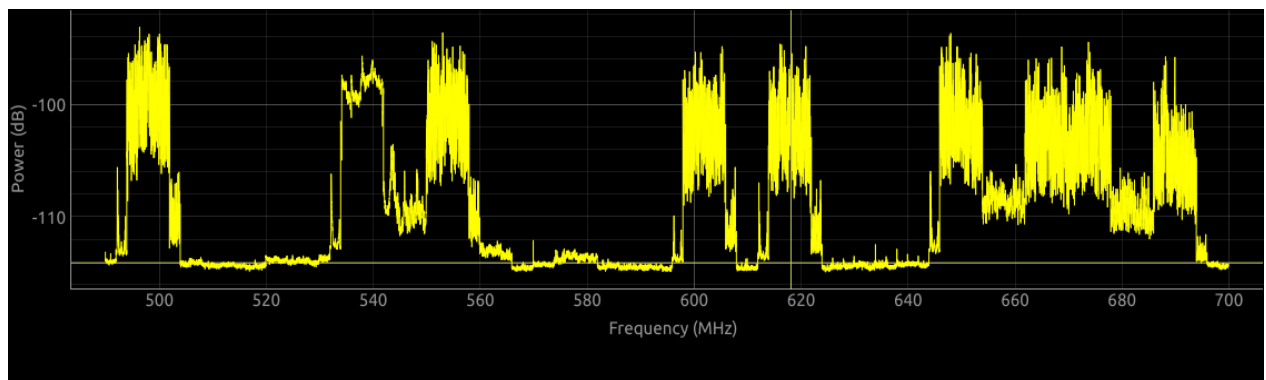


Figura 5-2 Señal recibida en la antena de referencia

La Figura 5-2 muestra el espectro de la señal recibida por la antena de referencia del sistema, acotada entre 490 MHz y 700 MHz.

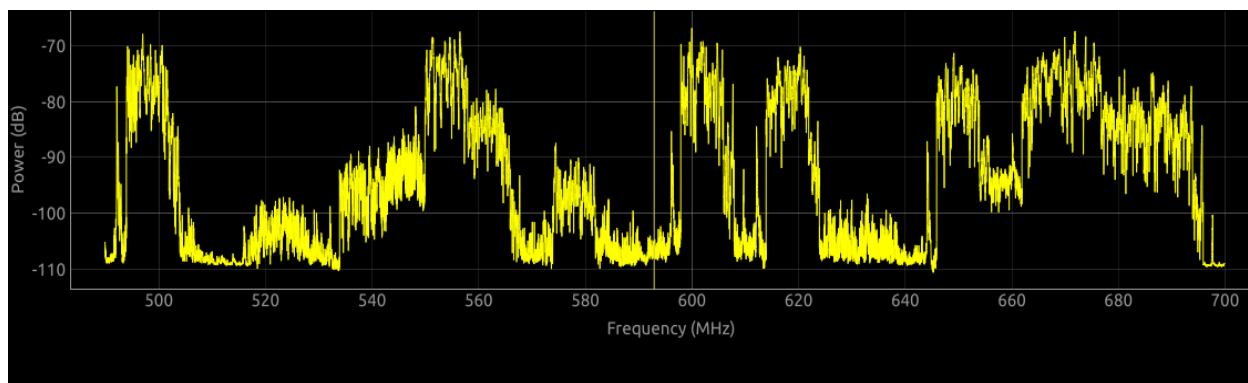


Figura 5-3 Señal amplificada recibida en la antena de vigilancia

La Figura 5-3 muestra el espectro de la señal recibida en la antena de vigilancia, la que se encuentra apuntando a la Ría de Pontevedra. Conviene destacar que esta antena lleva instalado un amplificador ya que la señal que se recibía inicialmente era muy débil y dificultaba la detección de blancos.

Ambas figuras se han obtenido gracias al uso del HackRF One, que se detallara en el siguiente apartado.

5.1.2 HackRF One.

HackRF One es un dispositivo *Software Defined Radio* (SDR) capaz de recibir señales desde 1 MHz hasta 6 GHz, este sistema fue fabricado por Great Scott Gadgets. Diseñado para facilitar el desarrollo y experimentación de tecnología de comunicación tanto actuales como en desarrollo, se trata de una plataforma de hardware libre que puede ser usada como un periférico vía USB, o programada para sí operar de forma autónoma. Destacan las siguientes características:

- Rango de operación en frecuencia desde 1 MHz hasta 6 GHz.
- Transmisor-Receptor con capacidad de operación half-duplex.
- Capacidad de muestreo de hasta 20 millones de muestras por segundo. Además en función del tipo de controlador USB utilizado puede alcanzar hasta 21,5 millones de muestras por segundo.
- Compatible con los principales programas para SDR tanto en Windows como en Linux, esto incluye también el uso del programa GNU Radio.
- Puede configurar vía software los amplificadores de ganancia, con 3 etapas dedicadas para recepción y 2 etapas para transmisión.
- Configuración de los filtros de señal en banda base, con un máximo de ancho de banda de señal de 28 MHz, y una caída de 3dB hasta 30 MHz.
- Permite controlar vía software la potencia suministrada al puerto de la antena.
- Conector de antena SMA hembra.
- Un conector SMA hembra para sincronizar el reloj, tanto a la entrada como a la salida, lo que permite conectar varios HackRF One y hacerlos trabajar conjuntamente.
- Todo el sistema se alimenta a través de la conexión USB, sin necesidad de añadir una fuente de alimentación externa, la que le confiere una gran portabilidad.
- Plataforma de hardware libre.

Toda esta información se ha obtenido de [21], un Trabajo de Fin de Grado sobre este tipo de periféricos.

En el caso concreto del sistema implementado en la Escuela Naval Militar, se han utilizado dos dispositivos de este tipo uno para cada antena, la de vigilancia y la de referencia, tal y como se muestra en la Figura 5-4.

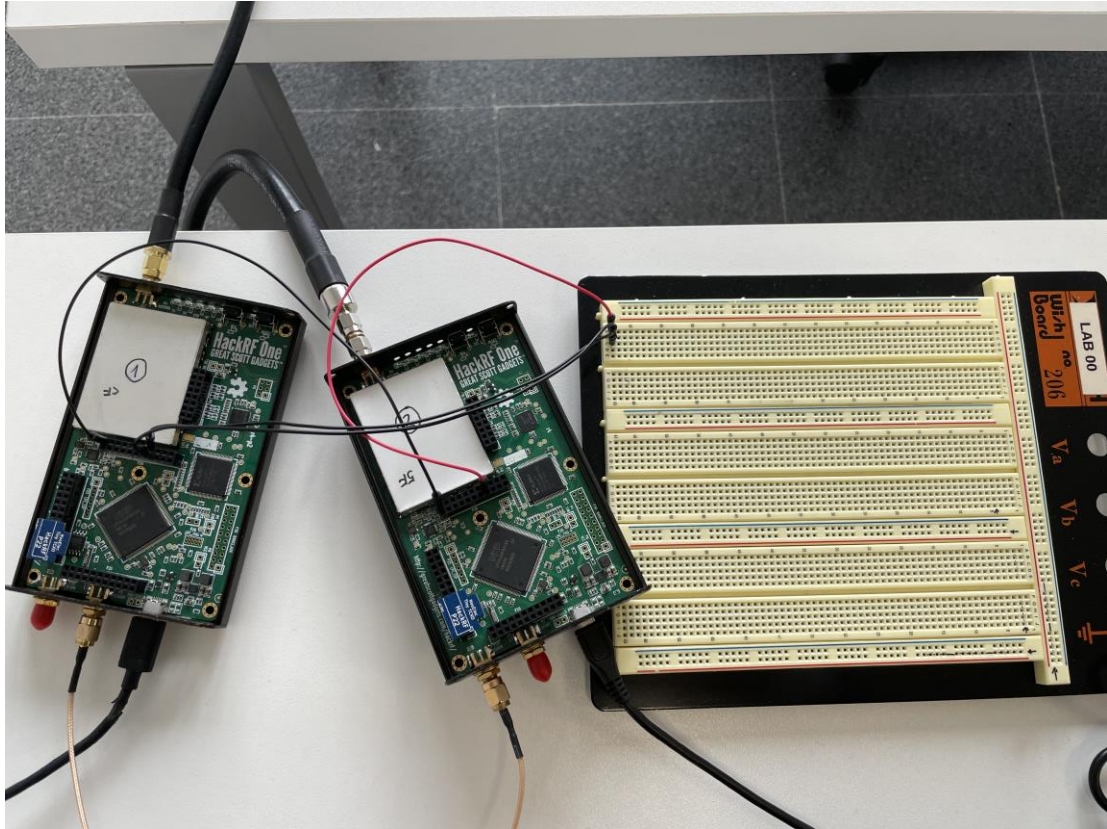


Figura 5-4 Ambos HackRF One instalados

En el montaje realizado para este TFG se puede apreciar los dos cables con el conector SMA-macho que es introducido en el conector SMA-hembra del HackRF One. Para poder sincronizar ambos HackRF se ha seguido el siguiente procedimiento:

Cada uno de los HackRF One dispone de dos salidas una llamada “*clock in*” y “*clock out*”, con estas salidas se pueden sincronizar el muestreo de la señal entre ambos dispositivos. Esto es de vital importancia pues de lo contrario las muestras se guardarán en distintos instantes de tiempo y fuera de fase, siendo imposible fusionar los datos de ambas placas. El primer paso de esta sincronización consiste en conectar la salida “*clock out*” del SDR maestro, que muestreará la señal de referencia, con la de “*clock in*” del SDR esclavo. Este paso garantiza que ambos dispositivos emplean el mismo reloj, y su montaje se aprecia en la Figura 5-5, sin embargo necesitamos del siguiente paso para garantizar que empiezan a tomar los datos a la vez.

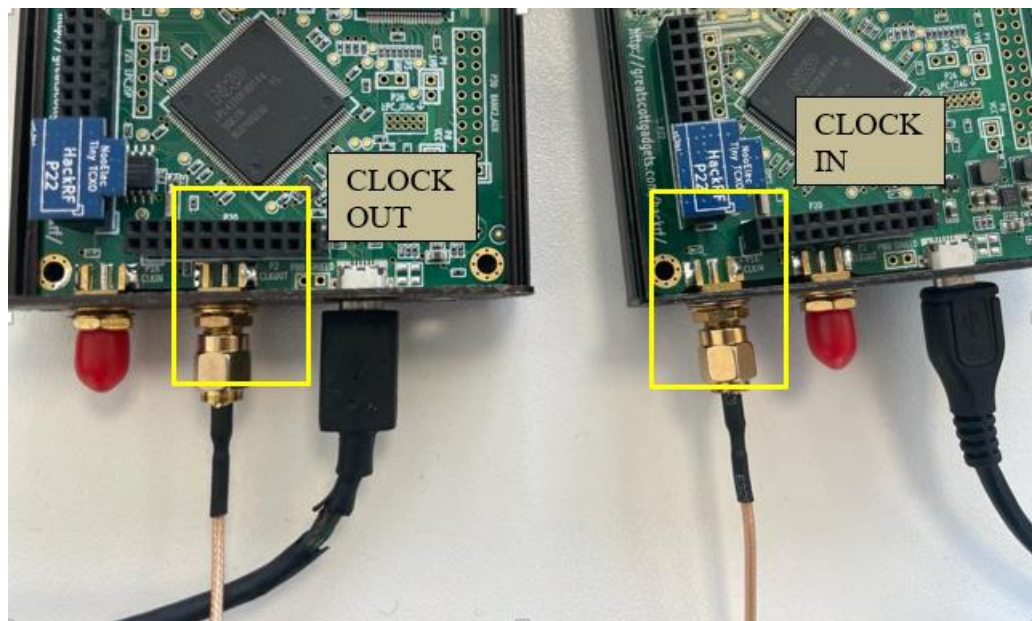


Figura 5-5 Montaje Clock in y Clock out

El segundo paso consiste en realizar una serie de conexiones de los pines de los puertos 28 (P28) de ambas placas. Para ello se conecta el pin 15 y 16 de la placa principal con el pin 16 de la placa secundaria o esclava, para estas conexiones se ha utilizado una Protoboard. Además es necesario conectar los pines número 2 entre sí de ambas placas. Estas conexiones se muestran en la imagen de la Figura 5-6.

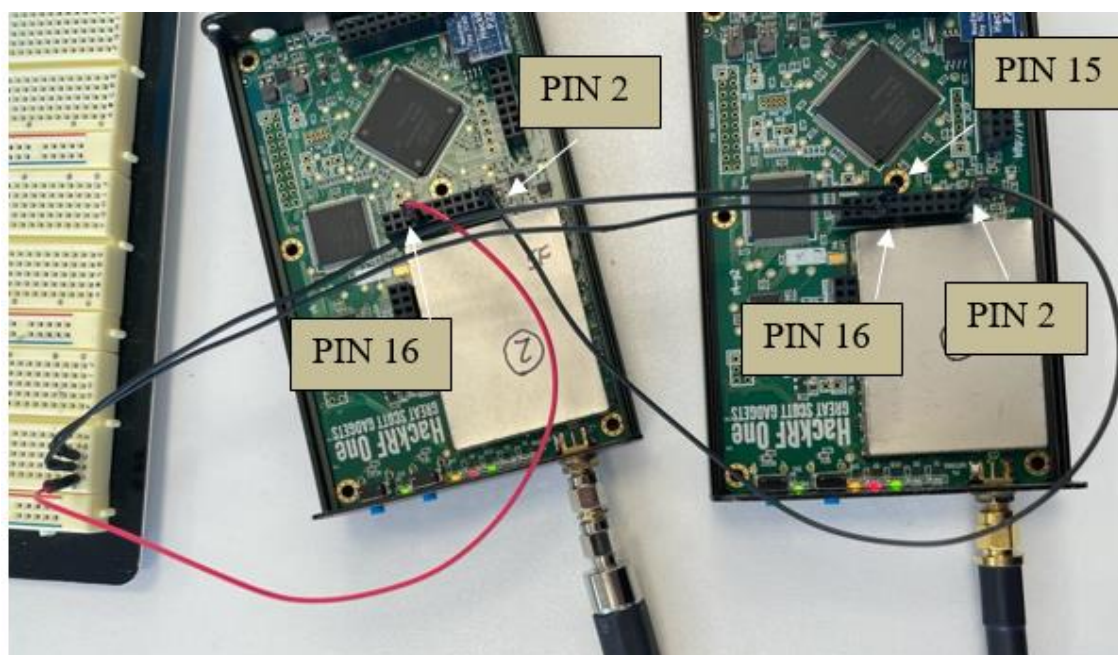


Figura 5-6 Conexiones de pines de los puertos 28 de ambos HackRF One

Con estos dos pasos garantizamos que ambas placas tengan la misma señal de reloj y que además empiezan el muestreo en el mismo instante, de tal forma que la muestra obtenida de ambos canales. La información de este montaje se ha obtenido del siguiente documento [22] y de dos blogs [23], [24], además para mejorar la comprensión de la utilidad de cada pin se inserta el “PINOUT” del puerto 28 en el Anexo IV: PINOUT del puerto 28 del HackRF One. Estas imágenes se han extraído de las siguientes referencias [25], [26].

5.1.3 Cables y adaptadores.

Para conectar la antena con el HackRF One se han utilizado una serie de cables y adaptadores, buscando minimizar las pérdidas. Para ello se ha utilizado un cable coaxial de 5 metros de bajas pérdidas con dos salidas, una N-macho y otra SMA-macho, mostrado en la Figura 5-7. La salida SMA-macho va conectada a la entrada de RF del HackRF One.

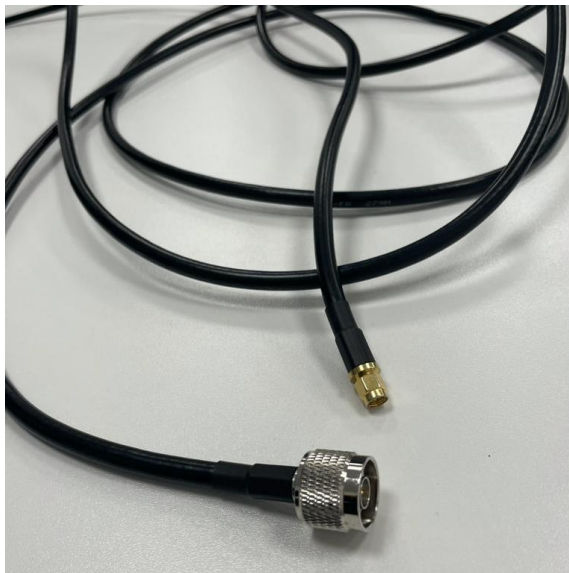


Figura 5-7 Cable de 5m con conectores N-M y SMA-M

Para conectar el cable con la antena hay que usar una serie de adaptadores ya que el cable tiene una salida N-macho. A esta salida se le conecta un adaptador N-hembra a N-hembra, como el de la Figura 5-8.



Figura 5-8 Conector N-H a N-H

Posteriormente la salida del adaptador N-hembra se conecta a un puerto N-macho que pertenece al adaptador de impedancias 50/75 (Figura 5-9). Este adaptador es de vital importancia porque se encarga de adaptar los $75\ \Omega$ de impedancia de salida de la antena a los $50\ \Omega$ de impedancia de entrada del HackRF One. La salida de este adaptador es N-hembra. A la salida del adaptador 50/75 se conecta otro adaptador que pasa de N-macho a F-hembra, finalmente a esa salida F-hembra se conecta el cable de la antena mediante otra salida F.



Figura 5-9 Adaptador 50/75 con una entrada N-M y salida F

Es importante destacar que el adaptador mostrado en la Figura 5-9 está formado por un atenuador del tipo pi, este nombre lo recibe ya que la disposición de las resistencias tiene forma de la letra griega pi, como se aprecia en la Figura 5-10 . Este tipo de atenuador nos permite obtener un valor de resistencia deseado a partir de la entrada de otro, en este caso se trata de un atenuador pi con impedancias diferentes. Esta configuración tiene una alta atenuación de la señal, según los cálculos para una entrada de $75\ \Omega$ y una salida de $50\ \Omega$ se tiene una atenuación mínima de la señal de 6 dB.

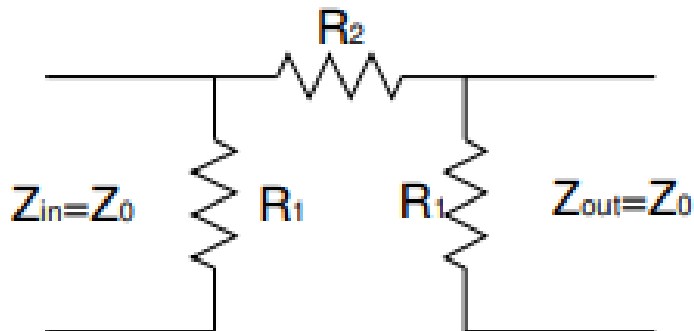


Figura 5-10 Atenuador Pi [27]

El montaje global con todos los accesorios queda resumido en la Figura 5-11 :



Figura 5-11 Montaje de todos los conectores desde la antena al HackRF One

5.2 Software.

Este apartado del capítulo está dedicado a la explicación de los diferentes programas utilizados tanto para extraer los datos e información del hardware como para procesarlos, detectando así los posibles blancos y obteniendo su distancia y desplazamiento Doppler.

5.2.1 Lubuntu.

Se utiliza el sistema operativo de Lubuntu para obtener los ficheros de datos de la señal de las antenas. Se trata de un sistema ligero y rápido, al ser un sistema Linux con el mínimo número de aplicaciones. Además se ha usado DragonOS Focal, un sistema operativo que se monta en Lubuntu y sirve para tener acceso al software libre de HackRF One y varios programas del ámbito de radiocomunicaciones.

El muestreo de la señal se realiza ejecutando el siguiente comando desde la línea de comandos de Lubuntu:

```
"hackrf_transfer -r sur_nombre_proyecto.bin -d NSERIESUR -f FREQ -n NSAMPLES -s FS -H 1 |
hackrf_transfer -r ref_nombre_proyecto.bin -d NSERIEREF -f FREQ -n NSAMPLES -s FS -H 1"
```

Realmente se trata de dos instrucciones similares "hackrf_transfer" que se ejecutan simultáneamente y capturan la señal de cada HackRF One. La barra de separación entre ambas "|" asegura el funcionamiento simultáneo de las dos instrucciones mediante el uso de "tuberías" o pipes de Linux.

A continuación, se describen brevemente los parámetros que emplea cada uno de los comandos hackrf_transfer:

sur_proyecto.bin y ref_proyecto.bin son el nombre que se le da a los ficheros donde se guardan los datos de la muestra tomada. Son dos ficheros ya que se guarda la información de cada antena.

NSERIEREF y NSERIESUR es el número de serie de los dispositivos HackRFOne empleados, en este caso, 1b695f y 3488cf respectivamente.

FREQ es la frecuencia en Hz del canal de DVB-T que vayamos a emplear, por ejemplo, 498000000 para el canal 27

NSAMPLES es el número de muestras total que deben capturarse, por ejemplo 16000000

FS es la velocidad de muestreo en muestras por Segundo, por ejemplo 16000000

La opción -H 1 asegura que los HackRF One inicien su captura sincronizándose mutuamente a nivel hardware.

Un ejemplo real de comando de captura sería el siguiente:

```
"hackrf_transfer -r sur_gc1.bin -d 1b695f -f 498000000 -n 160000000 -s 16000000 -H 1 |
hackrf_transfer -r ref_gc1.bin -d 3488cf -f 498000000 -n 160000000 -s 16000000 -H 1"
```

Este código se ha extraído de la siguiente página web [28], su uso carece de copyright al tratarse de un software libre. Para calcular el tiempo que estarán las antenas recibiendo información es necesario definir una serie de parámetros. Lo primero es definir cuantas muestras por segundo se van a utilizar, en este TFG se ha variado entre 8 o 16 megas. En el ejemplo real que se ha adjuntado anteriormente el número de muestras por segundo es $FS=16000000$. Una vez definida la velocidad de muestreo, es necesario establecer el número total de muestras que se quieren, esto es los *NSAMPLES* que en el ejemplo adjuntado es igual a 160000000. Con estos dos valores se obtiene el tiempo total de muestreo, definido por la ecuación (5-1):

$$Tiempo(t) = \frac{NSAMPLES}{FS} \quad (5-1)$$

El resultado nos da el tiempo en segundo de los datos que se han muestreado, siguiendo el ejemplo si dividimos *NSAMPLES* entre *FS* nos saldría 160000000/16000000 lo que da un tiempo de 10 segundos. Esto quiere decir que se tienen datos de blancos que hayan pasado por el sistema en esos 10 segundos.

Esto es una forma de realizar los cálculos si se quiere establecer un tiempo determinado de muestreo, también se puede realizar los cálculos para determinar la cantidad de muestras, *NSAMPLES* que se tendrá en función del tiempo y la velocidad de muestreo, *FS*. Para ello basta con despejar la ecuación (5-1) de la siguiente forma:

$$NSAMPLES = FS \times Tiempo(t) \quad (5-2)$$

Con la ecuación (5-2) se define un tiempo en segundos determinado y se obtiene la cantidad de muestras que se tiene como resultado.

También es importante destacar que detrás de “-*f*” se introduce la frecuencia de muestreo, en el ejemplo sería 498 MHz.

5.2.2 GNU Radio

GNU Radio es un software libre ideado para desarrollar terminales SDR (*Software Defined Radio*), la ventaja de este software es la representación en bloques del sistema, facilitando así su comprensión. En general es una herramienta de procesamiento de señales con módulos de entrada y salida, estos módulos hacen prácticamente de todo, leer, escribir en el disco duro, reproducir una tarjeta de sonido y mucho más. Es un software programable en C++ y en Python, lo que da lugar a que se pueda extender fácilmente ya que al ser software libre cantidad de usuarios comparten sus diseños.

Existen dos formas de usar GNU Radio, la primera es usando directamente las librerías y para ello es necesario escribir en código en uno de dos lenguajes mencionados anteriormente. La segunda consiste en usar la interfaz gráfica, es decir la representación en bloques de las librerías. Para más información sobre este software consultar [29]–[31].

5.2.3 MATLAB.

Para el procesamiento de los datos obtenidos de los blancos se ha decidido usar el software de MATLAB, para ello se ha usado la licencia de estudiante de la Universidad de Vigo para así poder tener acceso a la última edición de este programa.

Una de las razones por las que se ha elegido lleva a cabo el procesamiento de los datos en esta plataforma es porque ofrece un entorno interactivo sencillo mediante una ventana en la que se introducen las ordenes en modo texto y otra en la que aparecen los resultados. Además los gráficos se representan en ventanas independientes y cada una tiene una barra de menús que controla su funcionalidad.

El código desarrollado para el análisis de los datos capturados en las medidas consta de una función principal que se encuentra adjuntada en el Anexo II: Programa Principal. A continuación se va detallando este código:

Lo primero que hace esta función es resetear el MATLAB, el siguiente paso es el cálculo de las características del escenario que se ha llevado a cabo en esa medida. Para ello están introducidos los datos fijos de la latitud y longitud del IO y de las antenas montadas en la Escuela Naval Militar, además de la elevación de ambas antenas y el transmisor así como su orientación. Posteriormente se introduce la latitud y longitud del blanco, su rumbo y velocidad, todos los datos obtenidos de Marine Traffic para el momento en el que se empieza a grabar la muestra con el sistema. Con todos estos datos se hace una llamada a la función de “*calculate_scenario*” que se encarga de obtener la distancia biestática y el desplazamiento Doppler, de esta forma se puede interpretar mejor los resultados obtenidos.

Posteriormente se introducen los datos de la frecuencia de muestreo, el nombre del proyecto y de que software provienen los datos, o HackRF One o GNU Radio. Seguidamente también se introducen

los parámetros de procesado, esto es, la distancia mínima y máxima, la frecuencia Doppler mínima y máxima, el CPI y el valor de la constante k , que determina el número de celdas de alcance.

A continuación se crea una carpeta con el nombre del proyecto que se está analizando, dentro de esta carpeta crea a su vez otras dos, una para las imágenes 2D y otra para las 3D. La siguiente parte del código consiste en definir la ruta de las muestras medidas con el software de HackRF One.

La siguiente línea del código consiste en cargar la señal, tanto de referencia como de vigilancia. Para ello abre el archivo que se guardó con el nombre `ref_nombre` del blanco o `sur_nombre` del blanco, y determina si viene del software de GNU Radio o HackRF. La principal diferencia de estos dos software es el número de muestras, GNU son muestras de 32 bits y HackRF de 8. Para obtener cuanto ocupa el canal se usa el comando `ftell(f)` que mide el fichero y después se divide entre 8 bytes si es GNU o 2 bytes si es HackRF, esto se debe a lo comentado anteriormente de la diferencia de bits. El tamaño del fichero se almacena en la variable `ReferenceSigLength`, para la señal de referencia, para la de vigilancia ocurre lo mismo pero la variable adquiere el siguiente nombre `SurveillanceSigLength`,

Como es imprescindible que ambas señales ocupen el mismo tamaño de fichero para poder llevar a cabo la correlación, el siguiente paso es que se comparen los tamaños de ambas señales y se escoja el tamaño más corto de la señal. Una vez determinado el tamaño del fichero se coge el más largo y se recorta para que el tamaño de ambas señales sea igual.

En función del número de muestras y del CPI que se introdujo al principio del código, se obtiene el tamaño de la ventana de integración. Esto se realiza multiplicando el CPI por la frecuencia de muestreo. Las siguientes líneas de código hasta llegar al bucle principal se encargan de obtener los valores máximo y mínimo de Doppler y alcance.

El bucle principal comienza con el número de ventanas a 1 y después de cada iteración se le suma 1 para ir completando todas las ventanas de la muestra. Acto seguido se carga la función `read_complex_hackrf` que carga cada ventana y va cogiendo la longitud de uno en uno, esta función se ha extraído de GNU Radio al ser un software libre. El siguiente paso de este bucle principal es llamar a la función `CAF_peak`, desarrollada por el Comandante Joe J. Johnson de la US Navy [32]. A esta función se le pasa la ventana de referencia, la de vigilancia, el Doppler máximo y el mínimo, estas dos señales llegan en forma vectorial y se define N como la longitud más larga de ambas señales. Una vez definida N se integra el tiempo más alto y más bajo entre $-N$ y N , y la frecuencia entre $-(N/2)/N$ y $(N/2)/N$. El código se encarga de transformar las señales en vectores y en igualar ambas longitudes, rellenando la más corta con ceros. Después va comprobando todas las variables una a una y finalmente convierte el tiempo y la frecuencia en vectores para poder representarlos, finalmente calcula la función de ambigüedad y encuentra los picos de los valores. Por último, representa la función de ambigüedad, tanto en 2D como en 3D.

Continuando con el bucle principal, el siguiente paso una vez obtenida la función de ambigüedad es hacer la correlación cruzada de ambas señales, con el comando `xcorr` de MATLAB, esta operación se hace para cada ventana que va generando la función CAF. Después se genera el vector W , que se compone de una matriz donde las filas son el valor de K y las columnas el número de ventanas. La última parte del bucle principal es guardar una captura cada imagen 2D y 3D que se imprimen por pantalla cada vez que se recorre el bucle.

Una vez finalizado el bucle principal, se termina el código generando una imagen tipo `waterfall` con el vector W , esto lo que hace es representar la celda de distancia con respecto a la de tiempo de cada ventana generada en el bucle principal. Esta imagen representa el CPI del blanco.

Una vez obtenidas todas las ventanas se transforman en video gracias a una función llamada `MakeVideo` que básicamente lee las carpetas 2D y 3D donde se han guardado las capturas del procesado de las ventanas y crea un video en el que se ajusta la velocidad de los fotogramas (fps) para que dure el tiempo deseado para poder apreciar mejor el movimiento de los blancos.

6 PRUEBAS

Este capítulo está destinado a la descripción de las pruebas más notables que se han llevado a cabo en este TFG. Para ello cada apartado del capítulo recibirá el nombre del blanco que se ha detectado y una breve descripción de la situación a la hora de realizar la medida. El primer apartado del capítulo se dedicará a describir la situación general del sistema y las características principales del IO que se ha elegido. Posteriormente se hará un apartado de pruebas unitarias donde se describe como se comprueban los equipos para realizar las medidas correctamente y después se da paso a las pruebas como tal.

6.1 Escenario General.

El escenario donde se llevan a cabo todas las medidas está ubicado en el edificio de investigación del Centro Universitario de la Defensa de la Escuela Naval Militar de Marín. Se sitúan las antenas a cada lado del edificio, una apuntando al IO y otra apuntando a la Ría de Pontevedra, se ha escogido esta disposición porque se consigue separar ambas antenas unos 10 metros aproximadamente y además el edificio parapeta la antena de vigilancia, evitando así la entrada de los rayos directos del IO por el lóbulo trasero de la antena de vigilancia.

En cuanto al IO se ha elegido el transmisor DVB-T de Tomba, un monte situado en las inmediaciones de Poio. Esta elección se debe a que se trata del IO que mejor orientación tenía hacia la Ría y con respecto a nosotros, además de tener una distancia apropiada de unos 7 km y buena elevación permitiendo un mayor alcance.



Figura 6-1 Escenario real durante una medida del mercante Manuela

La Figura 6-1 es un ejemplo del tipo de escenarios que se dan con el sistema instalado en la Escuela Naval Militar, en este caso se trata de la detección del mercante Manuela que se encontraba entrando al puerto de Marín.

6.2 Pruebas unitarias.

Una vez conectadas las antenas al HackRf y este al ordenador, se procede a comprobar el espectro de la señal para verificar los niveles de señal recibidos en ambas antenas y los diferentes canales de los que se dispone. Esto se realiza con un programa instalado en el software de DragonOS Focal, QSpectrumAnalyzer obteniéndose el espectro mostrado en la Figura 5-2 y en la Figura 5-3.

Para comprobar el funcionamiento del software de procesado realizado en MATLAB, se emplea un simulador creado en GNURadio que crea un blanco perfecto, sin clutter y con suficiente RCS. Una vez generado el fichero de datos con el vídeo sintético para los canales de referencia y vigilancia, se procesa en MATLAB y así se comprueba que el código está bien y da un resultado acorde con lo esperado.

El simulador, del que se muestra su diagrama de funciones en el Anexo I tiene el funcionamiento que se describe a continuación:

Primero se define con variables la velocidad de muestreo, el tamaño de FFT y el tamaño de las celdas que abarca cada contacto que queremos generar. El primero bloque que se observa, recorriendo el esquema desde arriba y de izquierda a derecha, es el llamado “Fast Noise Source” que se encarga de generar una secuencia de ruido que hará las veces de señal transmitida. El siguiente bloque se encarga de eliminar la componente continua de ruido para que no sea una señal constante. Posteriormente el bloque “Head” se encarga de detener la generación de muestras en un valor determinando, limitando así el tamaño del fichero de muestras generado. Las muestras generadas para el canal de referencia se guardan en un fichero gracias a “File Sink”.

La señal que proviene del bloque “Head” alimenta dos bloques iguales que añaden un retardo de 53 y 80 celdas respectivamente tomando este valor de las variables R1 y R2. De esta forma se simulan dos blancos estáticos a diferente distancia.

La creación de un blanco móvil se realiza mediante el bloque “*Signal Source*” del extremo derecho del diagrama. Este bloque crea un retardo de la señal de referencia que se oscila de forma senoidal en un margen de distancias definido por las variables $R3$ y $dR3$. Esto da lugar a un blanco ficticio que oscila entre $R3 \pm dR3$. En el ejemplo del Anexo I, la oscilación tiene una amplitud de 100 celdas de distancia, que se corresponden a 10 metros, alrededor de la celda de distancia 2500. Es decir, se trata de un blanco que, centrado en 2500 metros oscila armónicamente alrededor de este punto con una amplitud de +36 y -16 metros.

Puesto que la creación del blanco móvil descrita en el párrafo anterior, mueve el blanco en distancia pero no le “imprime” el desplazamiento Doppler necesario para simular su velocidad, la señal generada mediante el retardo variable descrito anteriormente, se pasa por el bloque de “*Signal Source*” del centro del diagrama para variar la frecuencia y así poder simular el desplazamiento Doppler, se ha desplazado a otra frecuencia. Después se pasa por el bloque “*Add*” y se suma a las otras dos señales. A la salida de este bloque se guardan la señal correspondiente al canal de vigilancia en el tipo de archivo deseado, en este caso “.bin”.

Si se procesa el archivo generado con el simulador anterior en con los códigos de MATLAB desarrollados, se comprueba que el funcionamiento correcto de toda la cadena de procesado. Esta comprobación se realizó una vez para comprobar el correcto funcionamiento del código y antes de empezar a medir blancos.

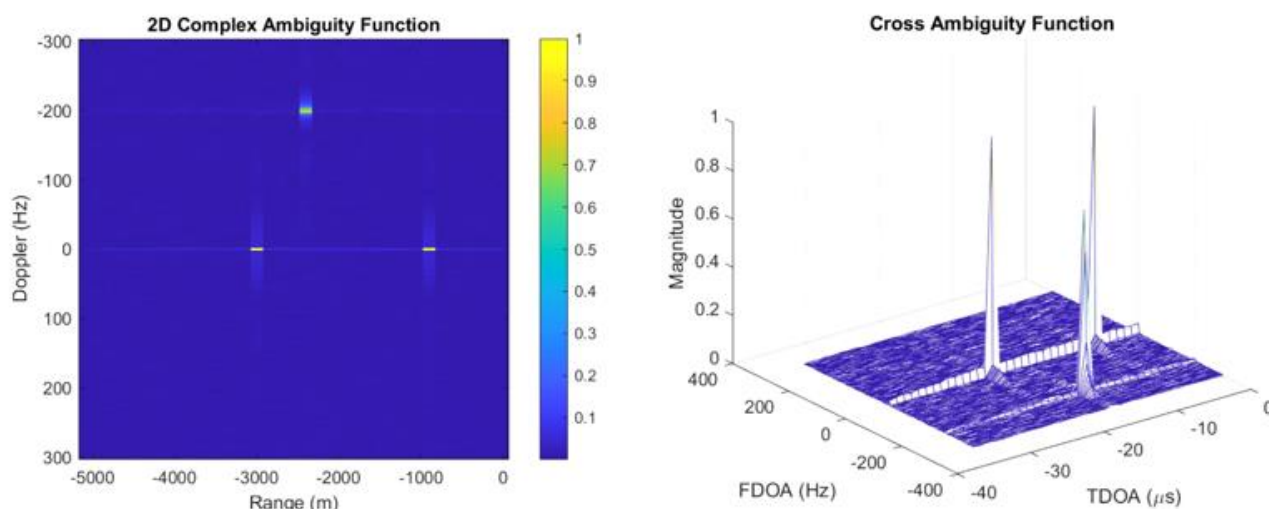


Figura 6-2 Blancos producidos en el simulador GNU

En la Figura 6-2 se muestran los resultados 2D y 3D de unos blancos perfectos generados en el simulador y procesados por el código elaborado en MATLAB.

6.3 Campaña de pruebas

En este apartado se procede a describir las pruebas más notables para posteriormente, y posteriormente comentar los resultados de dichas pruebas.

6.3.1 Pesca Azul.

Se trata del primer contacto que se detectó adecuadamente después de varios intentos fallidos. Fue un pesquero de casco azul, de ahí el nombre del fichero, que se dirigía a atracar al puerto de Marín. Se encontraba en una latitud de $42^{\circ} 24,36'N$ y longitud de $8^{\circ} 42,4'W$, esto nos da una distancia biestática de 2,5 km, sin embargo, la distancia directa (monoestática) real es de 1,2 km. Iba a una velocidad aproximada de 4 nudos, es decir 4 millas/ hora, aproximadamente 8 km/h.

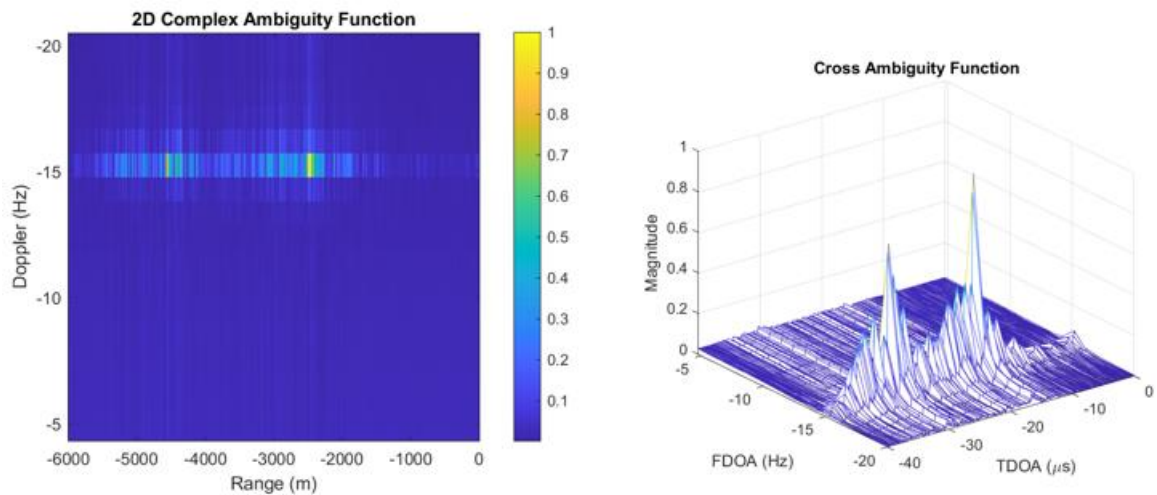


Figura 6-3 Resultados de procesar el fichero de pesca azul

En la Figura 6-3 se aprecia como el sistema ha detectado el contacto en la distancia biestática esperada, al apreciarse un recuadro de un tono amarillento, además en la Figura 6-4 se aprecian unas diagonales, producidas por el desplazamiento de celdas en el tiempo, que justifica que el sistema ha detectado el movimiento del blanco.

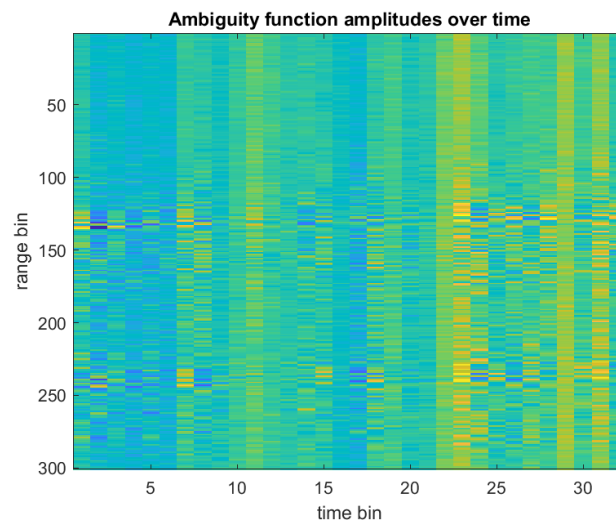


Figura 6-4 CPI del fichero pesca azul

6.3.2 Mercante Manuela.

Es la segunda prueba que se realizó, en este caso había tres blancos. El mercante Manuela con un remolcador en la aleta de estribor y otro mercante, el Visitor, saliendo de la Ría y a alta velocidad. Se escogió como referencia la latitud y longitud del Visitor ya que al ser el más lejano si se detectaba este se debía detectar el Manuela también. Su latitud era $42^{\circ} 23,5'N$ y su longitud $8^{\circ} 45,2'W$, lo que da una distancia biestática de 4,2 km y una distancia real de 2,2 km, su velocidad era de 7 nudos. La medida se realizó en el canal de 498 MHz y una velocidad de muestreo de 8 mega muestras por segundo.

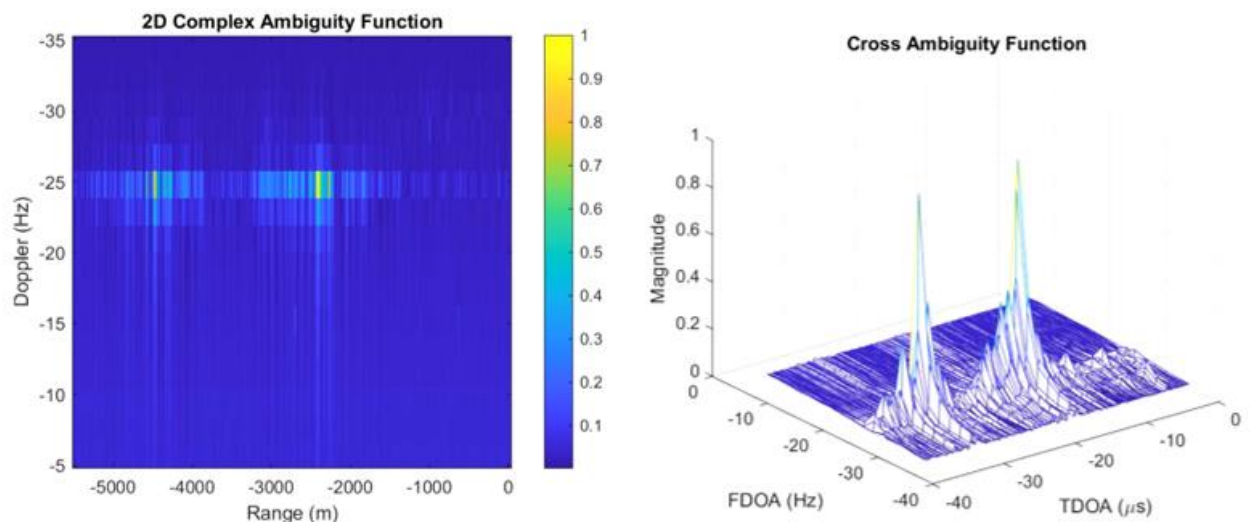


Figura 6-5 Resultados de procesar el fichero Manuela

En la Figura 6-5 se muestran los resultados al procesar el fichero del mercante Manuela en el programa creado en MATLAB. Se muestra una imagen 2D donde se aprecia la distancia biestática del contacto, en este caso a unos 4,2km el Visitor y a unos 2,4 km el Manuela, también se adjunta una imagen 3D donde se aprecian los picos que producen los blancos.

En la Figura 6-6 se muestra el CPI producido, es interesante analizar dicha imagen porque permite concluir que se produce un movimiento.

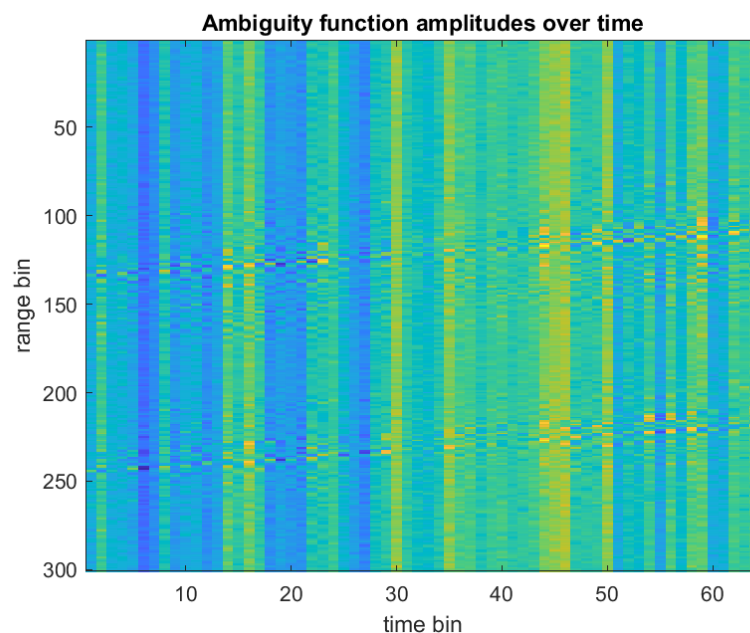


Figura 6-6 CPI del fichero Manuela

La Figura 6-7 es una foto tomada en el momento de la medición, se aprecia en primer plano el mercante Manuela con el remolcador, y en un segundo plano y alejándose el mercante Visitor.



Figura 6-7 Foto real del momento de la medición

6.3.3 Aduanas.

Esta medición se realizó aprovechando una salida de la lancha rápida de aduanas, que se encuentra atracada en la Escuela Naval Militar. En la Figura 6-8 se aprecia el tipo de embarcación que es.



Figura 6-8 Lancha Aduanas ENM

Cuando se tomó la muestra la lancha se encontraba en una latitud de $42^{\circ} 24' N$ y una longitud de $8^{\circ} 42,8' W$, a una distancia biestática de 2,2 km pero una distancia real de 1,5 km. En el momento de la medición se encontraba acercándose a una velocidad aproximada de 7 nudos.

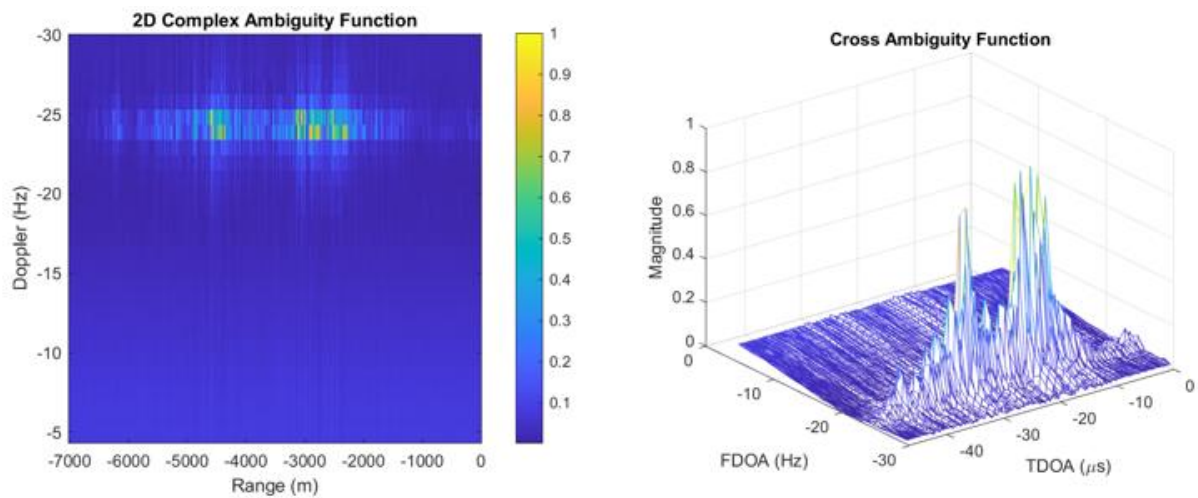


Figura 6-9 Resultados de procesar el fichero aduanas

En la Figura 6-9 se muestra los resultados, tanto 2D como 3D del blanco aduanas. Se aprecia el contacto a la distancia biestática esperada de 2,2 km y según el desplazamiento Doppler la velocidad aproximada de 7 nudos.

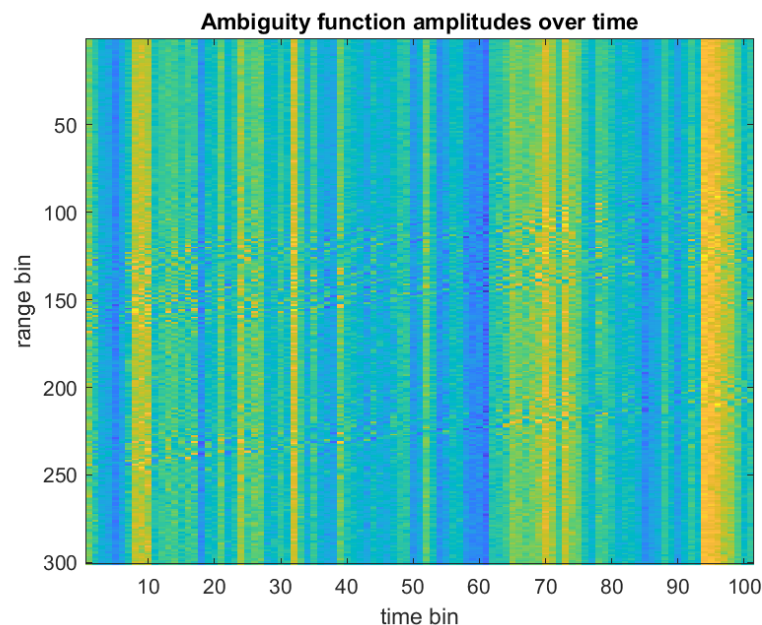


Figura 6-10 CPI de aduanas

La Figura 6-10 muestra el resultado del CPI de aduanas, y se aprecia un desplazamiento diagonal de las celdas de “range” con respecto al tiempo producido por el movimiento del blanco.

6.3.4 Irmans

Se trata de un buque de salvamento y apoyo, que pertenece al servicio de Guardacostas de Galicia, se encuentra atracado en el puerto de Marín. La Figura 6-11 muestra como es dicho buque, obtenida de la página web de MarineTraffic.



Figura 6-11 Buque Irmans [33]

En el instante de la medida el buque se encontraba volviendo a su puerto base de Marín a una velocidad de 8 nudos, en una latitud de $42^{\circ} 23,5'N$ y una longitud de $8^{\circ} 43,5'W$. Según los cálculos del escenario, realizados en MATLAB, se obtuvo una distancia biestática de 3 km y una distancia real de 1,7 km. En la Figura 6-12 se muestra los resultados obtenidos al procesar la medición de este buque.

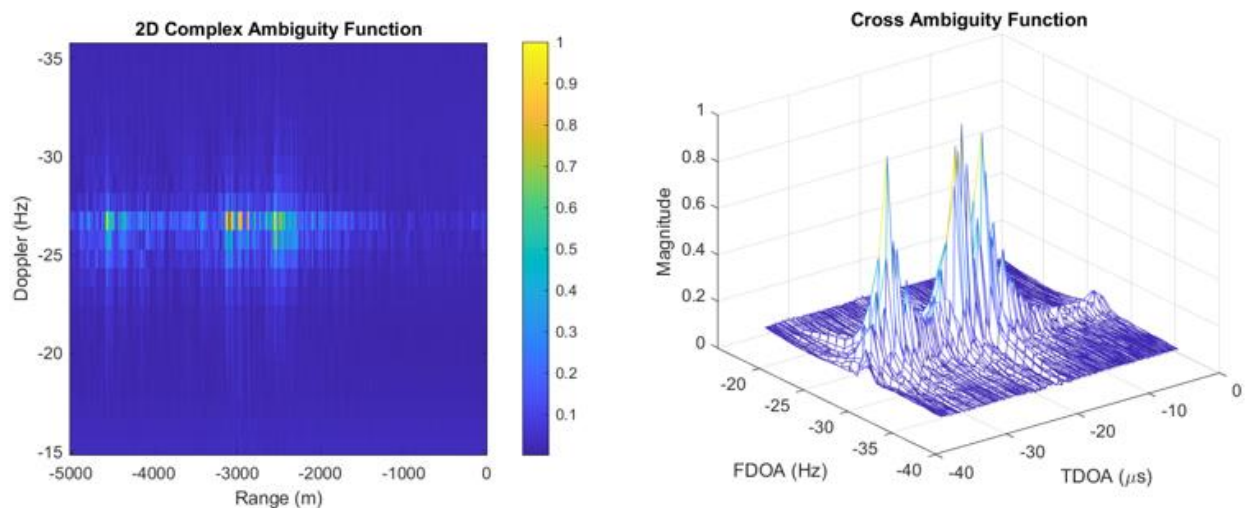


Figura 6-12 Resultados de procesar el fichero Irmans

Se puede observar como aparece el blanco en la distancia biestática esperada. En la Figura 6-13 se muestra el CPI del blanco, concluyendo que se consiguió detectar el movimiento de este, con el desplazamiento de celdas en el tiempo.

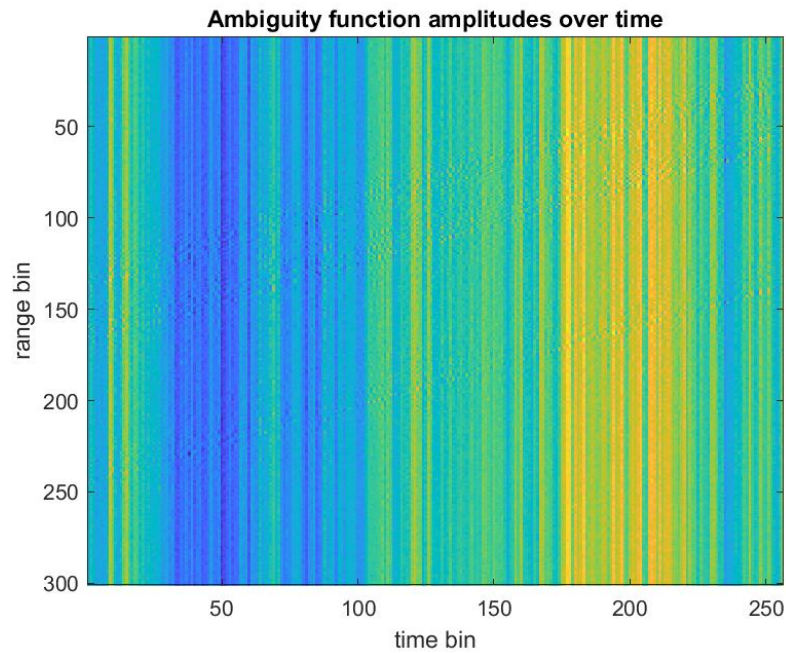


Figura 6-13 CPI de Irmans

6.3.5 Intermares.

Se aprovechó la llegada de este buque de la Armada Española a la Escuela Naval Militar para medirlo con el sistema de radar pasivo. Se trata de un buque de buenas dimensiones como se aprecia en la Figura 6-14.



Figura 6-14 Intermares en el momento de la medición

El Intermares se encontraba haciendo su aproximación a la Escuela Naval, a una velocidad media de 6 nudos y en una latitud de $42^{\circ} 23'N$ y una longitud de $8^{\circ} 43'W$. Para esa situación los cálculos del

escenario resultaron en una distancia biestática de 3 km y una distancia real de 1,8 km. En la Figura 6-15 se aprecian los resultados obtenidos, tanto 2D como 3D.

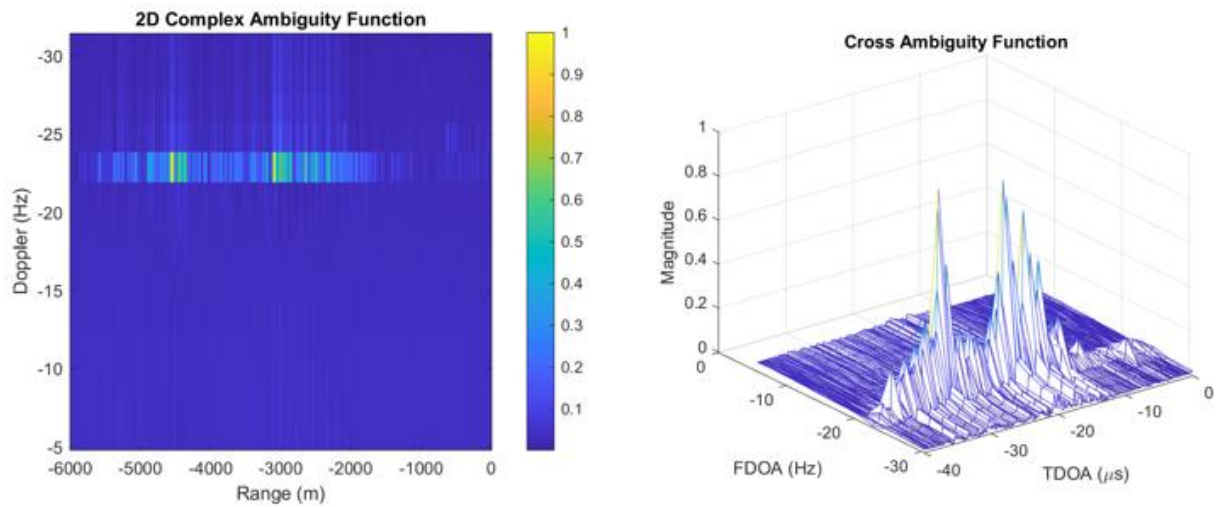


Figura 6-15 Resultados de procesar el fichero Intermares

Además, como en el resto de pruebas, se adjunta la Figura 6-16 que muestra el CPI del buque y como se ha registrado el movimiento.

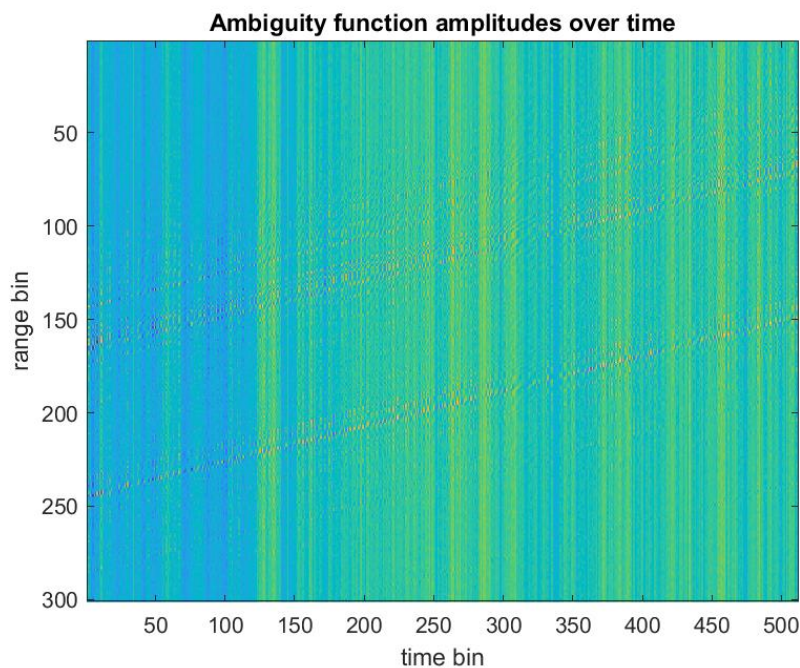


Figura 6-16 CPI del Intermares

Se observa claramente una diagonal generada por el desplazamiento de celdas a lo largo del tiempo, lo que justifica que haya movimiento.

6.3.6 *Peregrina*.

Durante la semana de instrucción y adiestramiento que se realiza en la Escuela Naval Militar, se tomó una medida de la salida de varios veleros y del velero de mayor porte, el *Peregrina*. En la Figura 6-17 se muestra el escenario en el momento exacto en que se comenzó a medir los blancos.



Figura 6-17 Foto del momento exacto de la medida del *Peregrina* y los veleros

Para esta medida se cambió de frecuencia a 670 MHz, este cambio se debe a que en la banda de 662 MHz hasta 678 MHz se encuentran dos canales contiguos donde la frecuencia media es la elegida, con esto se consigue muestrear en ambos canales a la vez y por tanto ampliar el ancho de banda y la resolución, esto se demuestra con la ecuación del apartado 3.3.1. Cabe destacar que al estar en dos canales en vez de tener 8 millones de muestras por segundo se debe poner 16 millones de muestras por segundo. Los resultados fueron bastante satisfactorios, estos se muestran en la Figura 6-18.

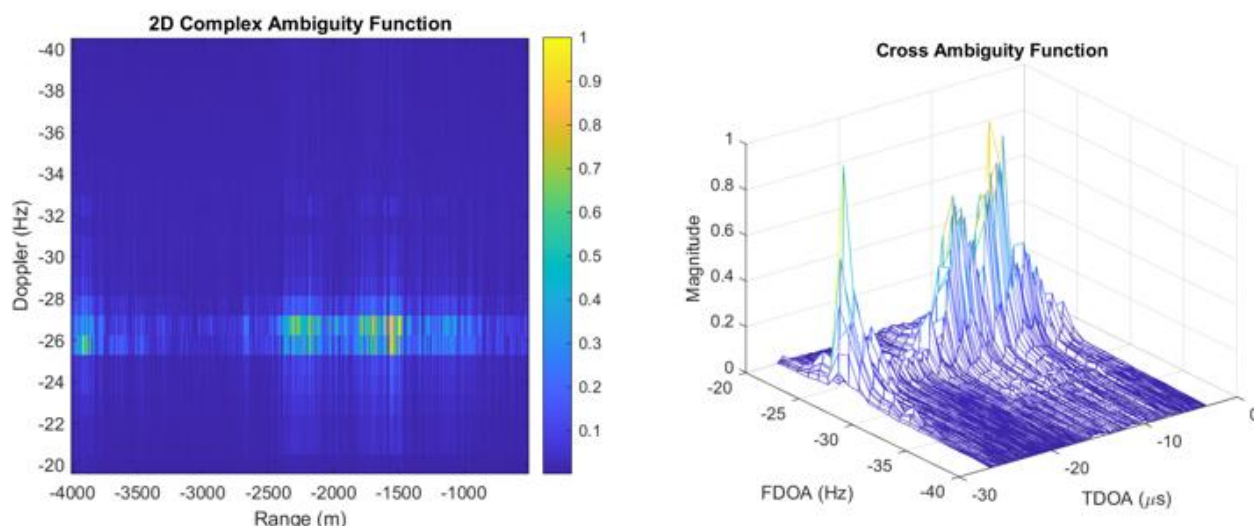


Figura 6-18 Resultados de procesar el fichero Peregrina

Los veleros se encontraban en una latitud de $42^{\circ} 24'N$ y longitud de $8^{\circ} 43'W$, esto da una distancia biestática de 2,6 km y una distancia real de 1,6 km, además de estar a una velocidad de 5 nudos. El Peregrina se encontraba en una latitud de $42^{\circ} 23,8'N$ y una longitud de $8^{\circ} 43,6'W$, dando lugar a una distancia biestática de 5,3 km y una real de 3 km a una velocidad de 4,5 nudos. Cabe destacar que se tomaron dos minutos de muestra lo que generaba 128 ventanas a una resolución de 0,5 Hz y que la imagen de la Figura 6-18 se trata de la ventana 122.

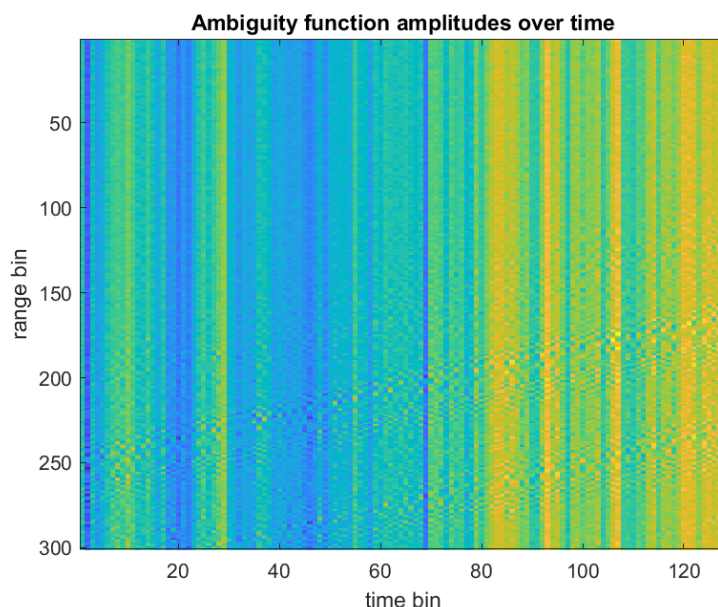


Figura 6-19 CPI del fichero Peregrina

En la Figura 6-19 se muestra el CPI generado por el movimiento de ambos blancos.

6.4 Análisis de los resultados.

En todas las pruebas anteriores se puede observar como el sistema es capaz de detectar los blancos y dar una distancia, sin embargo, es necesario destacar que esta distancia no es la real sino la distancia biestática. Esto se debe a que el rayo primero incide el blanco desde el IO y después se refleja sobre el

blanco y es recibido por la antena de vigilancia. Para obtener la distancia real es necesario realizar unos cálculos trigonométricos, donde se proyecta en el suelo el triángulo formado entre el blanco, el IO y las antenas de la Escuela Naval Militar. Estos cálculos se han realizado en MATLAB, en una función llamada “*scenari*” que se adjunta en Anexo III: Programa Scenari.

En las dos primeras pruebas, pesca azul y mercante Manuela, se interpretó que el blanco que aparecía a una distancia biestática de unos 4,5 km aproximadamente era, en el primer caso otro pesquero que se encontraba por la zona, y en el segundo el mercante Visitor que se dirigía a la salida de la ría. Sin embargo, conforme avanzaban las pruebas siempre aparecía un supuesto blanco, a una distancia aproximada al doble que el blanco real. Tras un análisis más detallado de la muestra del mercante Manuela se llegó a la conclusión de que no podía ser el mercante Visitor porque se movía a la misma velocidad que Manuela y este en la realidad iba a una velocidad mayor. A parte siempre se mantenía constante la distancia biestática con respecto a Manuela en vez de separarse y obtener una distancia cada vez mayor. Otro argumento que soporta esto es que si se correspondiese al Visitor debería tener un Doppler positivo ya que se aleja.

Esto además se ve apoyado por las gráficas CPI que se generan ya que prácticamente se mantiene constante la separación entre ambas líneas. Por ejemplo, si se observa la Figura 6-16, la diagonal superior comienza en la celda de distancia 155 y la inferior en 245, dando una diferencia de 90 celdas de distancia para el instante 0. Si se avanza hasta la celda de tiempo 250, la diagonal superior tiene un valor de 125 celdas de distancia y la inferior unos 210, lo que da una diferencia de 85 celdas de distancia. Si se lleva a cabo esta comprobación para todas las muestras procesadas se llega a que siempre existe una diferencia constante de celdas de distancia entre 90 y 100, convirtiéndose en otro argumento que descarta que se trata de un blanco diferente.

Al descartar que se trate de otro blanco, deben plantearse otras hipótesis. La más plausible podría ser la de que se trate de una réplica del blanco principal, retardada en el tiempo (distancia) lo que originaría un falso blanco. Este retardo podría deberse al multitrayecto. La señal procedente del IO podría reflejarse en algún otro lugar e interferir a la señal directa en la antena de referencia. También podría tratarse de multitrayecto afectando al canal de vigilancia. Sin embargo, ninguna de estas dos teorías ha sido probada en este TFG.

En las siguientes pruebas, la de Aduanas, Intermares e Irmans, se aprecia como el sistema es capaz de detectarlos pero con el problema de la réplica del blanco. No obstante el sistema es capaz de definir la posición del contacto y la velocidad en función de la frecuencia Doppler, además es interesante observar que tanto en los ficheros de Aduanas e Irmans hay una oscilación entre las frecuencias Doppler ya que por el estado de la mar los contactos sufrían una serie de cabezadas y estas se vieron reflejadas en el sistema. Sin embargo en los resultados de Intermares esto no sucede ya que el mar estaba en calma y dichas cabezadas eran prácticamente nulas.

Para poder obtener la velocidad en función de la frecuencia Doppler que se obtuvo en las pruebas, se utilizó una tabla de las velocidades esperadas según la frecuencia Doppler de un estudio realizado por varios expertos y que posteriormente impartieron una conferencia en la Escuela Naval Italiana, en Livorno mostrado en la Figura 6-20.

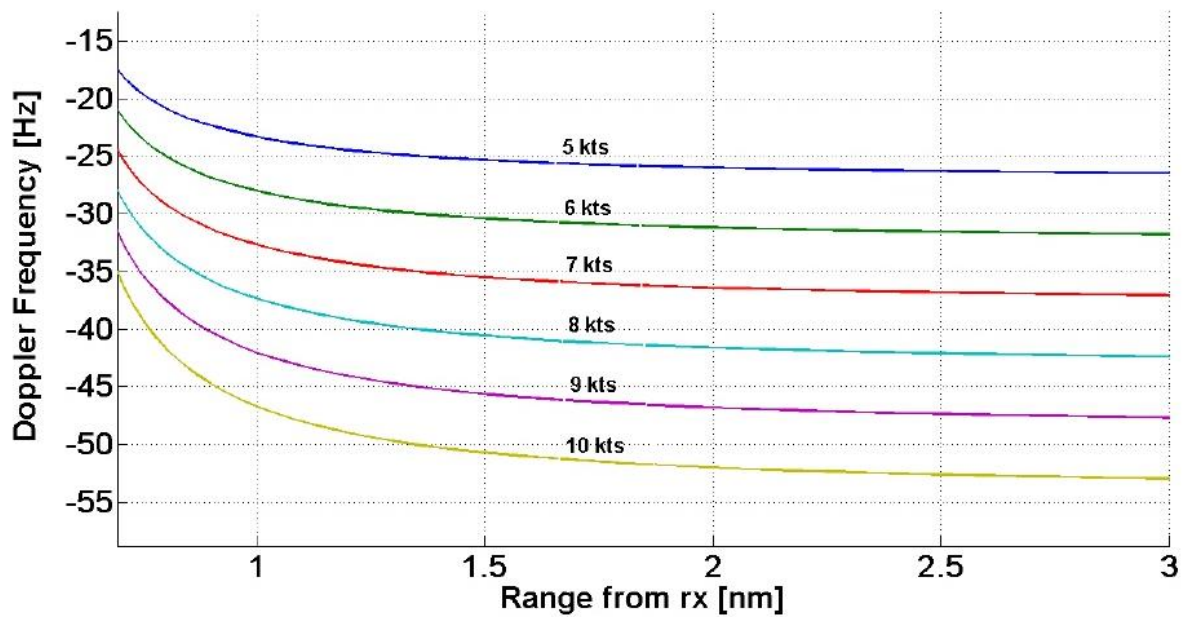


Figura 6-20 Predicción de la velocidad según el Doppler obtenido [34]

Como se observa en la Figura 6-20, en función del Doppler obtenido en la detección se puede obtener una velocidad aproximada en nudos. Todas las velocidades obtenidas según esta tabla se contrastaron en el momento de la detección con la página web de MarineTraffic que nos daba la velocidad del blanco en tiempo real, de esta forma se comprobaba que la tabla era correcta y fiable.

Es interesante analizar los resultados de la última prueba, el Peregrina, ya que se muestra como el sistema es capaz de detectar más de un blanco. En esa prueba el sistema había detectado a los veleros a la distancia biestática correspondiente a su posición y no fue hasta que el Peregrina entro dentro del haz de 15° del lóbulo izquierdo de la antena cuando el sistema empezó a detectarlo. Además se aprecia que ambos van a diferentes velocidad, como se observa en la Figura 6-18 los veleros están una frecuencia Doppler entre 27 y 28 Hz y el Peregrina está en 26 Hz.

7 CONCLUSIONES

Este capítulo está destinado a exponer las conclusiones a de las pruebas realizadas y analizar los resultados, de esta forma se aprecia si se han cumplido los objetivos establecidos y también las posibles limitaciones del sistema que no hayan podido ser solucionadas.

El sistema desarrollado permite la detección de blancos marítimos tal y como se ha demostrado en el capítulo 6, además, la última prueba detallada en el apartado 6.3.6 permite concluir que el sistema es capaz de detectar más de un blanco a la vez. Pese a no haberse desarrollado un detector específico (CFAR por ejemplo), un análisis visual de los mapas distancia-doppler, permiten verificar la existencia de los blancos.

Además de la detección, se ha demostrado que la distancia a la que se encuentra el blanco coincide con distancia biestática prevista, que se ha calculado previamente introduciendo la latitud y longitud en la función “*scenario*” a partir de la distancia monoestática (real) del blanco. El software desarrollado también permite obtener la velocidad del blanco en función de la frecuencia Doppler del blanco.

El sistema se ha desarrollado con un presupuesto reducido, demostrando así que se puede implementar un radar pasivo funcional de bajo coste para detectar blancos marítimos, lo que supone un aspecto muy importante ya que los radares activos tienen un coste más elevado.

Resumiendo, el sistema de radar pasivo desarrollado en este TFG permite detectar blancos y obtener su distancia y velocidad. Todo esto se ha conseguido utilizando el software que se propuso al principio de este documento, es decir procesando con MATLAB los ficheros obtenidos con el dispositivo SDR HackRF One y las antenas seleccionadas.

No obstante, el sistema podría mejorar ciertos aspectos y solventar algunos problemas detectados a lo largo de las diferentes pruebas realizadas. El problema es el comentado en el apartado 6.4, a una determinada distancia de cualquier blanco real, aparece un “blanco fantasma”. La distancia relativa entre el blanco real y el fantasma es siempre constante por lo que habría que seguir investigando cuál es el origen de este problema y tratar de mitigarlo.

El segundo problema se ha detectado después de las últimas pruebas, aprovechando las salidas de las lanchas de instrucción de la ENM. Se aprecia que el sistema no es capaz de distinguir, atendiendo al signo de la frecuencia Doppler, si el blanco se aleja o se acerca. Afortunadamente, observando el movimiento del blanco a través de las distintas celdas de distancia es posible inferir el sentido del movimiento del blanco. Sin embargo, el procesado de datos siempre presenta el blanco con un Doppler negativo, nunca positivo o cero (en el caso de un blanco estático). Inicialmente se pensó, que el motivo de tal error podría ser algún problema en los algoritmos de procesado, pero tras alimentar dichos algoritmos con ficheros de datos sintéticos (simulados), generados en GNU Radio, que correspondían a escenarios perfectamente conocidos, se ha visto que la etapa de procesado funciona perfectamente. Es

necesario realizar más pruebas en este sentido y trabajar con otros escenarios para tratar de asilar el problema. Una posible explicación podría estar en una incorrecta interpretación de la distancia, tan particular en los radares biestáticos, en los que podría ocurrir que un blanco que se acerque, desde el punto de vista monoestático, se aleje en términos de distancia biestática.

Se intentó muestrear con otras frecuencias como 650MHz, 666 MHz o 670 MHz, elegidas en función de los canales disponibles, para tratar de descartar una dependencia de los dos problemas anteriores con la frecuencia, pero se ha visto que ambos errores persisten.

De forma general se puede concluir que se han logrado los objetivos que se pretendían para este TFG ya que el sistema cumple sus cometidos, no obstante, es un sistema que habría que mejorar en un futuro para conseguir terminar de desarrollar un radar pasivo en la Escuela Naval Militar y así demostrar todas las ventajas que ofrece esta emergente tecnología.

8 LÍNEAS FUTURAS

La primera mejora que se plantea para este trabajo es la realización de estudios y la investigación necesaria para poder solucionar los dos problemas planteados en el capítulo anterior, el “blanco fantasma” que se genera a una distancia constante del real y la incapacidad del sistema para discernir el signo de la frecuencia Doppler. Aunque no formaran parte de los objetivos de este trabajo sí que es algo interesante en el ámbito radar ya que amplía la información de los contactos.

La siguiente mejora es el aumento de la resolución en distancia del sistema, de forma que sea capaz de diferenciar entre varios blancos muy próximos e incluso conseguir que sea capaz de discernir entre los dispersores más característicos del blanco. De esta forma, por ejemplo, podría obtenerse información sobre la eslora del buque que se ha detectado y deducir su envergadura, o incluso, obtener imágenes radar del propio blanco. Esta línea de trabajo es la que siguen en la actualidad algunos investigadores como el Dr. Marco Martorella o el Dr. Petri [35].

También podría ser interesante implementar los códigos de supresión de *clutter* planteados en el apartado 4.5, mejorando así la detección de blancos inmersos en dicho *clutter*. Esto daría lugar a una interpretación mejor de los resultados.

Otra línea futura es la de emplear este sistema para la detección de blancos aéreos y comprobar las prestaciones.

Se plantea también el uso de un array de antenas en el canal de vigilancia que permita, por medios electrónicos dirigir el haz en una determinada dirección, mejorando la cobertura angular del sistema.

Por último se propone la experimentación con otros tipos de iluminadores de oportunidad como pueden ser las estaciones base de telefonía móvil [36] y constelaciones de satélites GNSS [37].

9 BIBLIOGRAFÍA

- [1] O. Vinicio and P. Quezada, “Optimización de la etapa de pre-procesado de la señal GPS en sistemas radar pasivos,” Universidad de Alcalá Escuela Politécnica Superior, 2019.
- [2] Heiner Kuschel, “Passive Coherent Locator History and Fundamentals,” pp. 1–12, 2019.
- [3] Hensoldt, “Passive Radar To see without being seen No own transmitter , only receiver,” p. 2.
- [4] M. Conti, M. Martorella, and A. Capria, “Feasibility study and development of a full digital passive radar demonstrator,” UNIVERSITÀ DI PISA.
- [5] D. à l’Information et à la C. de la Défense, “TERRE INFORMATION MAGAZINE,” N° 254, p. 72, 2014.
- [6] C. Vives and J. Alvarez, “Array Passive ISAR Adaptive Processing Jornada de presentación de resultados y demostración,” 2013.
- [7] D. Cohen, “Nuevo radar pasivo de Israel,” 2020. <https://www.israeleconomico.com/defensa/un-nuevo-radar-pasivo-israeli-para-detectar-aviones-invisibles/> (accessed Feb. 13, 2021).
- [8] LEONARDO, “Land & naval radars,” *Catalog*, p. 24.
- [9] R. Systems, A. Electronic, and S. Society, *IEEE Standard for Radar Definitions*. 2017.
- [10] B. Fell, “BASIC RADAR CONCEPTS: AN INTRODUCTION TO RADAR FOR OPTICAL ENGINEERS,” Moorestown, 1977.
- [11] J. W. A. Brown, “FM Airborne Passive Radar,” no. April, 2013.
- [12] H. D. Griffiths and C. J. Baker, *An introduction to passive radar*. Artech House.
- [13] S. A. S. Castillo, “Study of state of the art of passive radar,” Universidad Politécnica de Madrid, 2015.
- [14] M. Martorella and F. Berizzi, “PCL Detection Fundamentals.” pp. 1–19.
- [15] A. L. Sénica, “Deteção de Alvos em Sistemas de Radares Passivos,” Escola Naval, Portugal, 2020.
- [16] J.-M. Muñoz-Ferreras and R. Gómez-García and C. Li, “Human-aware localization using linear-frequencymodulated continuous-wave radars,” University of Alcalá, Madrid, Spain Texas Tech University, Lubbock, TX, United States, 2017.
- [17] P. Lombardo and F. Colone, “Advanced Processing Methods for Passive Bistatic Radar Systems,” in *Principles of Modern Radar*, Scitech Publishing, 2013.

- [18] D. Petri, C. Moscardini, M. Martorella, M. Conti, A. Capria, and F. Berizzi, "Performance analysis of the batches algorithm for Range-Doppler map formation in passive bistatic radar," *IET Conf. Publ.*, vol. 2012, no. 603 CP, pp. 1–4, 2012, doi: 10.1049/cp.2012.1570.
- [19] A. Nundu, "Direct Path Interference Suppression and Received Signal Processing for OFDM Passive Radar," no. March, 2019.
- [20] T. Pető and R. Seller, "Adaptive Clutter Cancellation Techniques for Passive Radars," *Top. Radar Signal Process.*, 2018, doi: 10.5772/intechopen.71289.
- [21] J. R. de Haro, "Análisis software y hardware del SDR HackRF One," UNIVERSIDAD DE GRANADA.
- [22] M. Bartolucci, J. A. Del Peral-Rosado, R. Estuete-Castillo, J. A. Garcia-Molina, M. Crisci, and G. E. Corazza, "Synchronisation of low-cost open source SDRs for navigation applications," 2017. doi: 10.1109/navitec.2016.7849328.
- [23] M. Ossmann, "Hardware (CPLD-based) synchronisation of multiple HackRFs," *Blog*. <https://github.com/mossmann/hackrf/pull/381> (accessed Feb. 22, 2021).
- [24] Oleg kutkov, "Sync_HackRF," *Blog*. <https://olegkutkov.me/Category/Radio-Antennas> (accessed Feb. 22, 2021).
- [25] M. Ossman, "HackRF One schematic," *hackrf-one-schematic*. <https://github.com/mossmann/hackrf/blob/master/doc/hardware/hackrf-one-schematic.pdf> (accessed Mar. 08, 2021).
- [26] M. Ossman, "HackRF One ports expansion," *HackRF-One expansion-interface*, 2020. <https://github.com/mossmann/hackrf/wiki/HackRF-One#expansion-interface> (accessed Mar. 08, 2021).
- [27] H. Matzner and S. Levy, "Basic RF Technic and Laboratory Manual - Attenuators," no. August, 2008, [Online]. Available: http://www.hit.ac.il/.upload/engineering/Experiment_8_-_Attenuator.pdf.
- [28] M. Ossmann, "hackrf_transfer.c," *hack_transfer code*, 2020. https://github.com/mossmann/hackrf/blob/master/host/hackrf-tools/src/hackrf_transfer.c (accessed Jan. 18, 2021).
- [29] C. L. Peña, "VULNERABILIDADES USANDO SDR," UNIVERSIDAD DE MÁLAGA, 2014.
- [30] E. C. Gurjao, "Introducao ao GNU Radio," p. 5, 2013.
- [31] V. Pellegrini, G. Bacci, and M. Luise, "Soft-dvb: A fully-software gnuradio-based etsi dvb-t modulator," *5th Karlsruhe Work. Softw. Radios*, vol. 2, 2008, [Online]. Available: http://www.tvlivre.org/sites/tvlivre/files/PellegriniBacciLuise_WSR08_CR.pdf.
- [32] M. J. Ryan, *Low Cost Passive Radar Through Software Defined Radio*. Southern Queensland, 2016.
- [33] Dimitris Lekkas, "MarineTraffic," 2007. <https://www.marinetraffic.com> (accessed Feb. 11, 2021).
- [34] A. Capria, M. Conti, and D. Petri, "Ship detection with DVB-T software defined passive radar," *IEEE Gold Remote Sens. Conf.*, no. 1, pp. 3–5, 2010, [Online]. Available: http://ieee.uniparthenope.it/chapter/_private/proc10/6.pdf.
- [35] D. W. O'Hagan *et al.*, "Passive Bistatic Radar (PBR) for harbour protection applications," *IEEE Natl. Radar Conf. - Proc.*, pp. 0446–0450, 2012, doi: 10.1109/RADAR.2012.6212182.
- [36] R. Zemhari, M. Daun, and U. Nickel, "Maritime surveillance using GSM passive radar," *Proc. Int. Radar Symp.*, no. May, pp. 76–82, 2012, doi: 10.1109/IRS.2012.6233293.

- [37] Z. He, Y. Yang, and W. Chen, “A Hybrid Integration Method for Moving Target Detection with GNSS-Based Passive Radar,” *IEEE J. Sel. Top. Appl. Earth Obs. Remote Sens.*, vol. 14, pp. 1184–1193, 2021, doi: 10.1109/JSTARS.2020.3037200.

ANEXO II: PROGRAMA PRINCIPAL.

En este anexo se adjunta el código principal desarrollado en este TFG para poder procesar las muestras:

```
%% RESET MATLAB ENVIRONMENT
clear all
close all

%% DATA FILE PARAMETERS
CentreFreq = 498e6;
Fs = 8000000; % sample rate
projectname = 'aduanas_498M_8M';
%Datatype = 'GNURADIO'; % Data coming from GNU simulator
Datatype = 'HACKRF'; % Data coming from HackRF

%% PROCESSING PARAMETERS
dmax = -2000; % max distance in m
dmin = -3000; % min distance in m
fdmin = -50; % min doppler in Hz
fdmax = -30; % max doppler in Hz
%fdmax = fdmin/10; % to avoid quasi-zero-doppler bins
CPI = 500e-3; % Coherent Processing Time (CPI) in s
K = 300; % Number of range bins to process

%% CREATE PROJECT FILES FOLDERS IF NEEDED
baseFolder = 'C:\Pasivo\Measurements\';
projectFolder = strcat(baseFolder,projectname,'\');
% Check if project folder exists
if ~isfolder(projectFolder) % Create project folder
    mkdir (baseFolder, projectname)
    mkdir (strcat(baseFolder, projectname), '2D')
    mkdir (strcat(baseFolder, projectname), '3D')
end

%% DATA FILES
ref_filename = strcat('C:\Pasivo\Measurements\Data\ref_',
projectname, '.bin');
sur_filename = strcat('C:\Pasivo\Measurements\Data\sar_',
projectname, '.bin');

%% LOAD RECORDED DATA
% Determine total samples in the reference signal file
f = fopen (ref_filename, 'rb');
if (f < 0)
    ReferenceSigLength = 0;
else
    fseek(f, 0, 'eof');
    if isequal(Datatype, 'GNURADIO')
```

```
        ReferenceSigLength = ftell(f)/8; % Complex samples:
2*32 bits = 8 bytes
        elseif isequal(Datatype, 'HACKRF')
            ReferenceSigLength = ftell(f)/2; % int8 samples: 2*8
bits = 2 bytes
        else
            end
end
fclose(f);

% Determine total samples in the surveillance signal file
f = fopen (sur_filename, 'rb');
if (f < 0)
    SurveillanceSigLength = 0;
else
    fseek(f, 0, 'eof');
    if isequal(Datatype, 'GNURADIO')
        SurveillanceSigLength = ftell(f)/8; % Complex samples:
2*32 bits = 8 bytes
    elseif isequal(Datatype, 'HACKRF')
        SurveillanceSigLength = ftell(f)/2; % int8 samples: 2*8
bits = 2 bytes
    else
        end
end
fclose(f);

%% DETERMINE OVERALL VECTOR SIZE
if ReferenceSigLength <= SurveillanceSigLength
    OverallLength = ReferenceSigLength;
else if SurveillanceSigLength < ReferenceSigLength
    OverallLength = SurveillanceSigLength;
end
end

%% INTEGRATION WINDOW
% samples to process per window
fprintf(1, 'CPI duration: %0.0f ms\n', CPI*1000.0);
WindowLen = CPI*Fs;

%% COLLECTED DATA DETAILS
RecordLength = OverallLength/Fs;
WindowAperture = floor(Fs/WindowLen);

%% NUMBER OF FRAMES
NumWindows = floor(OverallLength/WindowLen);

%% Range
Tau_max = floor(dmax*2*Fs/3e8);
```

```

Tau_min = floor(dmin*2*Fs/3e8);
fprintf(1, 'Time resolution: %0.4f us\n', 1e6/Fs);
fprintf(1, 'Range resolution: %0.2f m\n', 3e8/2/Fs);
fprintf(1, 'Range min: %d m; %d bins\n', dmin, Tau_min);
fprintf(1, 'Range max: %d m; %d bins\n', dmax, Tau_max);

%% Doppler
fdnmax = fdmax/Fs; % normalized doppler
fdnmin = fdmin/Fs; % normalized doppler
NFFT = 2^round(log(WindowLen)/log(2));
fprintf(1, 'Doppler min: %0.1f Hz\n', fdmin);
fprintf(1, 'Doppler max: %0.1f Hz\n', fdmax);
fprintf(1, 'Doppler resolution: %0.1f Hz\n\n', 0.5/NFFT*Fs);

%% DISPLAY DATA STATISTICS
fprintf(1, 'Total file length: %d Samples, using %d
Samples/Window, Total Windows = %d\n', OverallLength,
WindowLen, NumWindows);
fprintf(1, 'Total file duration: %0.2f Seconds, using %d
Windows/Second\n', RecordLength, WindowAperture);

%% ----- PROCESS DATA ONE INTEGRATION WINDOW AT A TIME -----
%% RESET WINDOW POINTER
WindowStart = 1;
for WindowNum = 1:NumWindows
    fprintf(1, 'Processing Window %d of %d\n', WindowNum,
NumWindows);
    %% LOAD THE WINDOW OF I/Q SAMPLES

    if isequal(Datatype, 'GNURADIO')
        RefWindow = read_complex_gnuradio2(ref_filename,
(WindowNum-1)*WindowLen, WindowLen);
        SurWindow = read_complex_gnuradio2(sur_filename,
(WindowNum-1)*WindowLen, WindowLen);
    elseif isequal(Datatype, 'HACKRF')
        RefWindow = read_complex_hackrf2(ref_filename,
(WindowNum-1)*WindowLen, WindowLen);
        SurWindow = read_complex_hackrf2(sur_filename,
(WindowNum-1)*WindowLen, WindowLen);
    else
    end
    %% Call ambiguity function
    CAF_peak3(RefWindow, SurWindow, Tau_min, Tau_max, fdnmin,
fdnmax, Fs);

    c = xcorr(SurWindow, RefWindow);

```

```
W(:,WindowNum) = 10*log10(abs(c(WindowLen-1:WindowLen-
1+K)));
filename=strcat(projectFolder,'3D\',sprintf('3D_Window_%03d.png
',WindowNum)); %figure(3)
saveas(figure(3),filename);
filename=strcat(projectFolder,'2D\',sprintf('2D_Window_%03d.png
',WindowNum));
saveas(figure(4),filename);
    %% DELAY TO MATCH SAMPLE PROCESSING RATE
    pause(0.25); % Delay to give time to print the images
    %% POINT TO NEXT FRAME IN BUFFER
    WindowStart = WindowStart + WindowLen;
end
figure(2);
imagesc(W)
ylabel('range bin')
xlabel('time bin')
title('Ambiguity function amplitudes over time');
filename = strcat(projectFolder,sprintf('Range_CPI.png'));
saveas(figure(2),filename);
```

ANEXO III: PROGRAMA SCENARIO.

Este anexo tiene por objetivo mostrara el código utilizado para calcular la distancia biestática esperada al detectar un blanco en función de su latitud y longitud:

```
h_tx = 230; % altura Tomba (210+20m)
B = 8e6; % BW

latlon_covelo = [42.416470 -8.730579];
latlon_areas = [42.388044 -8.774911];
latlon_aguete = [42.377013 -8.736459];
latlon_ria = [42.382188 -8.754913]; % punto medio aguete-
areas
latlon_enm = [42.397763 -8.706672];
latlon_ameland = [42.39581 -8.728408];
latlon_wilson = [42.4007 -8.7096];
latlon_gc = [42.4002 -8.752];
latlon_gc_tar = [42.3985 -8.7161];
latlon_pesca_azul = [42.405 -8.744];
latlon_manuela = [42.3773 -8.7674];
latlon_aduanas = [42.400 -8.714];
latlon_baliza = [42.388 -8.745];
latlon_Irmans = [42.392 -8.730];
latlon_tomba = [42.44465739681575 -8.660041334987];
latlon_festi = [42.387751, -8.774849];
latlon_lancha = [42.397, -8.738];
latlon_Norman = [42.39, -8.747];
latlon_Manuela2 = [42.392, -8.735];
latlon_intermares = [42.395, -8.728];
latlon_KarlJacob = [42.39, -8.749];
latlon_lanchasE = [42.40, -8.725];

latlon_tg = latlon_lanchasE;
[L0 ~] = lldistkm(latlon_enm,latlon_tomba); L0 = L0 * 1000;
[Rt0 ~] = lldistkm(latlon_tomba,latlon_tg); Rt0 = Rt0 * 1000;
[Rr ~] = lldistkm(latlon_enm,latlon_tg); Rr = Rr * 1000;
L = sqrt(L0^2 + h_tx^2);
Rt = sqrt(Rt0^2 + h_tx^2);
Rb = Rt + Rr - L;
fprintf('Distancia ENM-Blanco: %.0f m\n',Rr)
fprintf('Distancia biestática: %.0f m\n',Rb)
fprintf('Diferencia de caminos: %.0f m\n',Rb-Rr)
phir =
azimuth(latlon_enm(1),latlon_enm(2),latlon_tg(1),latlon_tg(2))
% receptor-blanco
phit =
azimuth(latlon_tomba(1),latlon_tomba(2),latlon_tg(1),latlon_tg(
2)) % transmisor-blanco
```

```
phienm =  
azimuth(latlon_enm(1),latlon_enm(2),latlon_tomba(1),latlon_tomb  
a(2))  
beta = phit-phir  
dR = 3e8/2/B/cos(beta*pi/180/2)
```


Pin	Function
1	VCC
2	GND
3	SD_CD
4	SD_DAT3
5	SD_DAT2
6	SD_DAT1
7	SD_DAT0
8	SD_VOLT0
9	SD_CMD
10	SD_POW
11	SD_CLK
12	GND
13	GCK2
14	GCK1
15	B1AUX14
16	B1AUX13
17	CPLD_TCK
18	BANK2F3M2
19	CPLD_TDI
20	BANK2F3M6
21	BANK2F3M12
22	BANK2F3M4