



COMILLAS
UNIVERSIDAD PONTIFICIA

ICAI

GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN

TRABAJO FIN DE GRADO

Radar Pasivo con iluminador DVB-T2

Autor: Álvaro Gutiérrez Robles

Director: Carlos García de la Cueva

Madrid

Declaro, bajo mi responsabilidad, que el Proyecto presentado con el título

Radar pasivo con iluminador DVB-T2

en la ETS de Ingeniería - ICAI de la Universidad Pontificia Comillas en el

curso académico 2024/25 es de mi autoría, original e inédito y

no ha sido presentado con anterioridad a otros efectos.

El Proyecto no es plagio de otro, ni total ni parcialmente y la información que ha sido

tomada de otros documentos está debidamente referenciada.

Fdo.: Álvaro Gutiérrez Robles

Fecha: 20/ 06/ 2025



Autorizada la entrega del proyecto

EL DIRECTOR DEL PROYECTO

Fdo.: Carlos García de la Cueva

Fecha: 20/ 06/ 2025





COMILLAS
UNIVERSIDAD PONTIFICIA

ICAI

GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN

TRABAJO FIN DE GRADO

Radar pasivo con iluminador DVB-T2

Autor: Álvaro Gutiérrez Robles

Director: Carlos García de la Cueva

Madrid

Agradecimientos

Dedicado a mis abuelos.

RADAR PASIVO CON ILUMINADOR DVB-T2

Autor: Gutiérrez, Álvaro.

Director: García, Carlos.

Entidad Colaboradora: ICAI – Universidad Pontificia Comillas

RESUMEN DEL PROYECTO

Este proyecto presenta el diseño e implementación de un sistema de radar pasivo, que usa señales DVB-T2 como iluminador de oportunidad. Se detalla el modelado del canal, la correlación entre señales directa y reflejada, así como el procesamiento Batch y el algoritmo CFAR para la detección de objetivos. El sistema incluye módulos para la reconstrucción de señal de referencia y la consolidación de trazas, optimizando la detección bajo condiciones reales.

Palabras clave: Radar pasivo, DVB-T2, Procesamiento Batch, CFAR

1. Introducción

En los últimos años, la evolución normativa en el ámbito de las telecomunicaciones, en especial a nivel europeo, ha promovido la transición definitiva hacia el estándar DVB-T2 para la transmisión de televisión digital terrestre. Esta reestructuración del espectro radioeléctrico no solo ha afectado a los servicios de radiodifusión, sino que también ha abierto nuevas oportunidades para sistemas secundarios como el radar pasivo, que pueden aprovechar dichas emisiones como iluminadores de oportunidad.

Este proyecto se enmarca en ese contexto de adaptación tecnológica, proponiendo el diseño e implementación de un sistema radar pasivo moderno basado específicamente en señales DVB-T2. El objetivo principal es demostrar la viabilidad de este enfoque para la detección de objetivos mediante el uso exclusivo de emisores ya existentes, sin necesidad de transmisión activa, siguiendo los principios de sistemas biestáticos de vigilancia.

2. Definición del proyecto

Este proyecto aborda el diseño y evaluación de un sistema radar pasivo basado en señales DVB-T2, con el objetivo de demostrar su viabilidad operativa en tareas de detección y seguimiento de objetivos. Para ello, se realiza un estudio exhaustivo del estándar DVB-T2, analizando las alternativas que ofrece en términos de estructura de señal, configuración de portadoras piloto, sincronización y características espectrales que lo hacen adecuado como iluminador de oportunidad.

De forma complementaria, se estudian y aplican técnicas fundamentales de procesamiento radar adaptadas al contexto pasivo, incluyendo correlación cruzada, alineamiento temporal, estimación de retardo y frecuencia Doppler, así como la detección basada en algoritmos CFAR y la consolidación de trazas. El sistema es implementado en un entorno de simulación que replica escenarios realistas de propagación y recepción, permitiendo evaluar el comportamiento del radar bajo diferentes condiciones.

3. Descripción del modelo/sistema/herramienta

El sistema desarrollado se basa en una arquitectura bistática de radar pasivo, en la que un transmisor de televisión digital terrestre actúa como fuente de iluminación no cooperativa. A diferencia de los sistemas de radar pasivo tradicionales, el receptor consta de un único canal, a través del cual se captura únicamente la señal reflejada. Posteriormente, haciendo uso del estándar DVB-T2, se lleva a cabo una reconstrucción sintética de la señal transmitida.

El modelado del canal contempla una configuración tridimensional con posiciones definidas para el transmisor, el receptor y uno o varios objetivos móviles. Se consideran múltiples trayectorias con distinto retardo y ganancia, incluyendo efectos como el desplazamiento Doppler.

Las herramientas empleadas para el desarrollo del sistema se centran principalmente en el entorno de programación MATLAB, elegido por su capacidad para modelar señales, simular canales de propagación y aplicar técnicas avanzadas de procesamiento digital. Cada bloque funcional del radar ha sido implementado como un módulo independiente, facilitando su análisis individual y su posterior integración.

En concreto, se han desarrollado scripts para la generación de la señal DVB-T2 (a partir de su estructura definida por el estándar), un canal bistático configurable con múltiples trayectorias, y módulos para la correlación cruzada, el procesamiento Batch y la detección mediante CFAR. Además, se incluyen representaciones visuales a lo largo de todo el sistema, lo que permite evaluar su rendimiento y analizar los resultados obtenidos bajo distintos escenarios simulados.

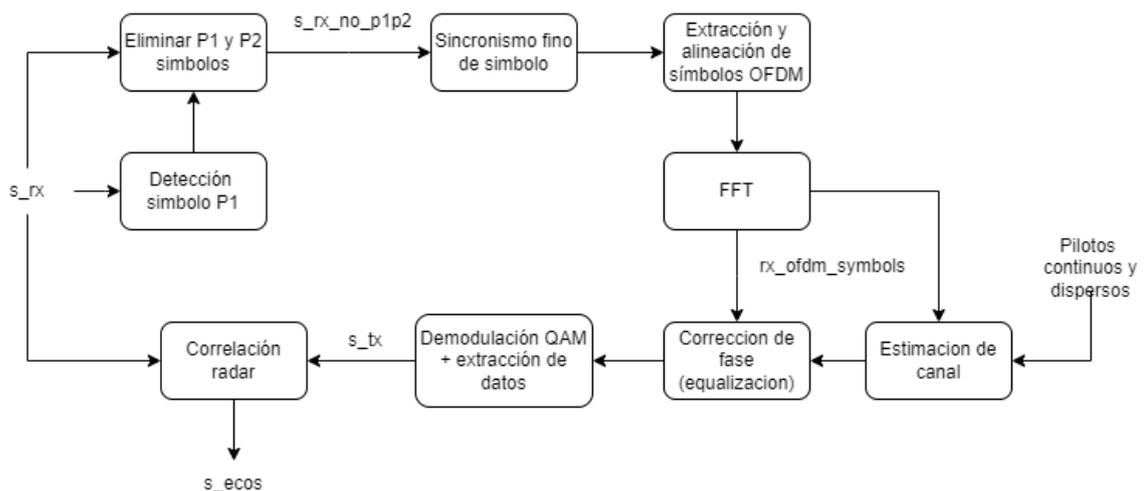


Figura 1-1 Diagrama demodulador DVB-T2

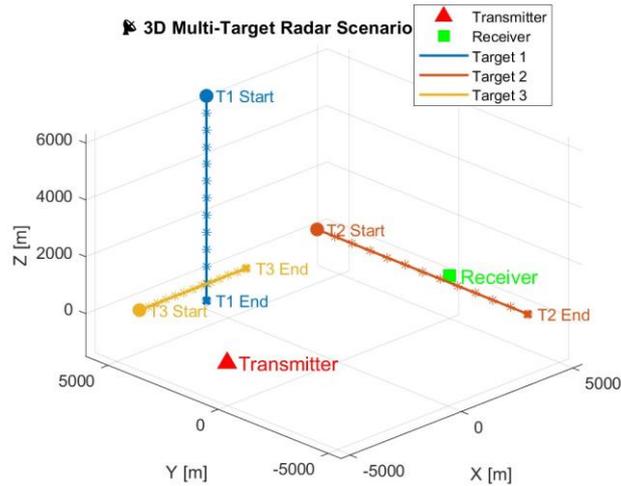


Figura 1-2 Escenario de múltiples objetivos simulado

4. Resultados

Los resultados obtenidos se presentan a continuación, organizados según los principales bloques funcionales del sistema radar pasivo. Las simulaciones han sido desarrolladas en MATLAB, considerando un escenario biestático con un transmisor fijo, un receptor pasivo y uno o varios objetivos móviles.

a) Correlación y estimación del retardo

Se ha evaluado la respuesta de la correlación cruzada entre la señal reflejada recibida y la señal de referencia reconstruida a partir del estándar DVB-T2. La secuencia resultante permite localizar con precisión el instante de llegada del eco, asociado al retardo introducido por el objetivo. Este procedimiento ha sido comprobado mediante simulaciones de Monte Carlo para validar su respuesta ante diferentes escenarios de ruido y retardo.

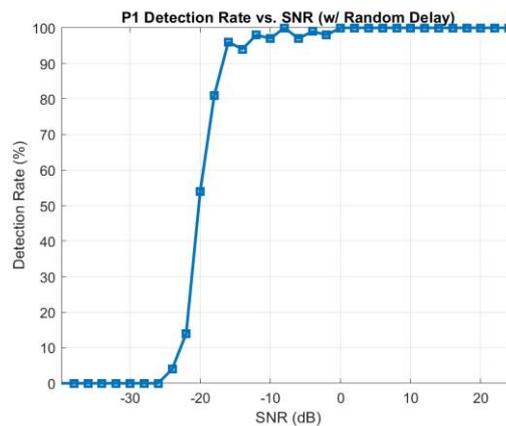


Figura 1-3 Simulación estimador grueso de símbolo

b) Procesamiento Batch y análisis Doppler

Tras dividir la señal en bloques temporales, se ha aplicado el procesamiento Batch para extraer la información Doppler. La transformada de Fourier de la correlación cruzada en cada bloque permite representar un mapa retardos–frecuencias, donde se aprecian líneas energéticas asociadas a objetivos en movimiento. Estos resultados permiten estimar tanto la distancia como la velocidad radial de los objetivos presentes.

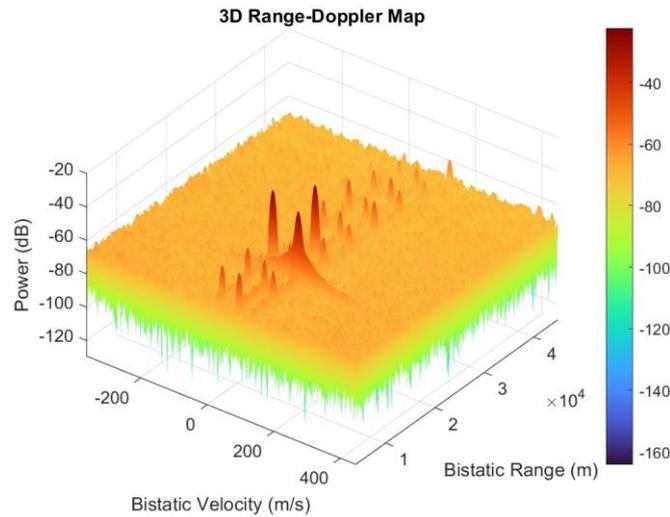


Figura 1-4 Ejemplo Range-Doppler Map múltiples objetivos

c) Detección mediante CFAR

Sobre el mapa resultante de correlación retardos–frecuencias se ha aplicado un algoritmo de detección basado en el esquema CA-CFAR. Definiendo un umbral de decisión, y comparando el valor energético de cada celda y sus vecinas del mapa para determinar la presencia de posibles objetivos. El sistema ha demostrado ser capaz de detectar con fiabilidad múltiples objetivos en condiciones diversas, manteniendo una buena separación entre señal y fondo y controlando el número de falsas alarmas.

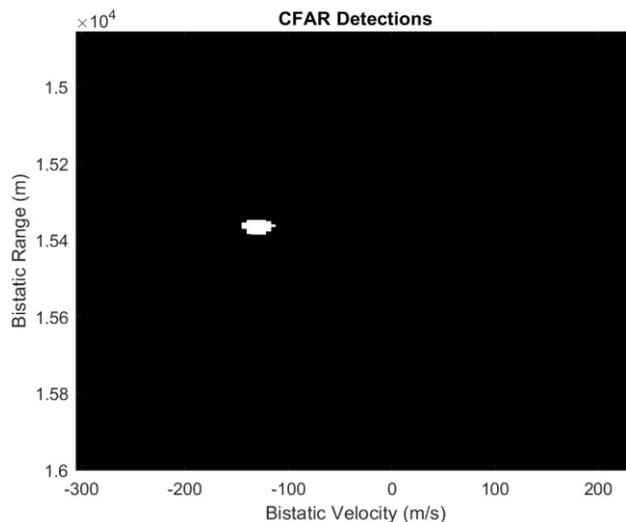


Figura 1-5 Detección CFAR

5. Conclusiones

El presente trabajo ha demostrado la viabilidad de un sistema radar pasivo en banda DVB-T2, adaptado a los estándares actuales de radiodifusión, mediante modelado, simulación y análisis de rendimiento. La reconstrucción sintética de la señal de referencia, junto con el procesamiento de correlación, Batch y CFAR, han permitido detectar objetivos con buena precisión. Las simulaciones bajo distintos escenarios confirman la estabilidad del sistema frente al ruido y la flexibilidad del estándar DVB-T2 como iluminador de oportunidad.

6. Referencias

A lo largo del desarrollo de este trabajo se han consultado diversas fuentes especializadas en el ámbito del radar pasivo y el procesamiento de señal. Entre ellas destaca la obra *Signal Processing for Passive Bistatic Radar* de Mateusz Malanowski, que ha servido como base teórica para el diseño y validación del sistema. También ha sido de especial utilidad la documentación técnica del entorno MATLAB, tanto para la implementación de algoritmos como para la visualización de resultados. Adicionalmente, se ha recurrido al estándar oficial *ETSI TS 102 775* para garantizar la correcta modelización de la señal DVB-T2 empleada como iluminador de oportunidad.

PASSIVE RADAR WITH DVB-T2 ILLUMINATOR

Author: Gutiérrez, Álvaro.

Supervisor: García, Carlos.

Collaborating Entity: ICAI – Universidad Pontificia Comillas

ABSTRACT

This project presents the design and implementation of a passive radar system that utilizes DVB-T2 signals as an illuminator of opportunity. It details the channel modeling, the correlation between direct and reflected signals, as well as Batch processing and the CFAR algorithm for target detection. The system includes modules for reference signal reconstruction and trace consolidation, aiming to optimize detection performance under realistic conditions.

Keywords: Passive radar, DVB-T2, Batch processing, CFAR

1. Introduction

In recent years, regulatory developments in the field of telecommunications—particularly at the European level—have promoted the full transition to the DVB-T2 standard for digital terrestrial television broadcasting. This restructuring of the radiofrequency spectrum has not only impacted broadcasting services, but also opened new opportunities for secondary systems such as passive radar, which can exploit such emissions as illuminators of opportunity.

This project is framed within that context of technological adaptation, proposing the design and implementation of a modern passive radar system based specifically on DVB-T2 signals. The main objective is to demonstrate the feasibility of this approach for target detection using only existing emitters, without the need for active transmission, in line with the principles of bistatic surveillance systems.

2. Project Definition

This project addresses the design and evaluation of a passive radar system based on DVB-T2 signals, with the aim of demonstrating its operational feasibility in target detection and tracking tasks. To this end, a thorough analysis of the DVB-T2 standard is carried out, exploring the alternatives it offers in terms of signal structure, pilot carrier configuration, synchronization mechanisms, and spectral characteristics that make it suitable as an illuminator of opportunity.

In parallel, key radar signal processing techniques are studied and applied, tailored to the passive context. These include cross-correlation, temporal alignment, delay and Doppler frequency estimation, as well as target detection based on CFAR algorithms and preliminary trace consolidation strategies. The system is implemented in a simulation environment that replicates realistic propagation and reception scenarios, allowing for the assessment of radar performance under varying conditions.

3. System and Tool Description

>Lorem The developed system is based on a bistatic passive radar architecture, in which a digital terrestrial television transmitter acts as a non-cooperative illuminator. Unlike

traditional passive radar systems, the receiver consists of a single channel that captures only the reflected signal. Subsequently, using the DVB-T2 standard, a synthetic reconstruction of the transmitted signal is carried out.

The channel modeling adopts a three-dimensional configuration with defined positions for the transmitter, receiver, and one or more moving targets. Multiple propagation paths with different delays and gains are considered, including effects such as Doppler shift.

The tools employed for system development are centered primarily around the MATLAB programming environment, chosen for its ability to model signals, simulate propagation channels, and apply advanced digital signal processing techniques. Each functional block of the radar has been implemented as an independent module, facilitating both its individual analysis and its integration into the complete system.

Specifically, scripts have been developed for DVB-T2 signal generation (based on the standard's structure), a configurable bistatic channel with multiple paths, and modules for cross-correlation, batch processing, and CFAR-based detection. Additionally, visual representations are included throughout the system to evaluate its performance and analyze the results obtained under different simulated scenarios.

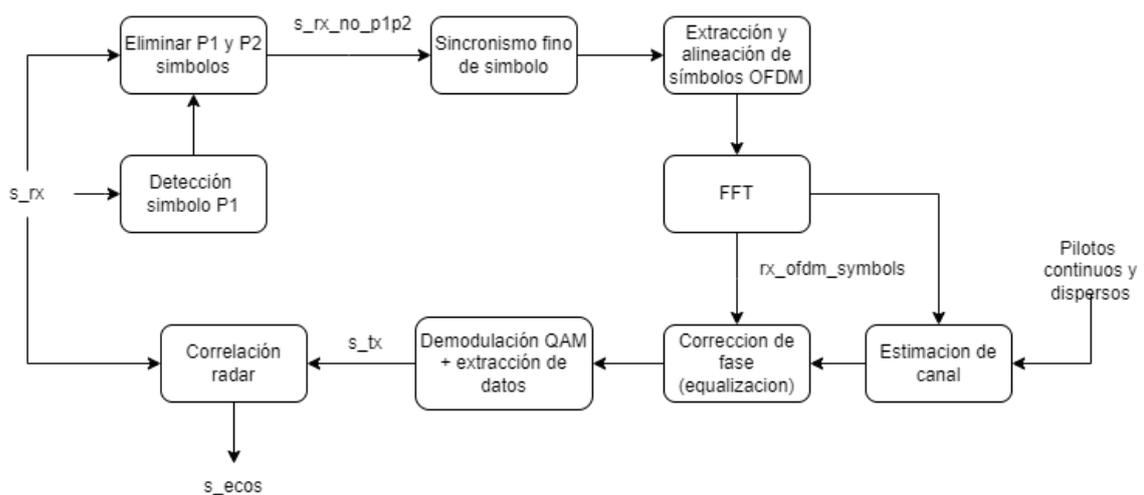


Figura 1-6 DVB-T2 Demodulator Diagram

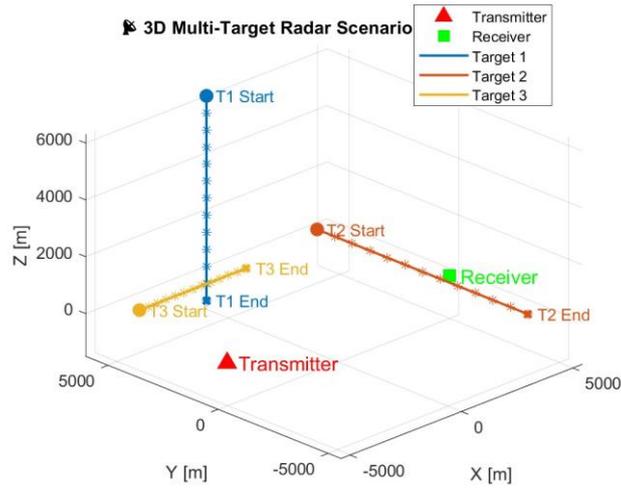


Figura 1-7 Multiple targets scenario simulation

4. Results

The results are presented below, organized according to the main functional blocks of the passive radar system. All simulations have been developed in MATLAB, considering a bistatic scenario with a fixed transmitter, a passive receiver, and one or more moving targets.

a) Correlation and delay estimation

The cross-correlation response between the received reflected signal and the reference signal reconstructed from the DVB-T2 standard has been evaluated. The resulting sequence accurately identifies the echo arrival time, associated with the delay introduced by the target. This procedure has been validated through Monte Carlo simulations to test its performance under different noise and delay conditions.

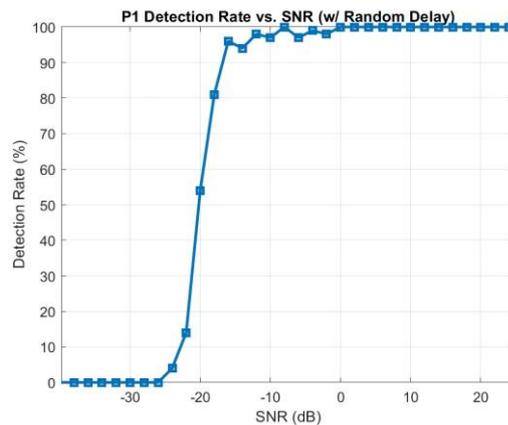


Figura 1-8 Simulación estimador grueso de símbolo

b) Batch processing and Doppler analysis

After dividing the signal into temporal blocks, Batch processing was applied to extract Doppler information. The Fourier transform of the cross-correlation in each block

provides a delay–frequency map, where energetic traces associated with moving targets can be observed. These results allow for the estimation of both the distance and radial velocity of the targets.

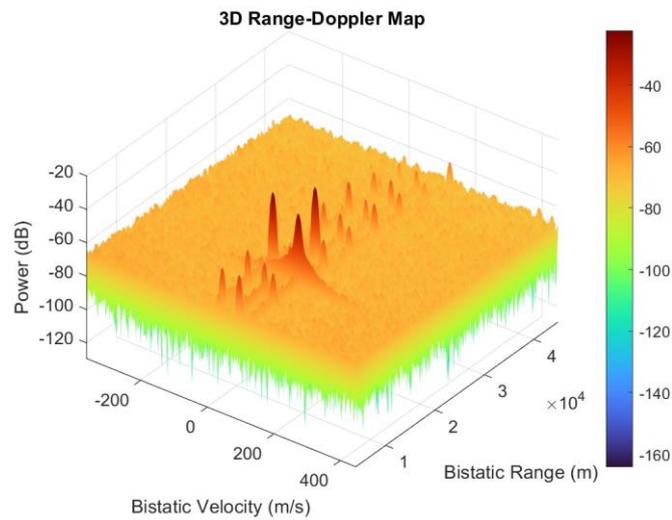


Figura 1-9 Range-Doppler Map

c) CFAR-based detection

A detection algorithm based on the CA-CFAR scheme has been applied over the resulting delay–frequency correlation map. A decision threshold is defined and compared against the energy values of each cell and its surrounding neighbors to determine the presence of potential targets. The system has demonstrated its ability to reliably detect multiple targets under diverse conditions, maintaining clear separation between signal and background while controlling the false alarm rate.

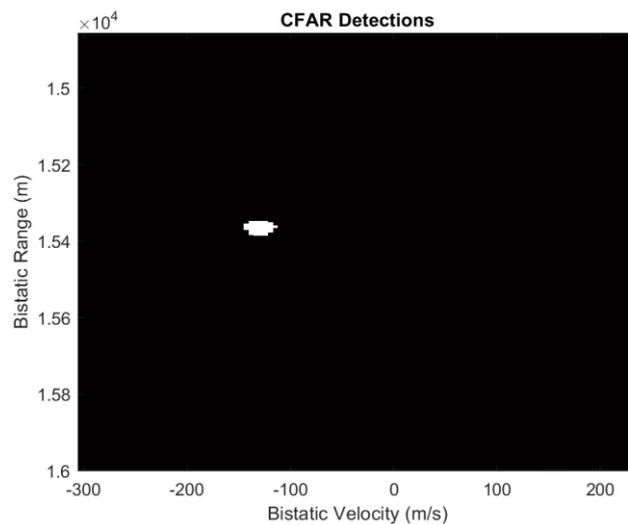


Figura 1-10 CFAR single detection

5. Conclusions

This project has demonstrated the feasibility of a DVB-T2-based passive radar system, aligned with current broadcasting standards, through modeling, simulation, and performance analysis. The synthetic reconstruction of the reference signal, combined with correlation, batch, and CFAR processing, has enabled accurate target detection. Simulations under varying scenarios confirm the system's robustness against noise and the flexibility of the DVB-T2 standard as an effective illuminator of opportunity.

6. References

Throughout the development of this work, various specialized sources on passive radar and signal processing have been consulted. Notably, *Signal Processing for Passive Bistatic Radar* by Mateusz Malanowski has provided the theoretical foundation for the system's design and validation. The official documentation of the MATLAB environment has also been instrumental, both for algorithm implementation and result visualization. In addition, the official standard ETSI TS 102 775 has been referenced to ensure accurate modeling of the DVB-T2 signal used as the system's illuminator of opportunity.

Índice de la memoria

<i>Índice de la memoria</i>	I
<i>Índice de figuras</i>	III
<i>Índice de tablas</i>	V
1. Introducción	6
2. Descripción de las Tecnologías	7
2.1 Radar pasivo.....	7
2.2 DVB-T2.....	8
3. Estado de la Cuestión	9
4. Definición del Trabajo	11
4.1 Justificación	11
5. Sistema/Modelo Desarrollado	13
5.1 Introducción al sistema radar	13
5.2 Beneficios tecnología radar pasivo.....	15
5.3 Mejoras de DVB-T2 sobre DVB-T	17
5.4 Tecnología DVB-T2.....	19
5.5 Deducción de los límites del sistema radar:	24
5.6 Diseño.....	27
5.7 Demodulador DVB-T2.....	31
5.8 Sincronismo grueso de símbolo.....	34
<i>Sincronismo fino de símbolo</i>	38
5.9 Batch algorithm	39
<i>Análisis teórico del Batch algorithm</i>	41
<i>Reducción de lóbulos secundarios</i>	42
5.10 CFAR.....	44
<i>Compromiso entre prestaciones</i>	49
6. Análisis de Resultados	53

6.1 Simulación de escenarios	53
6.2 Simulaciones de Monte Carlo	63
<i>Sincronismo grueso de símbolo</i>	63
<i>Sincronismo fino de símbolo</i>	65
7. Conclusiones y Trabajos Futuros	70
7.1 Indicador de trazas	70
7.2 Módulo de Tracking	71
8. Bibliografía	73
ANEXO I: ALINEACIÓN DEL PROYECTO CON LOS ODS.....	77
<i>ODS 9 – Industria, innovación e infraestructura</i>	77
<i>ODS 11 – Ciudades y comunidades sostenibles</i>	77
<i>ODS 12 – Producción y consumo responsables</i>	77

Índice de figuras

Figura 1-1 Diagrama demodulador DVB-T2	8
Figura 1-2 Escenario de múltiples objetivos simulado.....	9
Figura 1-3 Simulación estimador grueso de símbolo	9
Figura 1-4 Ejemplo Range-Doppler Map múltiples objetivos	10
Figura 1-5 Detección CFAR.....	10
Figura 1-6 DVB-T2 Demodulator Diagram.....	13
Figura 1-7 Multiple targets scenario simulation.....	14
Figura 1-8 Simulación estimador grueso de símbolo	14
Figura 1-9 Range-Doppler Map	15
Figura 1-10 CFAR single detection.....	15
Figura 2-1 Esquema radar pasivo	7
Figura 5-1 Diagrama general.....	13
Figura 5-2 Comparativa entre las estructuras de DVB-T y DVB-T2.....	19
Figura 5-3 Diagrama Modulador DVB-T.....	27
Figura 5-4 Escenario radar	30
Figura 5-5 Diagrama demodulador DVB-T2	31
Figura 5-6 Diagrama símbolo P1.....	35
Figura 5-7 Diagrama sincronismo fino de símbolo	39
Figura 5-8 Diagrama Batch algorithm.....	41
Figura 5-9 Diagrama CFAR	50
Figura 5-10 Representación matriz CFAR	50
Figura 6-1 Escenario simple	54
Figura 6-2 2D Range-Doppler Map.....	54
Figura 6-3 3D Range-Doppler Map.....	54
Figura 6-4 CFAR detection	54
Figura 6-5 Doppler profile zoom.....	55
Figura 6-6 Escenario radar	56
Figura 6-7 2D Range-Doppler Map.....	56

Figura 6-8 3D Range-Doppler Map.....	56
Figura 6-9 CFAR detection	56
Figura 6-10 Doppler profile zoom.....	57
Figura 6-11 Escenario radar	58
Figura 6-12 2D Range-Doppler Map.....	58
Figura 6-13 3D Range-Doppler Map.....	58
Figura 6-14 CFAR detections.....	58
Figura 6-15 Doppler profile zoom.....	59
Figura 6-16 Escenario radar	60
Figura 6-17 2D Range-Doppler Map.....	60
Figura 6-18 3D Range-Doppler Map.....	60
Figura 6-19 CFAR detections.....	60
Figura 6-20 Escenario radar	62
Figura 6-21 2D Range-Doppler Map.....	62
Figura 6-22 3D Range-Doppler Map.....	62
Figura 6-23 CFAR detections.....	62
Figura 6-24 Diagrama de bloques simulación estimador fino de símbolo	66
Figura 6-25 Simulación de Monte Carlo 1000 It.....	67
Figura 6-26 Representación RMSE en función de n_c	68
Figura 6-27 Distribución del error.....	69
Figura 7-1 Flujo indicador de trazas.....	71

Índice de tablas

Tabla 1 comparación parámetros DVB-T-T2.....	17
Tabla 2 Distribución de portadoras activas en el símbolo P1 (ETSI TS 102 755 V1.1.1, Tabla 69).....	32
Tabla 3 Análisis teórico del Batch algorithm	42

1. INTRODUCCIÓN

En los últimos años, el radar pasivo ha ganado relevancia como tecnología emergente dentro del ámbito de la vigilancia y la observación electromagnética. A diferencia de los sistemas activos tradicionales, el radar pasivo no emite ninguna señal, sino que aprovecha transmisiones existentes procedentes de fuentes no cooperativas, conocidas como iluminadores de oportunidad. Esta característica le confiere ventajas considerables en términos de eficiencia energética, coste y capacidad de operación encubierta.

Entre las múltiples tecnologías emisoras evaluadas en la literatura, destacan señales de radiodifusión como FM, DVB-T y, más recientemente, DVB-T2, cuya adopción se ha visto impulsada por el marco normativo europeo y la necesidad de optimizar el uso del espectro radioeléctrico. El cambio de paradigma hacia este nuevo estándar plantea un contexto tecnológico en el que resulta esencial validar su viabilidad como fuente en sistemas de radar pasivo, no solo por sus propiedades espectrales y temporales, sino también por su creciente presencia a nivel territorial.

Este proyecto se enmarca precisamente en este nuevo escenario. Propone el desarrollo y simulación de un sistema radar pasivo que utilice señales DVB-T2 como iluminador de oportunidad, implementado en un entorno MATLAB, y centrado en una arquitectura biestática con un único canal de recepción. A través de técnicas como la correlación cruzada, el procesamiento por bloques (Batch) y la detección adaptativa mediante CFAR, se pretende evaluar el rendimiento del sistema en distintos escenarios simulados, validando su capacidad para detectar y estimar objetivos móviles.

2. DESCRIPCIÓN DE LAS TECNOLOGÍAS

2.1 RADAR PASIVO

Los sistemas de radar pasivo bistático se fundamentan en la explotación de fuentes emisoras no cooperativas, como emisores de radio o televisión, para detectar y seguir blancos a través de las señales reflejadas por estos. A diferencia de los sistemas activos, el radar pasivo no transmite ninguna señal, lo que le permite operar de manera encubierta y con menores requisitos energéticos. Su arquitectura básica consta de dos canales de recepción: uno destinado a captar directamente la señal emitida por el transmisor (canal de referencia) y otro orientado a recibir los ecos reflejados por el objetivo (canal de vigilancia). Como se muestra en la Figura 2-1, la señal transmitida se propaga simultáneamente por una trayectoria directa hasta la antena de referencia y por otra que, tras reflejarse en un blanco en movimiento, es captada por la antena de vigilancia.

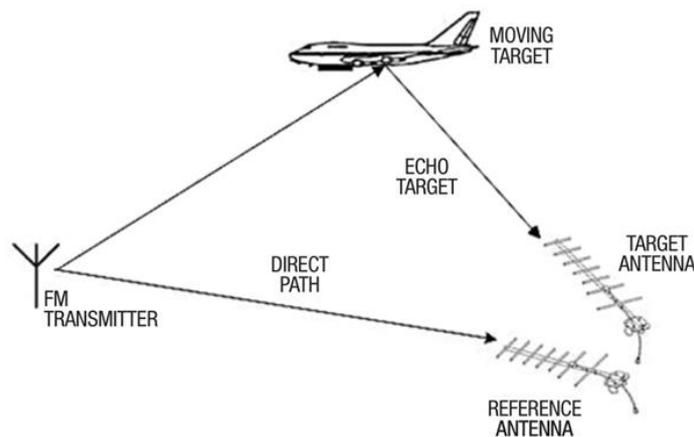


Figura 2-1 Esquema radar pasivo

Desde el punto de vista del procesamiento de señal, el objetivo del radar pasivo es estimar las características del blanco (principalmente su posición y velocidad radial) a partir de la correlación entre la señal directa y la reflejada. Supongamos que $x_r(t)$ representa la señal recibida directamente del transmisor y $x_e(t)$ la señal recibida tras reflejarse en el objetivo.

La señal eco se modela como una versión retardada y modulada en frecuencia de la señal directa, debido al desplazamiento Doppler introducido por el movimiento relativo del blanco (véase capítulo 2 en [1]):

$$x_e(t) = \alpha x_r(t - \tau) e^{j2\pi f_D t}$$

Donde τ representa el retardo del eco, α la atenuación producida por el entorno y f_D la frecuencia Doppler. Esta relación sirve como base para técnicas de detección basadas en correlación cruzada.

En este trabajo se ha optado por el uso del algoritmo de correlación por bloques (batch algorithm), cuyo funcionamiento se explicará en detalle en secciones posteriores. Este método permite analizar la señal reflejada x_r en ventanas temporales, correlándola con la señal de referencia x_e , y extraer así la información relativa a la distancia y velocidad del objetivo mediante transformada de Fourier. Esta técnica, ampliamente documentada en la sección 4.3.3 [1], proporciona una solución eficiente y robusta para la detección en radares pasivos.

2.2 DVB-T2

Entre las señales de radiofrecuencia disponibles para su uso en radar pasivo, las emisiones de televisión digital terrestre bajo el estándar DVB-T2 (Digital Video Broadcasting - Second Generation Terrestrial) destacan por sus propiedades estructurales favorables, como su modulación OFDM, el uso de portadoras piloto conocidas y su amplio ancho de banda. Estas características las hacen especialmente adecuadas para tareas de detección y seguimiento en entornos bistáticos. En el presente trabajo, se adopta esta tecnología como iluminador de oportunidad. No obstante, los parámetros específicos utilizados del estándar DVB-T2 incluyendo la configuración de portadoras, la inserción de símbolos de sincronización y el diseño del modulador/demodulador, serán analizados en detalle en secciones posteriores.

3. ESTADO DE LA CUESTIÓN

El radar pasivo ha emergido como una alternativa eficaz a los sistemas activos convencionales, especialmente en aplicaciones donde la discreción electromagnética, la eficiencia energética y el bajo coste son factores determinantes. Esta tecnología se basa en la utilización de señales de radiofrecuencia emitidas por fuentes no cooperativas, denominadas *iluminadores de oportunidad*, para detectar la presencia y el movimiento de objetos mediante el análisis de sus reflexiones.

En los últimos años, diversos trabajos han explorado múltiples tipos de fuentes emisoras con potencial para ser utilizadas como iluminadores pasivos. Entre las tecnologías más relevantes se encuentran:

- **DVB-T (Digital Video Broadcasting - Terrestrial):** ha sido una de las fuentes más empleadas en entornos pasivos. Su estructura de modulación OFDM y la amplia cobertura geográfica de sus emisores la convierten en una opción especialmente atractiva para tareas de vigilancia a media y larga distancia. La presencia de portadoras piloto y su carácter cuasi-continuo en el tiempo facilitan tanto la sincronización como la reconstrucción de la señal de referencia [2].
- **FM/AM (Radiofrecuencia analógica):** tradicionalmente empleadas en demostraciones de radar pasivo debido a su disponibilidad global y ubicuidad. No obstante, su modulación analógica y limitado ancho de banda restringen la resolución en distancia y velocidad, lo que las hace más adecuadas para fines académicos o entornos controlados [3].
- **WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access):** este estándar de comunicaciones inalámbricas ofrece canales más amplios que FM/AM, lo que mejora la resolución en rango. Además, su arquitectura basada en OFDM lo convierte en un candidato adecuado para radar pasivo en entornos urbanos, aunque su despliegue no ha sido tan generalizado [4].

- **LTE (Long Term Evolution):** gracias a su alta densidad de estaciones base y su potencia de emisión, LTE ha sido considerado un iluminador eficaz para aplicaciones de radar pasivo en áreas densamente pobladas. La existencia de señales de referencia y sincronización propias del estándar facilita la estimación precisa del canal y el diseño de sistemas robusto [5].

Cada una de estas tecnologías presenta ventajas y limitaciones en función del entorno operativo, el tipo de objetivo a detectar y las condiciones de propagación. Sin embargo, la elección del iluminador representa solo uno de los componentes clave del diseño de un radar pasivo.

Una vez seleccionada la fuente emisora, el siguiente aspecto crítico recae en la configuración del receptor. Dependiendo de los objetivos del sistema y las restricciones técnicas, se han propuesto diferentes topologías receptoras que condicionan tanto la complejidad del hardware como las estrategias de procesamiento necesarias para la detección eficaz de objetivos.

En la literatura especializada se han explorado distintas configuraciones:

- **Arquitectura dual:** a más común, ya descrita previamente, que emplea dos canales de recepción separados (uno para la señal directa y otro para la reflejada). Esta topología permite una reconstrucción precisa de la señal de referencia, aunque requiere una mayor complejidad en hardware y sincronización entre canales.
- **Arquitectura de canal único:** como la explorada en este proyecto, se basa en reconstruir la señal de referencia a partir de la componente directa contenida en la señal de vigilancia, eliminando la necesidad de un canal dedicado. Esta arquitectura ha sido explorada en trabajos donde se propone la reconstrucción de la señal de referencia a partir de los símbolos piloto de DVB-T, aprovechando su periodicidad y conocimiento a priori [6].

4. DEFINICIÓN DEL TRABAJO

4.1 JUSTIFICACIÓN

La evolución de los estándares de televisión digital en Europa ha impulsado una migración creciente hacia DVB-T2, motivada principalmente por la necesidad de liberar banda para redes 5G y mejorar la eficiencia espectral. La Decisión (UE) 2017/899 exige que todos los multiplex de TDT utilicen tecnologías más eficientes, como DVB-T2 o HEVC, como parte de la reordenación del espectro en torno a los 700 MHz [7]. Por su parte, el Radio Spectrum Policy Group (RSPG) ha reportado que aproximadamente un 30 % de los países europeos operan simultáneamente con DVB-T y DVB-T2, con una transición que se acelera a medida que los transmisores DVB-T se retiran [8].

Esta transición está además respaldada por estadísticas recientes: en Europa, alrededor del 72 % de los hogares ya reciben DVB-T2, y en España la cifra alcanza el 58 %, aunque solo el 31 % de los televisores compatibles soportan actualmente este estándar, lo que implica una fase intermedia que terminará este año. En España se implementará un plan técnico en dos fases: primero con emisiones UHD en un multiplex, y luego con la transición completa una vez que los receptores compatibles alcancen el 95 % [9].

Este contexto normativo y tecnológico hace que el uso de DVB-T2 como iluminador de oportunidad para sistemas de radar pasivo sea no solo actual, sino necesario. Dado que la disponibilidad de señales DVB-T1 decrecerá rápidamente, resulta imperativo adaptar los diseños de radar pasivo a la nueva señal DVB-T2, que ofrece ventajas innegables en términos de eficiencia espectral, modularidad y presencia de estructuras implantadas para sincronización y referencia.

Más allá del cambio de estándar, el proyecto propone el estudio de una arquitectura de radar pasivo bistático basada en un único canal de recepción. Esta configuración, menos común que la arquitectura dual, ya descrita anteriormente [10], plantea importantes retos técnicos

en cuanto a la reconstrucción de la señal de referencia, pero permite una implementación más sencilla y económica. Explorar la viabilidad de este enfoque mediante técnicas de correlación basadas en símbolos piloto y estructuras DVB-T2 abre nuevas posibilidades en el diseño de radares pasivos compactos y accesibles.

5. SISTEMA/MODELO DESARROLLADO

5.1 INTRODUCCIÓN AL SISTEMA RADAR

5.1.1.1 Diagrama principal:

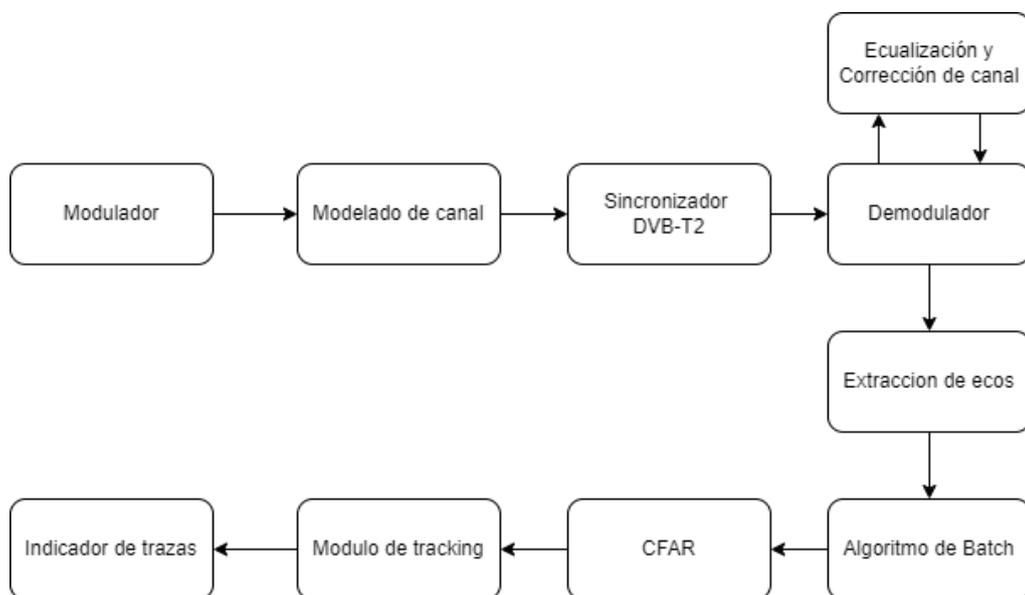


Figura 5-1 Diagrama general

El sistema de radar pasivo descrito integra, de manera secuencial, siete bloques funcionales principales: generación de señal DVB-T2 (modulador), modelado del canal bistático, demodulación de la señal recibida, extracción de ecos, procesado “batch” para conformar la matriz Rango-Doppler, detección CFAR y, finalmente, asociación y seguimiento de blancos. A continuación, se explica brevemente la funcionalidad e integración de cada bloque.

5.1.1.2 Modulador DVB-T2

El transmisor aprovecha un flujo DVB-T2 OFDM con FFT de 4096 puntos, prefijo cíclico de 512 muestras, modulación 16-QAM y patrón de pilotos PP=4. Tras mapear bits en

símbolos, se realiza la IFFT, se añade el CP y se normaliza la potencia para garantizar una distribución espectral uniforme y minimizar lóbulos laterales en frecuencia.

5.1.1.3 Modelado del canal bistático

El canal conecta el transmisor, la escena y el receptor mediante retardos variables y desplazamientos de fase. Para cada muestra, se calcula la distancia total

$r(t) = \| r_{tx} - r_o(t) \| + \| r_{rx} - r_o(t) \|$, escribiéndose el eco como:

$$s_{eco}(t) = \alpha s_{tx}(t - \tau) e^{-j2\pi f_c \tau / c}$$

donde $\tau = 2r(t)/c$, f_c la portadora y α incluye la escala RCS y la atenuación libre. Se superponen ecos de múltiples blancos y se añade ruido blanco complejo según la SNR deseada.

5.1.1.4 Demodulador

En la recepción se sincroniza la señal recibida, además se ecualiza y corrige para posteriormente eliminar el CP y aplicar FFT de 4096 puntos, recuperando la constelación recibida. A partir de los bits demodulados se calcula la BER de referencia, pero sobre todo se conserva la señal reconstruida para las siguientes etapas de extracción de ecos mediante correlación cruzada con la señal transmitida.

5.1.1.5 Extracción de ecos (“Batch Algorithm”)

La señal demodulada y la señal transmitida se fragmentan en bloques de $L = 4096$ muestras. Para cada bloque i , se realiza FFT auxiliar L_{FFT} , se multiplica en frecuencia $\overline{S_{tx,i}}(f) \times S_{rx,i}(f)$ y se aplica IFFT (con ventana de Chebyshev 60 dB y factor de interpolación 5) para obtener la función de correlación cruzada sobre retardos τ , que

corresponde a bins de rango. Los vectores resultantes se apilan en columnas de una matriz $Y \in \mathbb{C}^{N_R \times N_p}$ donde $N_R = L \cdot 5$ es el número de bins de rango y N_p el número de bloques.

5.1.1.6 Detección CFAR

Se emplea un detector bidimensional con $N_{\text{train}} = 40$ celdas de entrenamiento y $N_{\text{guard}} = 12$ por dirección, ajustando el umbral $\alpha = N_{\text{train}} \left(P_{\text{fa}}^{-1/N_{\text{train}}} - 1 \right)$ para una probabilidad de falsa alarma $P_{\text{fa}} = 10^{-3}$. El mapa de detección binariza $|\tilde{Y}|^2 > \alpha$ ruido, aislando los picos de eco sin dar falsas alarmas.

5.1.1.7 Trazas y seguimiento

Los puntos detectados $\{(r_i, v_i)\}$ se agrupan inicialmente mediante clustering haciendo uso de DBSCAN y luego se introducen en un filtro de Kalman multitraza. Cada pista se inicia con un eco persistente, se asocian mediciones por proximidad en rango-Doppler y se predice su evolución para mitigar pérdidas temporales, lo que permite estimar posición y velocidad continuamente.

5.2 BENEFICIOS TECNOLOGÍA RADAR PASIVO

Los sistemas de radar pasivo emplean transmisores no cooperativos ya existentes (denominados iluminadores de oportunidad) para detectar y seguir blancos a partir de las reflexiones de sus señales. Esta tecnología aporta diferentes mejoras con respecto al radar tradicional:

- a) Menor coste de implementación

Esta tecnología no necesita de un bloque transmisor propio, reduciendo costes de implementación al solo necesitar de receptores y procesamiento de señal [1][pp. 10-10].

- b) Dificultad de ser detectados:

Un radar pasivo opera de forma encubierta, ya que no emite ninguna señal que delate su presencia. Esta ausencia de transmisiones propias hace que sea muy difícil de detectar o interferir otorgándole inmunidad para ser localizado mediante receptores externos [2].

c) Aprovechamiento de transmisores existentes (iluminadores de oportunidad):

El radar pasivo explota las emisiones de radiofrecuencia ya presentes en el entorno (como radio, televisión digital, telefonía, etc.). Esto elimina la necesidad de contar con un transmisor dedicado de radar, aprovechando la infraestructura de emisión comercial ya desplegada. Además de reducir costos, esta característica permite utilizar múltiples fuentes emisoras simultáneamente para cubrir distintas zonas o mejorar la detección. Esta característica viene a cambio de no poder controlar la señal transmitida, por lo que requiere adaptabilidad al iluminador de oportunidad seleccionado [1].

Entre los posibles iluminadores de oportunidad, las señales de televisión digital terrestre (estándares DVB-T y su evolución DVB-T2) destacan por brindar ventajas particulares para aplicaciones de radar pasivo:

d) Estructura de señal OFDM :

DVB-T y DVB-T2 emplean modulación OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), formada por subportadoras. Esta forma de onda tiene un espectro amplio y pseudo-aleatorio (espectro independiente de datos), lo cual es deseable para radar por su buena correlación auto y cruzada. Además, incorporan portadoras piloto conocidas insertadas periódicamente entre las subportadoras de datos (así como símbolos de sincronización en DVB-T2), que facilitan la sincronización y estimación del canal en el receptor [3].

e) Posibilidad de reconstruir la señal de referencia desde el canal de vigilancia:

Una ventaja singular de DVB-T/T2 es que, gracias a su estructura y estándares publicados, es factible reconstruir la señal transmitida ideal a partir de lo recibido. Permite estimar una versión limpia de la señal emitida usando los pilotos y la información conocida, para mejorar

la relación señal/ruido de referencia. Esto habilita arquitecturas de receptor único, donde una sola antena captura tanto la señal directa del transmisor como los ecos reflejados por el blanco. A partir de la componente directa recibida, se genera una referencia sintética que sustituye al canal de referencia físico, haciéndolo innecesario. El resultado es una simplificación del sistema, con la consecuente reducción de costo y complejidad sin sacrificar desempeño [4].

5.3 MEJORAS DE DVB-T2 SOBRE DVB-T

El estándar DVB-T2 introduce optimizaciones significativas que mejoran su utilidad como iluminador para radar pasivo. En primer lugar, ofrece una mayor eficiencia espectral (más bits/seg por Hz) gracias a esquemas de modulación y codificación más avanzados, lo que típicamente se traduce en aproximadamente un 30–50% más capacidad que DVB-T [5] en la misma banda. Asimismo, DVB-T2 es un sistema más flexible en modos de transmisión: permite elegir entre múltiples tamaños de FFT, intervalos de guarda y patrones de pilotos, adaptándose a distintas condiciones de propagación y evitando sobrecarga innecesaria. Estas mejoras estructurales (incluyendo pilotos y preámbulos dedicados para sincronización en DVB-T2) hacen que la señal DVB-T2 sea aún más favorable para radar pasivo que la DVB-T estándar, al facilitar una detección más robusta y a mayores distancias bajo diversas condiciones [6] [7].

Tabla 1 comparación parámetros DVB-T-T2

Característica	DVB-T	DVB-T2
Codificación FEC	Codificación convolucional + RS	LDPC + BCH
Tasa de Código	1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8	1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6
Modulación	QPSK, 16QAM, 64QAM	QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM

Intervalo de Guarda	1/4 , 1/8, 1/16, 1/32	1/4, 19/128, 1/8, 19/256, 1/16, 1/32, 1/128
Tamaño FFT	2K, 4K, 8K	1K, 2K, 4K, 8K , 16K, 32K
Pilotos Dispersos	8% del total	1%, 2%, 4%, 8% del total
Pilotos Continuos	2.0% del total	0.4%-2.4% del total
Ancho de Banda	5, 6, 7, 8 MHz	1.7, 5, 6, 7, 8 , 10 MHz
Tasa de Datos Típica	24 Mbit/s	40 Mbit/s
Tasa de Datos Máxima	31.7 Mbit/s (a 20dB C/N)	45.5 Mbit/s (a 20dB C/N)

5.4 TECNOLOGÍA DVB-T2

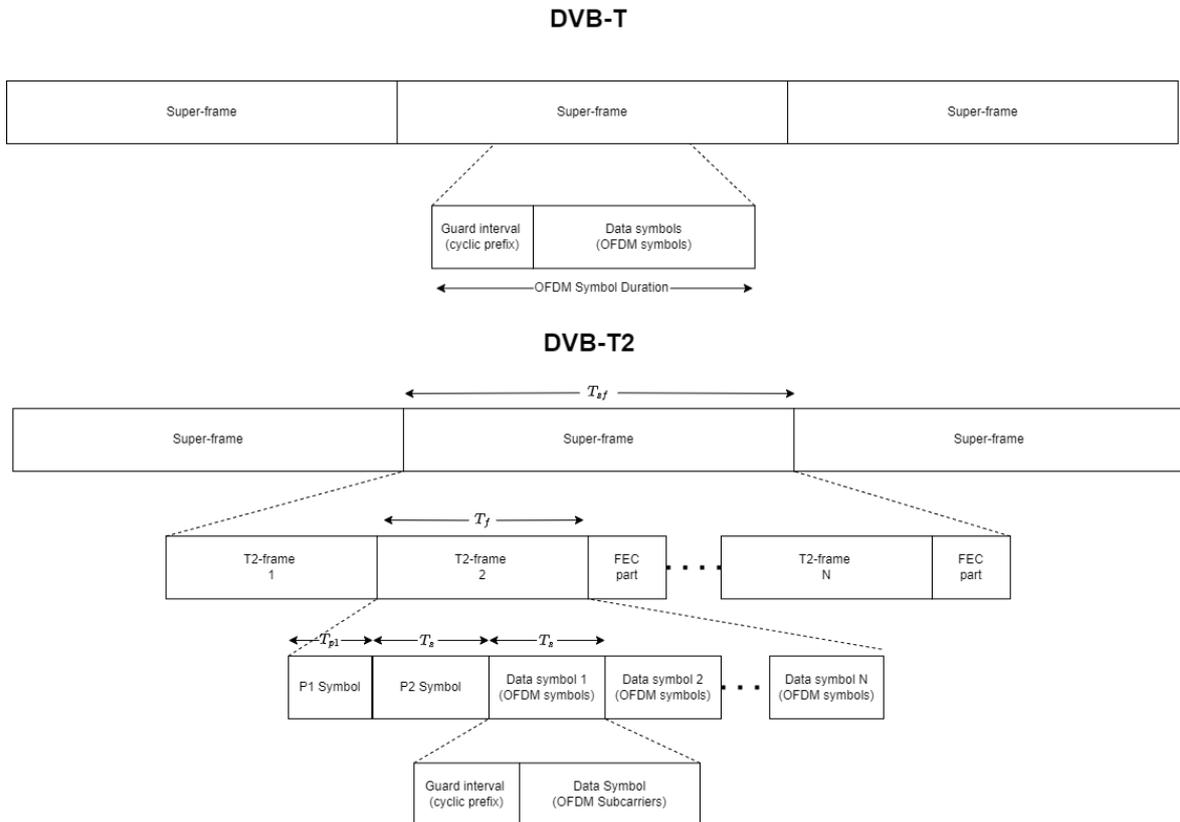


Figura 5-2 Comparativa entre las estructuras de DVB-T y DVB-T2

La norma DVB-T2 (Digital Video Broadcasting - Second Generation Terrestrial) constituye el estándar europeo para la radiodifusión digital terrestre de segunda generación, definido por el organismo ETSI bajo la especificación [1]. Este sistema ha sido desarrollado para ofrecer una transmisión más robusta, eficiente y flexible que su predecesor DVB-T, incorporando avances sustanciales en eficiencia espectral, capacidad de transporte de datos, resiliencia frente a condiciones de canal adversas y adaptación dinámica a diferentes servicios.

El estándar se centra exclusivamente en la capa física del sistema de transmisión, especificando la organización, codificación y modulación de la señal antes de su radiodifusión. A través de una arquitectura jerárquica y un amplio conjunto de parámetros configurables, DVB-T2 se adapta a una gran variedad de entornos operativos, desde despliegues fijos urbanos hasta escenarios móviles con ecos intensos y dispersión temporal pronunciada.

5.4.1.1 Organización jerárquica de la transmisión

El sistema DVB-T2 organiza la información transmitida siguiendo una jerarquía estructurada que permite controlar con precisión el flujo de datos y la configuración física de cada servicio transportado. Esta organización es esencial para gestionar múltiples servicios con distintos requisitos de calidad, robustez o eficiencia dentro de un mismo canal de transmisión [1] [Sección 8].

En la cúspide de la jerarquía se sitúan las supertramas (super-frames), agrupaciones temporales de unidades de transmisión homogéneas. Cada supertrama está compuesta por uno o varios T2-frames, que representan la unidad funcional básica del sistema y pueden alinearse con los intervalos de transmisión definidos por redes SFN (Single Frequency Network), cuando corresponda.

Cada T2-frame consta de una secuencia ordenada de símbolos, que se describen a continuación:

- Símbolo P1: Se transmite en el dominio temporal y tiene una estructura específica diseñada para facilitar su detección robusta en condiciones ruidosas. Permite la sincronización gruesa, la detección del inicio de trama y la identificación del modo de transmisión mediante la señalización de bits S1 y S2 [1][Sección 9.8].
- Símbolos P2 (cero o más): Transportan la señalización de capa física (L1-pre y L1-post) y se utilizan también para la sincronización fina en frecuencia y tiempo, así como para la estimación inicial del canal. Esta información está codificada de

forma redundante para garantizar su recuperación incluso en condiciones de canal degradadas [1][Sección 9.2.6].

- Símbolos OFDM de datos: Representan la carga útil de información. Están intercalados con pilotos dispersos y continuos, según un patrón predefinido (Pilot Pattern, PP), necesarios para la estimación de canal, corrección de fase y sincronización en el receptor [1][Sección 9].

El T2-frame se divide en uno o más data slices, cada uno asociado a un Physical Layer Pipe (PLP). Cada PLP encapsula un flujo lógico de datos y puede configurarse con parámetros físicos independientes (como el esquema de modulación o la codificación FEC). Esta característica permite la transmisión simultánea de servicios heterogéneos dentro de una misma portadora RF, con distintos niveles de robustez y calidad [1][Sección 8.3.3].

Cada símbolo OFDM incluye un intervalo de guarda (guard interval, GI) o prefijo cíclico, cuya duración es configurable. Su propósito es absorber los efectos de multitrayectoria y preservar la ortogonalidad entre subportadoras, además de facilitar la sincronización temporal en el receptor.

Esta arquitectura modular y escalonada proporciona una elevada flexibilidad operativa, permitiendo una adaptación dinámica a las condiciones del canal, al perfil de servicio o a los requerimientos técnicos del entorno. Esta flexibilidad es especialmente relevante en aplicaciones avanzadas como la transmisión para receptores móviles, redes SFN y, en particular, en sistemas de radar pasivo que explotan la señal DVB-T2 como fuente de iluminación no cooperativa.

5.4.1.2 CODIFICACIÓN Y MODULACIÓN

DVB-T2 adopta una arquitectura de codificación y modulación de tipo BICM (Bit-Interleaved Coded Modulation), diseñada para maximizar la eficiencia espectral y la resistencia frente a condiciones adversas del canal. Esta arquitectura combina técnicas avanzadas de codificación de canal, entrelazado e inserción de redundancia que garantizan un rendimiento cuasi óptimo en entornos de transmisión terrestre [1][Sección 6].

Codificación FEC

El sistema aplica una codificación concatenada en dos niveles [1] [Sección 7.3.2]:

- Codificación externa BCH (Bose–Chaudhuri–Hocquenghem): destinada a corregir errores residuales tras la decodificación interna, especialmente errores en ráfaga. Se aplican bloques de longitud fija, con variantes para tramas de longitud normal (64.800 bits) o corta (16.200 bits), en función de las necesidades del servicio.
- Codificación interna LDPC (Low-Density Parity-Check): encargada de la corrección principal de errores. Utiliza códigos de bloques grandes con matrices dispersas y algoritmos iterativos de decodificación de baja complejidad relativa y gran potencia correctora.

Esta estructura jerárquica de FEC permite alcanzar relaciones señal/ruido muy bajas manteniendo una tasa de errores residual mínima, aspecto clave en entornos multitrayectoria o de recepción móvil.

Interleaving y mapeo a constelaciones

Tras la codificación, se realiza un entrelazado en bits, que redistribuye la información a lo largo del tiempo y la frecuencia. Este paso mejora la resistencia frente a desvanecimientos selectivos y errores concentrados. Los bits se reorganizan en palabras de celda, que posteriormente se mapean a símbolos complejos mediante esquemas de modulación QPSK, 16QAM, 64QAM o 256QAM, con codificación Gray para minimizar los errores de bit por símbolo incorrecto [1][Sección 7.3.3].

Aspectos relevantes

Esta etapa de codificación y modulación define los valores de las celdas activas que formarán los símbolos OFDM. No obstante, los procesos de transformación al dominio temporal, inserción de pilotos, prefijos cíclicos y estructuración en tramas se abordan en una sección posterior dedicada exclusivamente a la generación de la señal OFDM.

5.4.1.3 PARAMETRIZACIÓN Y FLEXIBILIDAD

Uno de los pilares del sistema DVB-T2 es su alta flexibilidad configurativa, que permite su despliegue eficiente en una gran diversidad de escenarios operativos. Esta capacidad de adaptación no solo mejora la eficiencia espectral, sino que facilita configuraciones híbridas para servicios con distintos requisitos de calidad, cobertura o robustez.

Configuración individualizada de PLPs

Cada Physical Layer Pipe (PLP) puede definirse con parámetros específicos, lo que permite transmitir flujos con configuraciones diferenciadas dentro de un mismo canal RF [1][Sección 8]:

- Esquema de modulación propio (QPSK a 256QAM).
- Tasa de codificación (LDPC/BCH) ajustada a la criticidad del servicio.
- Profundidad de entrelazado temporal configurable.
- Inclusión opcional de un Common PLP compartido por varios servicios.

Esta segmentación física permite, por ejemplo, transmitir simultáneamente un servicio HD de alta tasa para receptores fijos y uno SD con codificación robusta para usuarios móviles, manteniendo ambos dentro del mismo ancho de banda.

Parámetros del sistema

Además de la configuración por PLP, el sistema permite definir globalmente [1][Sección 9]:

- Tamaño FFT: desde 1K hasta 32K, determinando el número de subportadoras y la duración de símbolo.
- Guard Interval (GI): entre 1/4 y 1/128 del símbolo útil, adaptando la tolerancia a retardos multitrayectoria.
- Ancho de banda de canal: típicamente 8 MHz en Europa, pero también disponibles 6 y 7 MHz. ("Physical layer parameters")

- Esquema de piloto: elección del Pilot Pattern (PP), que define densidad y distribución de pilotos para estimación de canal.

La combinación adecuada de estos parámetros permite optimizar la transmisión en función del entorno (urbano, rural, móvil) y del diseño de red (SFN, MFN).

Aplicabilidad a sistemas avanzados

Gracias a su estructura modular y escalable, DVB-T2 se adapta de forma natural a aplicaciones más allá de la difusión televisiva:

- Difusión heterogénea de servicios con distintos perfiles de calidad.
- Redes SFN de gran cobertura con tolerancia a retardos extremos. (CoberturaSNF DVB-T2)
- Aplicaciones no cooperativas, como los radares pasivos, que aprovechan la estructura repetitiva de los símbolos y los pilotos embebidos en la señal [2].

En resumen, la versatilidad de DVB-T2 convierte al estándar no solo en una herramienta de transmisión de contenidos, sino en una infraestructura de capa física flexible y reutilizable, apta para entornos dinámicos y tecnologías emergentes.

5.5 DEDUCCIÓN DE LOS LÍMITES DEL SISTEMA RADAR:

5.5.1.1 Efecto de la correlación:

Correlación e impacto en la Longitud de la Señal

La correlación entre dos señales, $x_e(n)$ y $x_r(n)$, ambas de longitud P , produce una secuencia correlacionada $x_{re}(n)$ de longitud $2P - 1$. La razón de esto es que la correlación es una medida de similitud que se calcula desplazando una señal respecto a la otra y midiendo la superposición en cada desplazamiento [3][pp 59-60] [4][pp 154].

5.5.1.2 Distancia máxima:

La distancia máxima viene determinada por la longitud P de bloques seleccionada, ya que esta determina el retardo máximo en muestras que puede ser detectado, por ello este será:

$$\tau_{max} = \frac{2P - 1}{F_s}$$

Teniendo en cuenta ecuaciones básicas de distancia, donde la velocidad es distancia partido del tiempo, considerando, que la velocidad de la señal es la velocidad de la luz y la distancia recorrida es la distancia hasta el objetivo, ida y vuelta. Donde podemos sustituir el tiempo como retardo máximo, para obtener la distancia máxima:

$$V = \frac{D}{T}$$
$$R_{max} = \frac{c \cdot (2P - 1)}{2F_s}$$

5.5.1.3 Velocidad máxima V_{max} :

En un sistema radar, la velocidad máxima detectable (V_{max}) está vinculada al fenómeno de ambigüedad de Doppler. Sin embargo, en el procesamiento Batch, donde los datos se procesan en bloques V_{max} puede la longitud total del bloque.

El tiempo de observación T_{obs} está dado por:

$$T_{obs} = \frac{P}{F_s}$$

La frecuencia Doppler máxima detectable sin ambigüedad se expresa como:

$$f_{D_{max}} = \frac{1}{2T_{obs}} = \frac{F_s}{2 \cdot (2P - 1)}$$

La velocidad máxima detectable, entonces, es:

$$V_{max} = \frac{\lambda \cdot f_{Dmax}}{2} = \frac{\lambda \cdot F_S}{4 \cdot (2P - 1)}$$

Donde λ es la longitud de onda de la señal radar. Esta ecuación muestra que V_{max} está limitada por la longitud del bloque P y la frecuencia de muestreo F_S

La resolución en rango y velocidad, así como los límites máximos de detección, están condicionados por la longitud del bloque de observación y la frecuencia de muestreo, como se describe en [3] [pp. 59–62].

5.6 DISEÑO

1. Generador de señal en DVB-T2

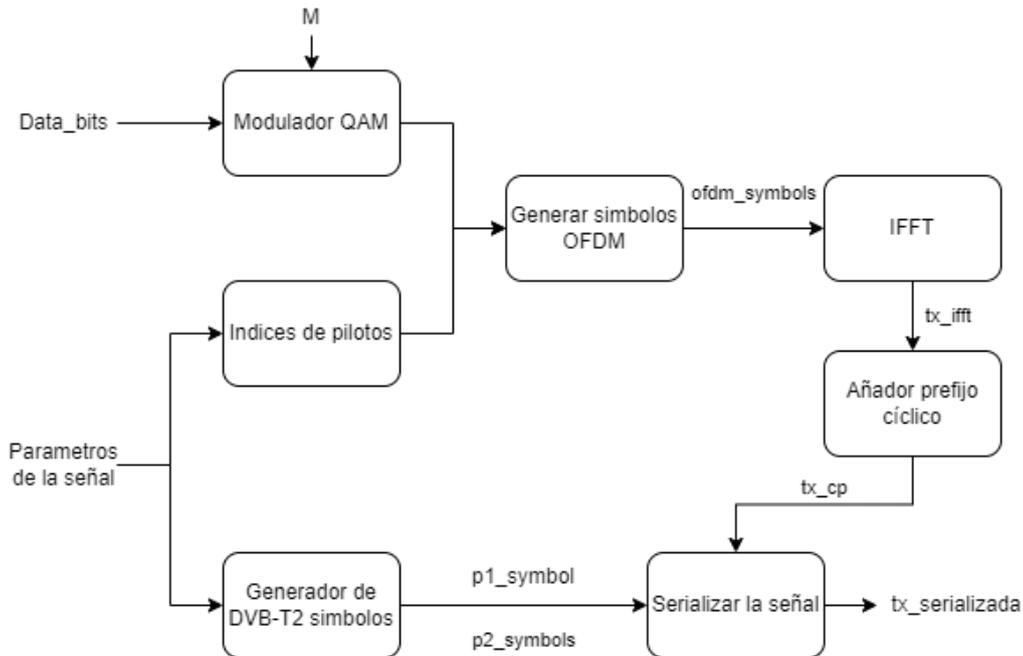


Figura 5-3 Diagrama Modulador DVB-T

La generación de la señal en el sistema DVB-T2 constituye un proceso estructurado jerárquicamente que permite la construcción de una trama OFDM conforme al estándar *ETSI EN 302 755*. Este proceso no solo garantiza la robustez ante interferencias y multitrayecto, sino que también proporciona elementos clave para aplicaciones de radar pasivo, como la repetitividad estructural y la disposición regular de pilotos.

La señal generada incluye secuencias de sincronización (P1 y P2), símbolos de datos con modulaciones QAM y la inserción ordenada de pilotos dispersos y continuos. A continuación, se describe el procedimiento de generación seguido en este trabajo:

5.6.1.1 Símbolos de sincronización: P1 y P2

El primer símbolo transmitido, P1, se construye en el dominio frecuencial sobre un conjunto fijo de 384 portadoras especificadas en la Tabla 69 del estándar [12], moduladas

mediante una combinación de secuencias pseudoaleatorias $CSSS1$ y $CSSS2$. El resultado se transforma al dominio temporal mediante transformada inversa de Fourier (IFFT), y se encapsula con un Guard Interval (GI) interno no cíclico de tipo C-A-B, desplazando partes de la señal en frecuencia mediante una rotación compleja:

$$s_{P1}(t) = x_C(t) \cdot e^{j2\pi f_{SH}t} | x(t) | x_A(t), \quad \text{con } f_{SH} = \frac{1}{4T}$$

Posteriormente, se generan los símbolos **P2** necesarios (entre 2 y 16 según el tamaño FFT), con modulaciones QAM sobre portadoras de datos y amplitudes fijas en las posiciones piloto $k \bmod 3 = 0$, para transportar los campos **L1-pre/post**.

5.6.1.2 Inserción de datos y pilotos

Los datos binarios se agrupan y modulan con QAM de orden M , asegurando potencia promedio unitaria:

$$d_k = \text{QAM}_M(b_k), \quad b_k \in \{0,1\}^{\log_2 M}$$

Posteriormente, se insertan sobre las portadoras no ocupadas por pilotos. Los pilotos dispersos se ubican según el patrón de dispersión (PP) seleccionado, y tanto su posición como su amplitud varían con dicho patrón. Las amplitudes típicas se extraen del estándar, y en este trabajo se modelan mediante un vector $\text{amps}(\text{PP})$ que adapta dinámicamente la inserción.

Asimismo, los pilotos continuos, aunque suelen modelarse con una amplitud nominal de $\frac{7}{4}$, también pueden presentar valores distintos dependiendo del patrón PP y la configuración de normalización de potencia total del símbolo OFDM.

5.6.1.3 Ensamblado OFDM y prefijo cíclico

Cada símbolo OFDM en el dominio frecuencial se transforma mediante IFFT:

$$s_n(t) = \text{IFFT}\{X_n[k]\}, \quad n = 1, \dots, N$$

A cada símbolo temporal se le antepone un prefijo cíclico de longitud N_{CP} , replicando las N_{CP} últimas muestras del símbolo:

$$x_n(t) = [s_n(t)[N - N_{CP}: N - 1] \parallel s_n(t)[0: N - 1]]$$

donde N es el tamaño FFT N_{CP} es la longitud del prefijo cíclico. Este procedimiento garantiza que las condiciones de circularidad se mantengan en presencia de multitrayecto, facilitando la convolución circular en el receptor, además de prevenir las interferencias intersímbolo (ISI) y permitiendo la sincronización final en el receptor.

5.6.1.4 Serialización final

La señal de transmisión final se genera concatenando secuencialmente el símbolo P1, los símbolos P2, y los símbolos de datos modulados:

$$x_{tx}(t) = [x_{P1}, x_{P2,1}, \dots, x_{P2,N}, x_1, \dots, x_{Ndata}]$$

Este esquema ofrece una base determinista con estructura temporal y espectral aprovechable por sistemas de radar pasivo para tareas de detección y localización, sin necesidad de emisores activos.

2. Modelado de canal

Para evaluar el rendimiento del sistema radar pasivo basado en señales DVB-T2, se ha implementado un modelo de canal multipropósito que simula la propagación biestática de señales en un escenario tridimensional con múltiples objetivos móviles. Este modelo permite caracterizar las trayectorias, retardos y efectos de fase inducidos por el movimiento relativo y la distancia entre transmisor, receptor y objetivos, incluyendo además el impacto de la sección radar equivalente (RCS) de cada blanco.

5.6.2.1 Configuración espacial y dinámica

El transmisor (TX) y el receptor (RX) se sitúan en ubicaciones fijas y elevadas, simulando una disposición realista de estaciones terrestres. Se modelan tres objetivos con posiciones iniciales \mathbf{r}_o , velocidades \mathbf{v}_o y coeficientes de RCS distintos, lo que permite analizar el

efecto diferencial de cada blanco en la señal reflejada. Las trayectorias de los objetivos se generan mediante un modelo de movimiento rectilíneo uniforme:

$$r_t(t) = r_o + v_o t$$

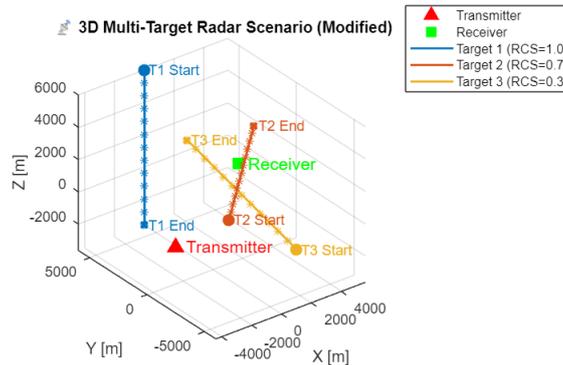


Figura 5-4 Escenario radar

La figura 5-4 ilustra el escenario tridimensional generado, incluyendo transmisor, receptor y trayectorias de los objetivos.

5.6.2.2 Propagación de la señal

La señal transmitida s_{tx} se divide en bloques de longitud fija P , y se simula su reflexión en cada objetivo a lo largo del tiempo. Para cada bloque y objetivo, se calcula la distancia biestática $r = \| r_{tx} - r_t \| + \| r_{rx} - r_t \|$, y se introduce el correspondiente retardo $\Delta t = 2r/c$, así como una rotación de fase:

$$s_{rx}(t + \Delta t) = RCS \cdot s_{tx}(t) \cdot e^{-j2\pi f r/c}$$

donde f es la frecuencia portadora y c la velocidad de la luz. Esta rotación de fase modela el efecto Doppler acumulado debido a la geometría biestática y el movimiento relativo.

5.6.2.3 Adición de ruido

Finalmente, a la señal recibida se le añade ruido blanco complejo gaussiano para simular un entorno con una relación señal-ruido (SNR) determinada. Esto permite analizar la robustez del sistema frente a condiciones de propagación degradadas.

5.7 DEMODULADOR DVB-T2

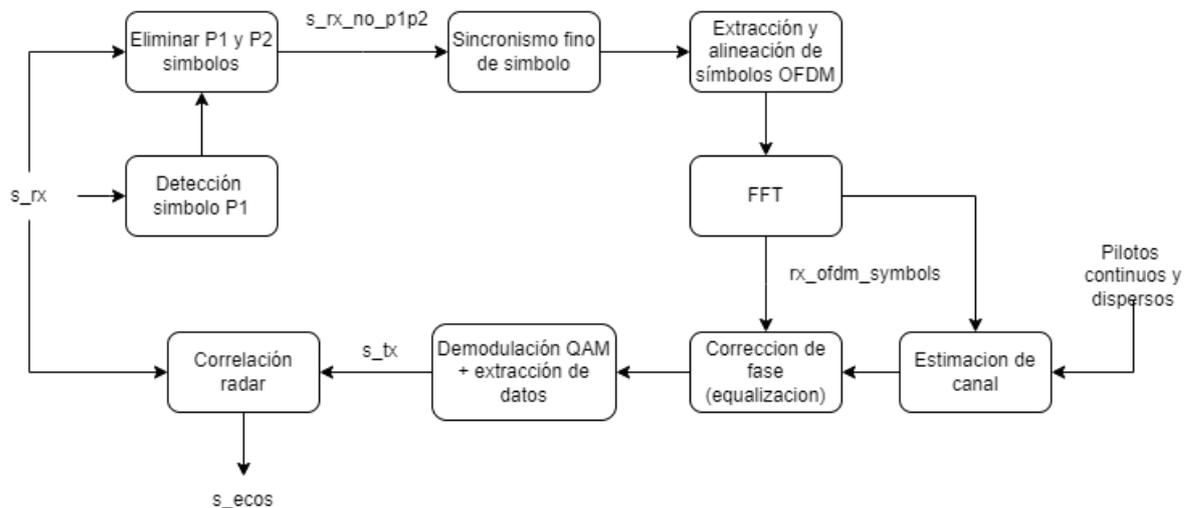


Figura 5-5 Diagrama demodulador DVB-T2

La señal utilizada como fuente de iluminación en un radar pasivo basado en DVB-T2 requiere un exhaustivo preprocesado digital con el objetivo de restaurar su estructura original, compensar las distorsiones inducidas por el canal y extraer referencias fiables para la detección de ecos. Este procedimiento, que se lleva a cabo íntegramente en la etapa de recepción, se fundamenta en la arquitectura definida por el estándar ETSI TS 102 775, que especifica las características de la capa física para transmisiones terrestres de segunda generación.

La cadena de transmisión DVB-T2 se organiza en una estructura jerárquica de capas, comenzando por la inserción de datos útiles y terminando en la modulación OFDM. Para cada T2-frame, se incluyen bloques dedicados a la señalización (símbolos P1 y P2), seguidos de una serie de símbolos de datos. Los modos operativos del sistema contemplan

una variedad de configuraciones, incluyendo diferentes tamaños de FFT (1k, 2k, 4k, 8k, 16k y 32k), tipos de modulación digital (QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM) y patrones de dispersión de pilotos (PP1 a PP8), diseñados para optimizar el rendimiento en diferentes entornos de propagación.

El símbolo P1 constituye un elemento esencial en la sincronización gruesa del sistema. Está diseñado para ser altamente detectable y resistente al canal mediante un patrón disperso de 384 subportadoras moduladas con secuencias binarias específicas (CSSS1 y CSSS2). Estas secuencias se distribuyen en el dominio espectral según el índice definido en la Tabla 2 Distribución de portadoras activas en el símbolo P1 [1], generando un vector de frecuencia que es transformado mediante una IFFT. Para facilitar la detección en recepción, el símbolo se encapsula con prefijos internos denominados Partes C y A, que introducen redundancia temporal y un desplazamiento espectral adicional en los extremos del símbolo.

Tabla 2 Distribución de portadoras activas en el símbolo P1 (ETSI TS 102 755 V1.1.1, Tabla 69)

Modulation sequence	Active carriers in P1
CSS _{S1} (índices 0–63)	44 45 47 51 54 59 62 64 65 66 70 75 78 80 81 82 84 85 87 88 89 90 94 96 97 98 102 107 110 112 113 114 116 117 119 120 121 122 124 125 127 131 132 133 135 136 137 138 142 144 145 146 148 149 151 152 153 154 158 160 161 162 166 171
CSS _{S2} (índices 64–319)	172 173 175 179 182 187 190 192 193 194 198 203 206 208 209 210 212 213 215 216 217 218 222 224 225 226 230 235 238 240 241 242 244 245 247 248 249 250 252 253 255 259 260 261 263 264 265 266 270 272 273 274 276 277 279 280 281 282 286 288 289 290 294 299 300 301 303 307 310 315 318 320 321 322 326 331 334 336 337 338 340 341 343 344 345 346 350 352 353 354 358 363 364 365 367 371 374 379 382 384 385 386 390 395 396 397 399 403 406 411 412 413 415 419 420 421 423 424 425 426 428 429 431 435 438 443 446 448 449 450 454 459 462 464 465 466 468 469 471 472 473 474 478 480 481 482 486 491 494 496 497 498 500 501 503 504 505 506 508 509 511 515 516 517 519 520 521 522 526 528 529 530 532 533 535 536 537 538 542 544 545 546 550 555 558 560 561 562 564 565 567 568 569 570 572 573 575 579 580 581 583 584 585 586 588 589 591 595 598 603 604 605 607 611 612 613 615 616 617 618 622 624 625 626 628 629 631 632 633 634 636 637 639 643 644 645 647 648 649 650 654 656 657 658 660 661 663 664 665 666 670 672 673 674 678 683

CSS _{S1}	684 689 692 696 698 699 701 702 703 704 706 707 708 712 714 715 717 718 719 720
(índices 320–383)	722 723 725 726 727 729 733 734 735 736 738 739 740 744 746 747 748 753 756 760
	762 763 765 766 767 768 770 771 772 776 778 779 780 785 788 792 794 795 796 801
	805 806 807 809

Una vez transmitida, la señal pasa por un simulador de canal. Por ello, en recepción es necesario aplicar un procedimiento que restaure la señal a su forma canónica para posibilitar su uso como referencia en tareas de radar. Este procedimiento comienza con la detección del símbolo P1 mediante correlación cruzada en el dominio de la frecuencia. Este enfoque resulta especialmente eficiente computacionalmente, ya que permite evaluar la correlación completa mediante un producto punto entre las FFT del símbolo recibido y la versión conjugada del P1 esperado, seguido de una IFFT inversa.

El uso de la correlación cruzada en frecuencia aporta dos ventajas fundamentales: en primer lugar, reduce la complejidad computacional de $O(N^2)$ a $O(N \log N)$ gracias a la implementación FFT/IFFT, en segundo lugar, mejora la robustez ante el ruido al concentrar la energía correlada en un único pico bien definido.

Detectado el símbolo P1, se eliminan los símbolos P1 y P2 para dejar paso a los símbolos OFDM de datos. Estos son reorganizados mediante una detección basada en el prefijo cíclico (CP), que permite alinear con precisión los bloques de datos de longitud FFT. A continuación, se aplica la transformación FFT a cada símbolo y se corrige la fase global mediante los pilotos continuos, que permiten compensar rotaciones de fase causadas por desplazamientos temporales. Finalmente, se realiza una ecualización por símbolo, que se basa en pilotos continuos y dispersos.

En la etapa de ecualización se realiza una doble estimación del canal: una inicial basada en los pilotos de los símbolos P2, que proporciona una corrección general inicial, y una segunda estimación refinada por interpolación, utilizando los pilotos continuos y dispersos presentes en cada símbolo. Este conjunto de operaciones permite restaurar la señal transmitida a una forma coherente, tanto en magnitud como en fase, lo cual es indispensable para que pueda ser empleada como patrón de referencia en el radar pasivo.

De esta forma, se compara la señal directa con la recibida tras reflexión, permitiendo así la detección y caracterización de objetivos en el entorno del receptor, extrayendo únicamente los ecos producidos por los objetivos.

5.8 SINCRONISMO GRUESO DE SÍMBOLO

La correcta estimación de símbolo constituye un paso fundamental en todo sistema de comunicación multicarrier como DVB-T2, y adquiere aún mayor relevancia en un radar pasivo, donde la señal recibida se empleará para obtener una réplica fiel a la transmitida y con esta poder extraer los ecos. La falta de sincronismo impide una demodulación coherente, degradando la calidad de la reconstrucción del canal y comprometiendo la detección de objetivos. En este contexto, la sincronización temporal nos permite identificar el instante exacto de inicio de los símbolos OFDM, condición necesaria para alinear la señal recibida con una versión de referencia y, por tanto, extraer los ecos mediante técnicas de correlación cruzada. Para ello, se hará uso del símbolo P1, de la señal de DVB-T2,

El símbolo P1 en DVB-T2 es un símbolo de sincronización especial, diseñado para facilitar la detección de trama y el sincronismo grueso de símbolo. A diferencia de los símbolos de datos normales, el símbolo P1 no transporta información útil, sino que contiene una estructura determinista altamente correlacionable. Su construcción se basa en una asignación específica de portadoras activas, una modulación fija BPSK y una reestructuración temporal en tres partes.

(Example P1 Symbol 1K OFDM symbol with two 1/2 "Guard Interval-like" portions added in 8 MHz system) (Figure 52) estandar

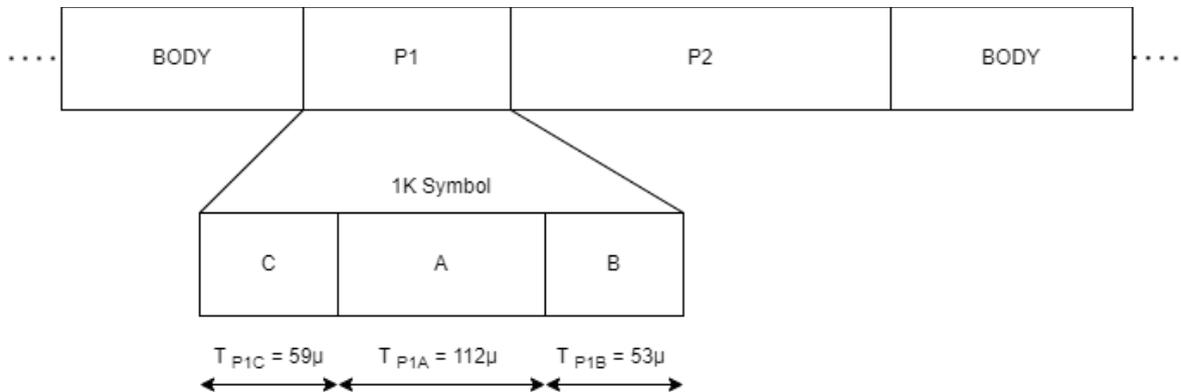


Figura 5-6 Diagrama símbolo P1

5.8.1.1 Composición del símbolo P1

1. Distribución espectral de portadoras activas

El símbolo P1 se construye en el dominio de la frecuencia activando 384 subportadoras entre las N . Estas subportadoras están definidas por un vector de índices $K_{P1} = \{k_0, k_1, \dots, k_{383}\}$.

(Tabla 69 del estándar).

El vector de frecuencia se define como:

$$X(k) = \begin{cases} s_i, & \text{si } k = k_i \in K_{P1} \\ 0, & \text{resto} \end{cases} \quad \text{para } i = 0, \dots, 383$$

donde $s_i \in \{-1, +1\}$ son símbolos BPSK definidos a partir de las secuencias CSSS

2. Modulación mediante secuencias CSSS

Las subportadoras activas se modulan utilizando una secuencia de 384 bits derivada de:

$CSSS_1$, secuencia de 64 bits, $CSSS_2$ secuencia de 256 bits y $CSSS_3$ secuencia de 64 bits

$$CSSS = [CSSS1, CSSS2, CSSS1] \in \{0,1\}^{384}$$

Los bits se convierten a símbolos BPSK mediante:

$$s_i = 2 \cdot CSSS[i] - 1 \Rightarrow s_i \in \{-1, +1\}$$

Esto garantiza una fase constante y favorable a la correlación cruzada.

3. Transformada inversa y estructura temporal

El vector de frecuencia $X[k]$ se transforma al dominio temporal mediante una transformada inversa de Fourier:

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

Obteniéndose la señal $x[n] \in \mathbb{C}^N$, conocida como parte principal del símbolo P1 o "parte B".

4. Reorganización temporal: estructura C | B | A

El estándar exige que el símbolo P1 se estructure en tres partes concatenadas:

f) Parte C: los últimos $L_c = \lceil 0.59N \rceil$ muestras de $x[n]$, desplazados en frecuencia:

$$C[n] = x[N - L_c + n] \cdot e^{\frac{j2\pi f_{SH}n}{N}}, \quad n = 0, \dots, L_c - 1 \quad \text{con } f_{SH} = \frac{N}{4}$$

- Parte B: el cuerpo principal $x[n]$ de longitud N .
- Parte A: los primeros $L_A = \lceil 0.53N \rceil$ muestras de $x[n]$ sin modificación:

$$A[n] = x[n], \quad n = 0, \dots, L_A - 1$$

La secuencia final del símbolo P1 en el dominio temporal es:

$$P1[n] = \begin{cases} C[n] & 0 \leq n < L_c \\ dx[n - L_c] & L_c \leq n < L_c + N \\ A[n - (L_c + N)] & L_c + N \leq n < L_c + N + L_A \end{cases}$$

donde la longitud total del símbolo P1 es $L_{P1} = L_c + N + L_A$.

5.8.1.2 Procedimiento del estimador de sincronismo grueso de símbolo

La localización precisa del símbolo P1 dentro de la señal recibida es esencial para determinar el inicio de la trama DVB-T2 y sincronizar la desmodulación de los símbolos subsiguientes. En este trabajo se ha implementado un estimador de sincronismo grueso basado en la correlación cruzada en frecuencia, que permite detectar la posición del símbolo P1 en condiciones de ruido moderado con alta robustez computacional.

- Formulación del problema

Sea $r[n]$ la señal recibida compleja discreta en banda base, de longitud N_r , y sea $p_1[n]$ la réplica local del símbolo P1, de longitud N_{p_1} . El objetivo es estimar el instante \hat{n}_0 tal que:

$$r[\hat{n}_0 + n] \approx p_1[n], \quad \text{para } n = 0, \dots, N_{p_1} - 1$$

Esta estimación se obtiene a través del máximo de la correlación cruzada entre $r[n]$ y $p_1[n]$, desplazado a lo largo de la señal recibida.

- Correlación cruzada mediante FFT

Se definen:

$$R[k] = FFT_L\{r[n]\} \in \mathbb{C}^L$$

$$P^*[k] = FFT_L\{p_1^*[-n]\} \in \mathbb{C}^L$$

donde $L \geq N_r + N_{p_1} - 1$ es una potencia de dos usada para evitar aliasing circular, y $p_1^*[-n]$ representa la conjugada compleja e invertida temporalmente del símbolo P1.

La correlación cruzada se obtiene como:

$$c[n] = IFFT_L\{R[k] \cdot P^*[k]\}, \quad n = 0, \dots, L - 1$$

$$c_{valid}[n] = c[n], \quad n = 0, \dots, N_r + N_{p_1} - 2$$

$$\gamma[n] = |c_{valid}[n]|, \quad \text{para } n \in [0, N_r + N_{p_1} - 2]$$

El instante estimado de inicio del símbolo P1 se obtiene como:

$$\widehat{n}_0 = \arg \max_n \gamma [n]$$

Este ajuste final permite que \widehat{n}_0 coincida con la primera muestra de $r[n]$ que se alinea con $p_1[0]$.

SINCRONISMO FINO DE SÍMBOLO

La sincronización de símbolo es una parte crucial para el posterior alineamiento temporal de los algoritmos de demodulación. En la literatura se han identificado diferentes técnicas aplicadas a señales OFDM: Schmidl-Cox Algorithm [18], Minn's Method [19], y por último la autocorrelación del prefijo cíclico [20].

El prefijo cíclico consiste en insertar la parte final de la señal al inicio de esta, lo cual es realizado por el emisor. Aunque este diseño fue inicialmente concebido para evitar las interferencias entre símbolos, también puede ser utilizado para el sincronismo grueso de símbolo, ya que esta repetición puede ser detectada mediante correlación, este método ofrece, una sincronización, sin sobre carga adicional de la señal, una correlación eficiente y rápida y una buena resistencia al ruido.

Esta forma de detección del prefijo cíclico se basa en multiplicar la señal original por muestras retardadas y conjugadas de ella misma, obteniendo, un vector donde se destacan los puntos donde la correlación es mayor, debido a la periodicidad del prefijo cíclico, estos máximos obtenidos por la correlación también es cíclica.

$$s[n] = x[n] \cdot x^*[n - fft_size]$$

$$y[n] = s[n] * h[n]$$

Donde $h[n] = 1 \forall 0 \leq n < CP_{len}$

$$z[n] = \sum_{k=0}^{L_{nc}-1} |y[n - T_{sym} \cdot k]|^2, \quad \forall 0 \leq n < T_{sym}$$

$$n_{idx} = \max_n z[n]$$

Sincronismo fino de símbolo

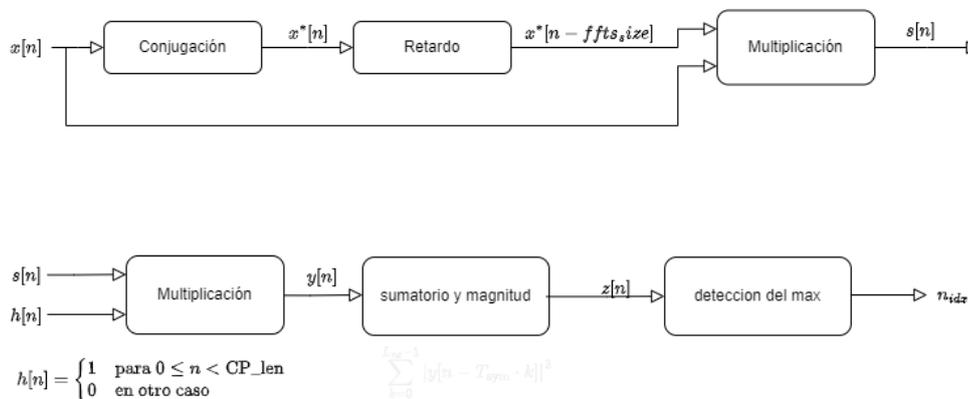


Figura 5-7 Diagrama sincronismo fino de símbolo

5.9 BATCH ALGORITHM

Este algoritmo es empleado en sistemas de radar pasivo, usado para estimar la distancia y velocidad de un objetivo. Siendo muy útil, gracias a su capacidad de manejar grandes volúmenes de datos, manteniendo la eficiencia. El análisis teórico y la implementación del algoritmo Batch se basa en el tratamiento desarrollado por Malanowski [2], donde se detalla su uso como técnica coherente para procesado radar en entornos pasivos. Además se encuentra respaldado también por aplicaciones prácticas descritas en [3] y [4], donde se detallan técnicas de reducción de interferencias, supresión de lóbulos secundarios y mejoras de resolución.

El funcionamiento de este, se basa en la división de la señal en “slots”, que facilitan el manejo de la señal, posteriormente, se procesan estos bloques, para calcular la función de

ambigüedad cruzada (CAF), de cada bloque, tras este procesamiento, se reorganizan estas correlaciones parciales, en una matriz, donde las filas representan el “delay” y las columnas el “slow time”, a cada una de estas filas, se le aplica una FFT, transformándolas en el dominio de la frecuencia, dando lugar a un mapa de rango-Doppler, que permite la detección de picos, objetivos en movimiento

División de la señal en bloques:

$$x_e(n) = [x_e(0), x_e(1), \dots, x_e(P-1)]$$

$$x_r(n) = [x_r(0), x_r(1), \dots, x_r(P-1)]$$

Cálculo de la Correlación Cruzada Parcial:

$$\psi(m, k) = \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{p=0}^{P-1} x_e(qP+p) x_r^*(qP+p-m) \exp\left(-j \frac{2\pi}{N} k(qP+p)\right)$$

Despreciando el cambio de fase:

$$\psi(m, k) \approx \sum_{q=0}^{Q-1} \left\{ \sum_{p=0}^{P-1} x_e(qP+p) x_r^*(qP+p-m) \right\} \exp\left(-j \frac{2\pi}{N} kq\right)$$

(Este cambio de fase se puede suponer despreciable, debido a la división de señal en bloques)

Matriz de correlación:

$$\Psi(m, k) = \sum_{p=0}^{P-1} x_e(qP+p) x_r^*(qP+p-m)$$

Aplicación de la FFT:

$$\Psi_{FFT}(m, k) = FFT\{\Psi(m, k)\}$$

Mapa rango-Doppler:

$$\Psi_{CAF}(m, k) = |\Psi_{FFT}(m, k)|^2$$

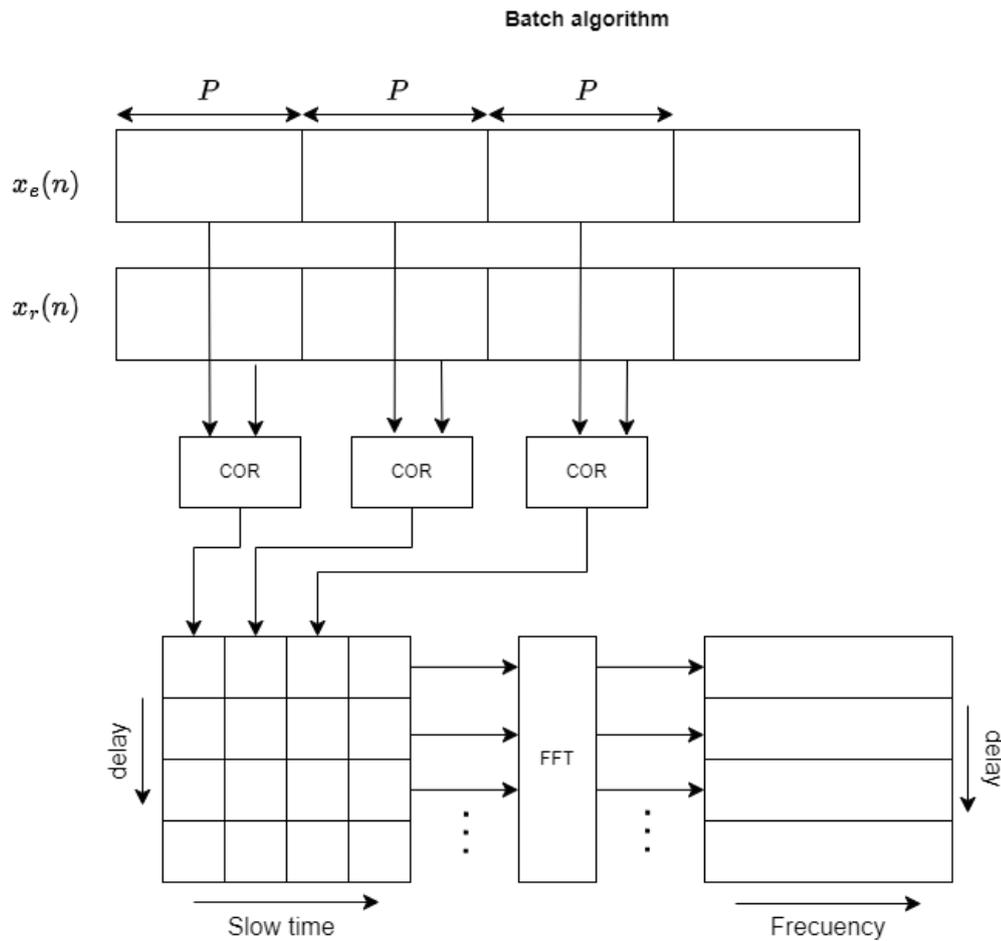


Figura 5-8 Diagrama Batch algorithm

ANÁLISIS TEÓRICO DEL BATCH ALGORITHM

Tras explicar el funcionamiento, es necesario, analizar en profundidad, cuáles pueden ser los componentes limitantes.

Tabla 3 Análisis teórico del Batch algorithm

Parámetros	Descripcion	Formula
Resolución de distancia	capacidad del sistema para resolver diferencias temporales entre señales recibidas	$\tau_{max} = \frac{2P - 1}{F_s}$
Rango máximo	Máximo retardo en el tiempo medible refleja la distancia máxima	$R_{max} = \frac{c \cdot (2P - 1)}{F_s}$
Resolución de Velocidad	Capacidad para detectar pequeñas diferencias en la frecuencia Doppler, afectada por la longitud de FFT (N) donde $N = P$	$\Delta v = \frac{\lambda F_s}{2 P}$
Velocidad maxima	Velocidad máxima detectable, limitada por la diezmación causada por el tamaño de bloque P	$v_{max} = \frac{\lambda F_s}{2 P}$

REDUCCIÓN DE LÓBULOS SECUNDARIOS

La aparición de lóbulos secundarios en la CAF, supone un mayor riesgo a la hora de estimar detecciones, ya que estos pueden dar lugar a falsas detecciones o también conocidas como falsas alarmas, por ello la reducción de lóbulos secundarios es una parte crucial a la par que complejo en la obtención de la CAF. Para minimizar los efectos de los lóbulos secundarios

en la función de correlación cruzada, se aplican técnicas como el inventariado de las señales de entrada, siguiendo el enfoque descrito por Malanowski [2]

Sin embargo, debido a la naturaleza de las señales OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing), que se comportan como ruido blanco en la banda cubierta, da lugar a una CAF que no es una delta ideal, sino una función sinc con lóbulos secundarios significativos. Estos lóbulos pueden inducir detecciones falsas y degradar la precisión del sistema.

Para reducir los lóbulos secundarios en la CAF, se emplea un enfoque que combina upsampling, modificación de la densidad espectral de potencia mediante una ventana en el dominio de la frecuencia, y compresión espectral a través de interpolación.

1. **Upsampling:**

- El upsampling (o aumento de la tasa de muestreo) amplía la señal en el dominio del tiempo, (pero introduce lóbulos secundarios en el dominio de la frecuencia) (este efecto, remarca la aparición de los lóbulos secundarios). Esto se debe a la expansión del espectro de la señal original.

$$s_{upsampled}(t) = s(t/up_fact)$$

2. **Modificación de la densidad espectral de potencia:**

Una vez realizada la expansión de la señal, se procede a modificar su densidad espectral de potencia mediante la aplicación de una ventana en el dominio de la frecuencia. Este paso se realiza durante el proceso de cálculo de la FFT (Fast Fourier Transform).

La señal en el dominio de la frecuencia, tras el upsampling, es:

$$S(f) = FFT\{s_{upsampled}(t)\}$$

Para modificar la densidad espectral de potencia y reducir los lóbulos secundarios, se multiplica $S(f)$ por una ventana $W(f)$

$$S_{mod}(f) = W(f) \cdot S(f)$$

Donde $W(f)$ es una ventana de Blackman, diseñada para reducir los lóbulos secundarios:

$$W(f) = 0.42 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi f}{N}\right) + 0.08 \cos\left(\frac{4\pi f}{N}\right)$$

Se hará uso de una ventana Blackman, ya que esta se caracteriza por una mayor relación lóbulo principal a lóbulo secundario [1]

2.3 Interpolación y Compresión Espectral:

Finalmente, para refinar aún más la reducción de los lóbulos secundarios, se realiza una compresión espectral mediante la interpolación del espectro. Se añaden ceros a ambos extremos del espectro, lo que corresponde a una compresión en el dominio de la frecuencia y una expansión en el dominio del tiempo.

La señal espectral interpolada es:

$$S_{interp} = \text{interpolate}\{S_{mod}(f)\}$$

Este proceso ayuda a suavizar los lóbulos secundarios resultantes y mejora la resolución en la detección de los objetivos.

5.10 CFAR

CFAR es un sistema crítico para la detección de objetivos en entornos con ruido. Sin embargo, la presencia de fluctuaciones dificulta la detección consistente de objetivos. El objetivo del algoritmo Constant False Alarm Rate (CFAR) es mantener una tasa constante de falsas alarmas (P_{fa}), independientemente de las condiciones cambiantes del entorno.

Existen varios enfoques para implementar CFAR, cada uno adaptado a diferentes características del entorno y del objetivo:

- **CA-CFAR (Cell Averaging CFAR):** En este método, se calcula un valor de umbral basado en el promedio de la energía en las celdas de entrenamiento

circundantes. La señal en la celda de referencia se compara con este umbral para determinar si hay un objetivo presente [2].

$$\mu = \alpha \cdot \frac{1}{N_{train}} \sum_{i=1}^{N_{train}} |Z_i|$$

donde N_{train} es el número de celdas de entrenamiento, Z_i es el valor de la señal en cada celda de entrenamiento, y α es un factor de escalado basado en P_{fa} .

- **OS-CFAR (Ordered Statistics CFAR):** Este método utiliza estadísticas ordenadas para establecer el umbral, lo que lo hace más robusto en entornos con interferencias no homogéneas. El umbral se define mediante el k valor más alto en las celdas de entrenamiento [3].

$$Umbral = \alpha \cdot Z_{(k)}$$

donde $Z_{(k)}$ representa el valor ordenado en las celdas de entrenamiento.

- **SO-CFAR (Smallest Of CFAR) y GO-CFAR (Greatest Of CFAR):** Estos métodos utilizan el mínimo o máximo valor de la señal en las celdas de entrenamiento para calcular el umbral, respectivamente. Son útiles en entornos con interferencias distribuidas de manera desigual [2].

3. Detalles del CA-CFAR Usado:

El método CA-CFAR utilizado en este trabajo sigue el siguiente proceso:

1. Selección de las Celdas de Entrenamiento y Guarda:

- Las celdas de entrenamiento N_{train} se seleccionan a cada lado de la celda bajo prueba (CUT).
- Las celdas de guarda N_{guard} se ubican alrededor de la CUT para evitar la influencia de un objetivo en las celdas de entrenamiento.

2. Cálculo del Promedio de Ruido:

- El valor promedio de las celdas de entrenamiento se calcula como:

$$5. \mu = \alpha \cdot \frac{1}{N_{train}} \sum_{i=1}^{N_{train}} |Z_i|$$

Este promedio representa la estimación del nivel de ruido en el entorno inmediato.

3. Determinación del Umbral:

- El umbral se define como:

$$T = \alpha \cdot \mu$$

donde α es un factor que depende de la tasa de falsas alarmas deseada P_{fa} . Este factor se calcula como:

$$\alpha = N_{train} \cdot (P_{fa}^{(-1/N_{train})} - 1)$$

4. Comparación y Detección:

- La señal en la CUT $|Z_{CUT}|$ se compara con el umbral:

$$detección = \begin{cases} 1 & \text{si } |Z_{CUT}| < T \\ 0 & \text{resto} \end{cases}$$

Una detección se declara cuando el valor de la señal en la CUT excede el umbral calculado.

Este enfoque permite que el sistema mantenga una tasa constante de falsas alarmas P_{fa} , adaptándose dinámicamente al entorno ruidoso, lo que lo hace adecuado para aplicaciones de radar en tiempo real.

4. Consideraciones para la elección de parámetros

La elección de los parámetros del algoritmo CFAR, es crucial, ya que esta tiene que determinar un buen balance entre las prestaciones que el sistema ofrece y las detecciones. Evitando la aparición de falsos positivos, y a su vez evitando que objetivos muy cercanos se eclipsen entre ellos, por ello se ha de tener en cuenta:

La Varianza y el Margen de Error

El manejo de la varianza es clave en el algoritmo CFAR. El escenario ideal se representaría con una varianza igual a 0 ($\sigma^2 = 0$), dando lugar a un sistema que detectaría de manera perfecta, sin dar lugar a falsas detecciones. A pesar de esto, este sistema es imposible debido a la naturaleza estadística del ruido, e intentar minimizar la varianza de forma excesiva puede producir un eclipsamiento entre detecciones muy cercanas, especialmente en entornos donde existen grandes variaciones de ruido, esto se debe a que la desviación estándar del ruido afecta de forma directa al umbral de detección.

El umbral de detección se ajusta de forma dinámica y constante en función de la estadística local de ruido, tratando de mantener la tasa de falsas alarmas constante. El manejo de este es crucial, ya que un umbral (T) demasiado bajo puede incrementar las falsas alarmas, y uno demasiado alto puede provocar pérdida de información, disminuyendo la sensibilidad.

Elección del número de celdas de protección (N_{guard}), este determina la cantidad de celdas seleccionadas alrededor de la celda de prueba o CUT. Estas celdas se excluyen del cálculo del umbral para evitar que los ecos del propio objetivo influyan en el valor del umbral. En un caso ideal, cuando los blancos tienen un lóbulo principal significativo, la selección de celdas de guarda deberá ser acorde a este lóbulo principal, siendo el caso ideal de la mitad del lóbulo principal:

$$N_{guard} \geq \frac{\text{Lobulo Principal}}{2}$$

Este parámetro se tratará de ajustar lo máximo posible, ya que, un N_{guard} demasiado grande puede generar eclipsamientos entre objetivos cercanos y un N_{guard} demasiado pequeño producirá que la energía del objetivo bajo análisis se filtre entre las celdas de referencia aumentando el umbral y reduciendo la probabilidad de detección.

Número de celdas de entrenamiento o N_{train}

El propósito de las celdas de entrenamiento es obtener una buena estimación del ruido del entorno. A mayor número de celdas de entrenamiento, teóricamente la estimación se vuelve más precisa, siendo el caso ideal $N_{train} \rightarrow \infty$. El problema es que no solo aumenta

el costo computacional, sino que además empeora la detección de objetivos pequeños, reduciendo la probabilidad de detección de objetivos. En el caso contrario un N_{train} muy pequeño dará lugar a una estimación del ruido imprecisa aumentando la P_{fa} .

La precisión de la estimación del ruido mejora con el número de celdas de entrenamiento. La varianza de la estimación del ruido (σ^2) es inversamente proporcional a N_{train} :

$$Var(\sigma^2) \propto \frac{1}{N_{train}}$$

Por lo tanto, aumentar N_{train} reduce la varianza de la estimación, pero a costa de mayor complejidad computacional.

Resolución del radar

La resolución del radar, tanto en rango como en Doppler, juega un papel fundamental en la elección de los parámetros del algoritmo CFAR. En radares de alta resolución, las celdas son más pequeñas, lo que permite una mayor precisión en la detección de objetivos cercanos. Sin embargo, esto también implica que se necesitan más celdas de referencia (N_{train}) para capturar adecuadamente el ruido del entorno. Por otro lado, en radares de baja resolución, las celdas son más grandes, lo que reduce el número de celdas necesarias, pero puede dificultar la detección de objetivos pequeños o cercanos.

Efecto de la presencia de múltiples objetivos

La presencia de múltiples objetivos cercanos es un desafío significativo para el algoritmo CFAR. Cuando varios objetivos están próximos entre sí, sus ecos pueden interferir con la estimación del ruido, especialmente si las celdas de guarda (N_{guard}) no son lo suficientemente grandes para aislar adecuadamente cada objetivo. Esto puede llevar a un fenómeno conocido como "eclipsamiento", donde un objetivo más fuerte enmascara la detección de uno más débil. Además, en entornos con múltiples objetivos, la elección de un N_{train} demasiado grande puede diluir la estimación del ruido, reduciendo la

sensibilidad del sistema. Para mitigar estos efectos, se recomienda el uso de variantes robustas del CFAR, como el OS-CFAR (Ordered Statistics CFAR), que son menos sensibles a la presencia de múltiples objetivos y clutter no homogéneo.

En OS-CFAR, el umbral se calcula utilizando un percentil de las celdas de referencia ordenadas, lo que reduce la sensibilidad a outliers (objetivos cercanos):

$$T = \alpha \cdot X_{(k)}$$

Donde $X_{(k)}$ es el k -ésimo valor ordenado de las celdas de referencia.

Compromiso entre prestaciones

Una vez entendidas las limitaciones del algoritmo CFAR, hay que encontrar un compromiso entre las prestaciones y el rendimiento, teniendo en cuenta factores como, la probabilidad de falsa alarma (P_{fa}), generalmente 10^{-6} , el número de celdas de entramiento (N_{train}) y de guarda (N_{guard}), como hemos descrito anteriormente.

Donde la P_{fa} está relacionada mediante la función de densidad de probabilidad (PDF) del ruido y la señal. Para ruido gaussiano, la P_{fa} se calcula como:

$$P_{fa} = \int_T^{\infty} f_N(x) dx$$

donde $f_N(x)$ es la PDF del ruido. El umbral T se ajusta para mantener P_{fa} constante.

A pesar de ello, en caso de que se requiera analizar situaciones críticas, se pueden emplear diferentes métodos, que mejoran el rendimiento del CFAR, un ajuste iterativo, donde se evalué el rendimiento en función del escenario(añadir referencia) o Técnicas de CAF basadas en estimación no coherente, donde se definirán varias matrices de detección con diferentes parámetros, para poder tener en cuenta diferentes factores entre ellas.

Diagrama algoritmo CFAR:

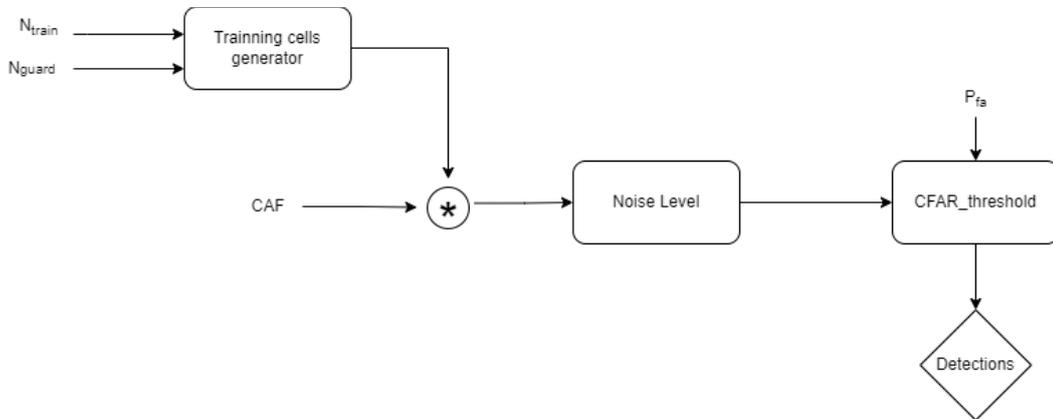


Figura 5-9 Diagrama CFAR

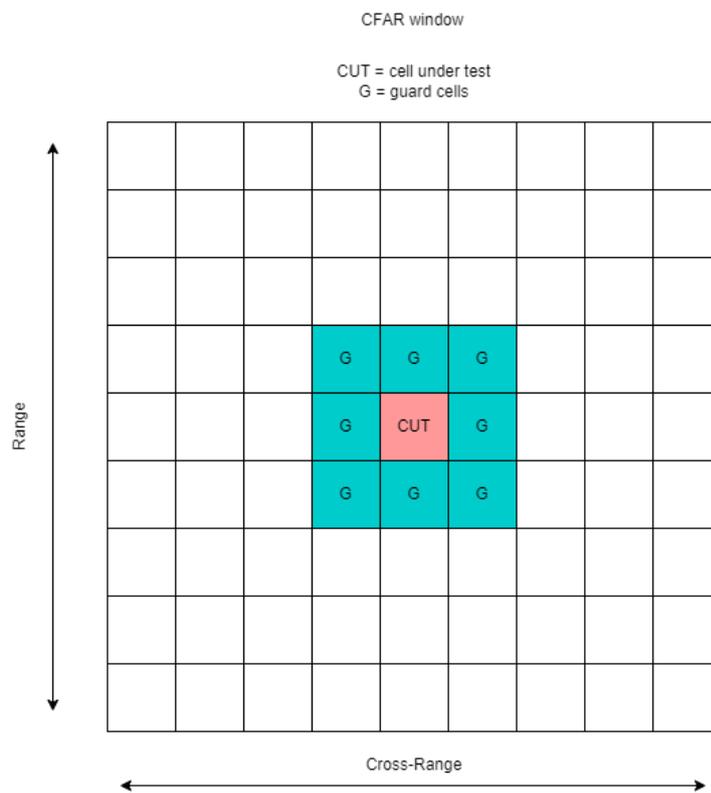


Figura 5-10 Representación matriz CFAR

CFAR window, es la región de análisis del algoritmo CFAR, constituido por las celdas de entrenamiento N_{train} .

5.10.1.1 Asociación de múltiples CFARs (Adaptive CFAR)

La asociación de múltiples CFARs, supone una mejoría en la detección de objetivos en entornos complejos, donde un único umbral de detección T , no es suficiente para garantizar un equilibrio entre detecciones y la probabilidad de falsa alarma P_{fa} , optimizando el rendimiento del sistema radar.

5.10.1.2 Procedimiento

1. Aplicación de múltiples CFARs

Se utilizan varios algoritmos CFAR sobre el mismo conjunto de datos radar. Cada uno ajusta su umbral y realiza detecciones según su método específico.

2. Combinación de resultados

Los resultados de cada CFAR se combinan usando reglas de decisión, algoritmos de fusión o técnicas basadas en votación.

3. Decisor final

El sistema final decide si una celda corresponde a un objetivo real o a una falsa alarma, basándose en los datos fusionados.

5.10.1.3 Técnicas

1. Asociación en paralelo

Esta técnica se basa en la aplicación de diferentes algoritmos CFAR, aplicados de forma simultánea sobre el mismo objetivo, los resultados se fusionan, donde se considera una detección si mediante diferentes procedimientos se estima un objetivo en la misma celda.

2. Asociación Adaptativa con parámetros variables

Basado en la ajustacion diamica de los parámetros CFAR, como el tamaño de ventana (N_{train}), el umbral de detección (T), la probabilidad de falsa alarma (P_{fa}) y las celdas de guarda (N_{guard}), dentro del mismo algoritmo, usado en entornos variables, donde el nivel de ruido fructua, dando lugar a falsas detecciones.

Todos estos procedimientos a pesar de ofrecer un mejor rendimiento ante entornos heterogéneos suponen una mayor complejidad computacional, que se reflejan en mayores tiempos de procesamiento [22].

6. ANÁLISIS DE RESULTADOS

6.1 SIMULACIÓN DE ESCENARIOS

Para evaluar de forma rigurosa el desempeño del sistema propuesto, se han definido varios escenarios que varían las condiciones del entorno. Cada caso persigue verificar aspectos fundamentales del procesamiento: la sincronización de la señal, el modelado del canal biestático, la construcción de los mapas Rango-Doppler y la detección mediante CFAR.

6.1.1.1 Escenario 1: blanco único estacionario.

En el primer escenario se considera un único objetivo puntual estacionario, con sección eficaz unitaria (1 m^2) y velocidad radial nula, ubicado a 500 m en la dirección boresight del receptor. El transmisor DVB-T2 se sitúa a 5 km, emitiendo en 650 MHz con un ancho de banda útil de 8 MHz; el canal se modela con la relación señal-a-ruido fijada en 20 dB permite centrar el análisis en la resolución de rango y Doppler más que en la robustez ante ruido extremo. La antena receptora, de ganancia unitaria, simplifica el diagrama de irradiación para enfatizar los algoritmos de procesamiento implementados.

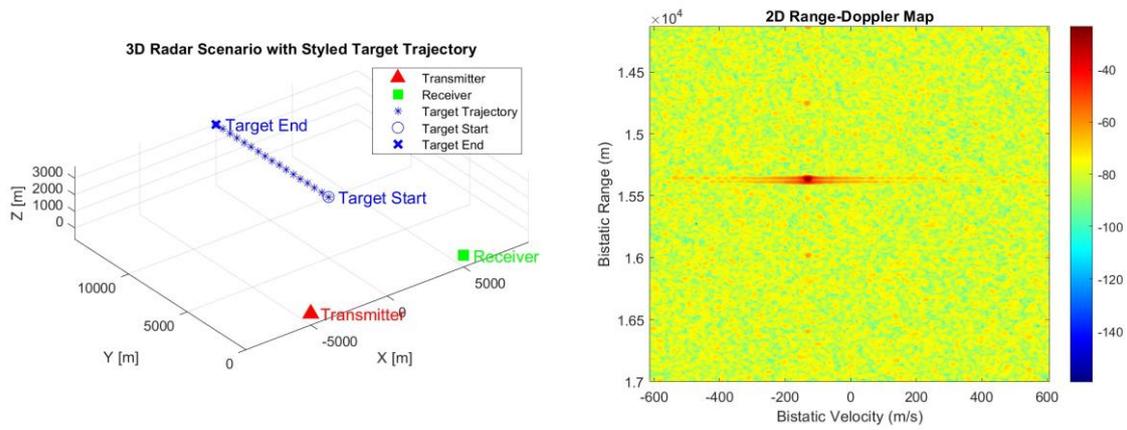


Figura 6-1 Escenario simple

Figura 6-2 2D Range-Doppler Map

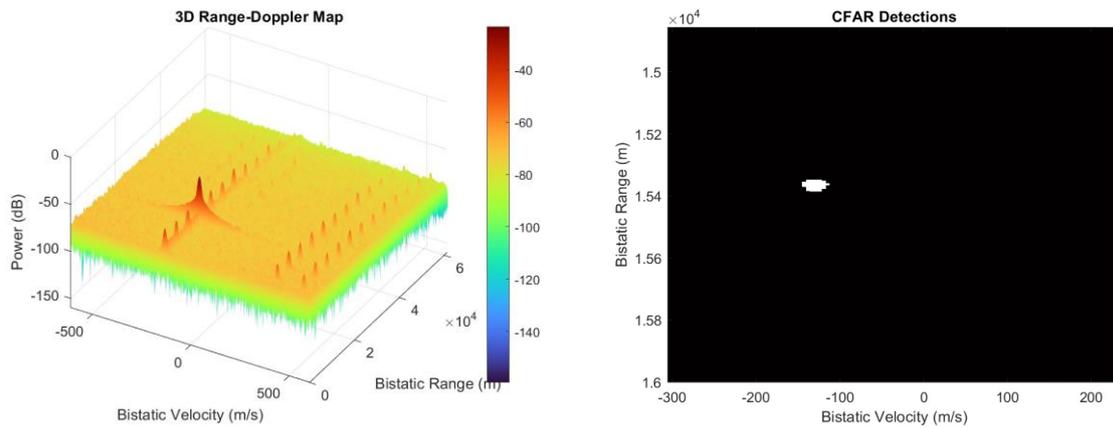


Figura 6-3 3D Range-Doppler Map

Figura 6-4 CFAR detection

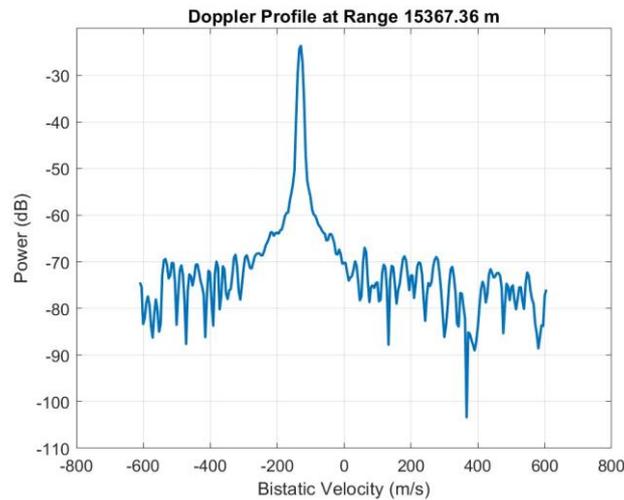


Figura 6-5 Doppler profile zoom

En la vista del rango Doppler con zoom en el área de interés. Se aprecia claramente un pico máximo de potencia situado en el rango biestático de aproximadamente 15 367 m. Esta posición coincide exactamente con la distancia total calculada a partir de la configuración geométrica del blanco en $[0; 5 \cdot e^3; 3 \cdot e^3]$ (m) y las coordenadas del transmisor y receptor. La confirmación visual de este rango, unida al perfil Doppler centrado en -200 m/s, corrobora la correcta implementación del modelado del canal biestático y del procesamiento Rango-Doppler en el script.

6.1.1.2 Escenario 2: descenso vertical.

Este escenario de descenso vertical introduce un movimiento puramente radial, forzando al sistema a registrar un desplazamiento Doppler notable mientras el rango varía solo en un eje; resulta clave para evaluar la sensibilidad en velocidad frente a cambios de distancia mínimos.

En este segundo escenario, el blanco parte de una posición elevada $[0; 6 \cdot e^3; 6 \cdot e^3]$ (m) y desciende verticalmente a -150 m/s sobre el eje Z. El transmisor permanece en $[-5 \cdot e^3; 0; 0]$ (m) y el receptor en $[5 \cdot e^3; 0; 0]$ (m), manteniéndose inalterados los parámetros de la señal OFDM ($FFT = 4096, CP = 512, 16\text{-QAM}, B = 8 \text{ MHz}, f_c = 300 \text{ MHz}$) y una relación señal-a-ruido de 10 dB.

El cálculo de la distancia biestática inicial arroja

$$r_1 = r_2 = \sqrt{5000^2 + 6000^2 + 6000^2} = 9848,9 \text{ m}, \quad r_{total} = 19697,8 \text{ m}.$$

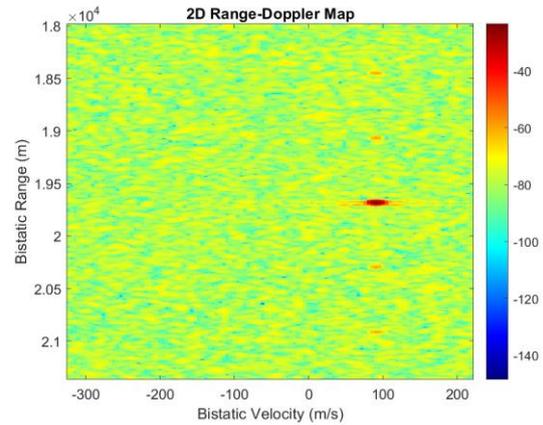
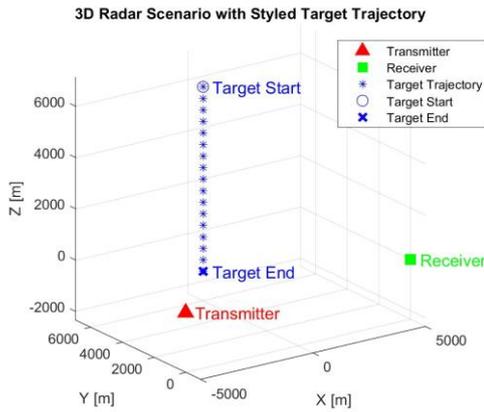


Figura 6-6 Escenario radar

Figura 6-7 2D Range-Doppler Map

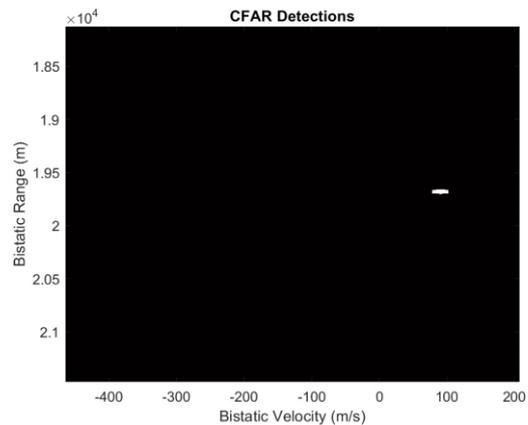
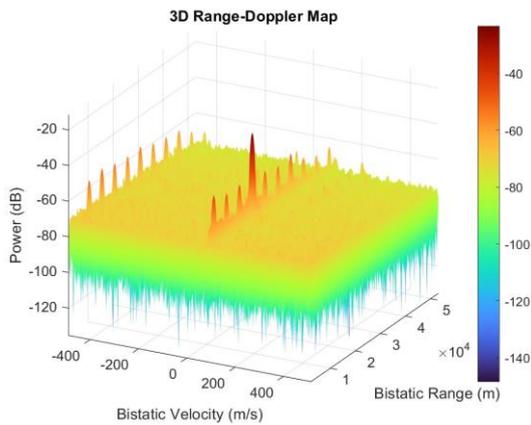


Figura 6-8 3D Range-Doppler Map

Figura 6-9 CFAR detection

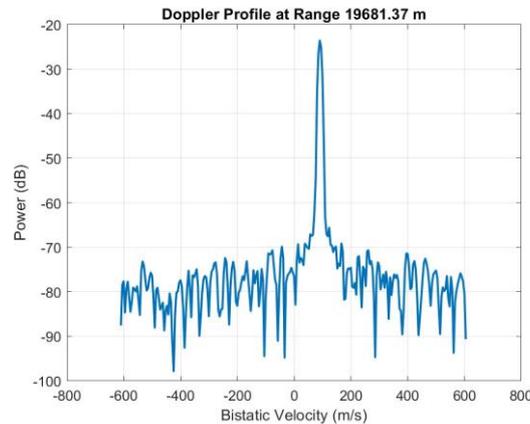


Figura 6-10 Doppler profile zoom

Tras aplicar los retardos y desplazamientos de fase según la trayectoria del blanco y añadir ruido blanco complejo, la matriz Rango-Doppler obtenida sitúa el pico de máxima potencia en rango $\approx 1.97 \times 10^4$ m y frecuencia Doppler ≈ -150 m/s. El perfil Doppler en ese rango confirma un único lóbulo centrado en -150 m/s y el detector CFAR identifica exclusivamente ese eco sin falsas alarmas.

Este comportamiento demuestra que el sistema reproduce con precisión tanto la distancia como la velocidad de descenso del blanco, validando el modelado del canal biestático y la secuencia de procesamiento Rango-Doppler/CFAR para movimientos verticales.

6.1.1.3 Escenario 3: Aproximación diagonal.

(nota: este podría considerar eliminarlo si parece redundante, pero creo que aporta valor)

El propósito de este escenario es evaluar la capacidad del sistema para resolver simultáneamente variaciones en rango y velocidad cuando la trayectoria del blanco no coincide con los ejes principales. Una aproximación oblicua introduce un desplazamiento Doppler junto a un cambio de distancia no alineado con los ejes de biestático, lo que pone a prueba la resolución conjunta del mapa Rango-Doppler y la robustez del detector CFAR.

En la implementación, el transmisor y el receptor mantienen sus posiciones en $[-5 \cdot e^3; 0; 0](m)$ y $[5 \cdot e^3; 0; 0](m)$ respectivamente. El blanco parte de $r_0 = [-1 \cdot e^3; 9 \cdot e^3; 2 \cdot e^3]m$ y se desplaza con $v_0 = [200; -200; 0] m/s$ hacia el Sureste horizontal. Con

parámetros de OFDM idénticos a los escenarios anteriores ($FFT = 4096, CP = 512, 16\text{-}QAM, B = 8\text{ MHz}, f_c = 300\text{ MHz}$) y una relación señal-a-ruido (SNR) de 10 dB, el cálculo de la distancia biestática inicial da:

$$r_1 = \| r_{tx} - r_o \| \approx 10049\text{ m}, \quad r_2 = \| r_{rx} - r_o \| \approx 11000\text{ m}, \quad r_{total} \approx 21049\text{ m}.$$

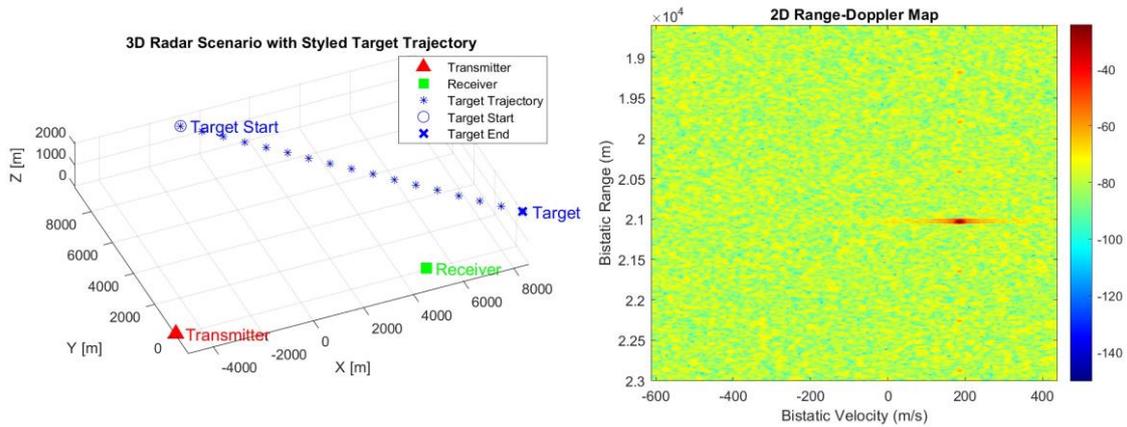


Figura 6-11 Escenario radar

Figura 6-12 2D Range-Doppler Map

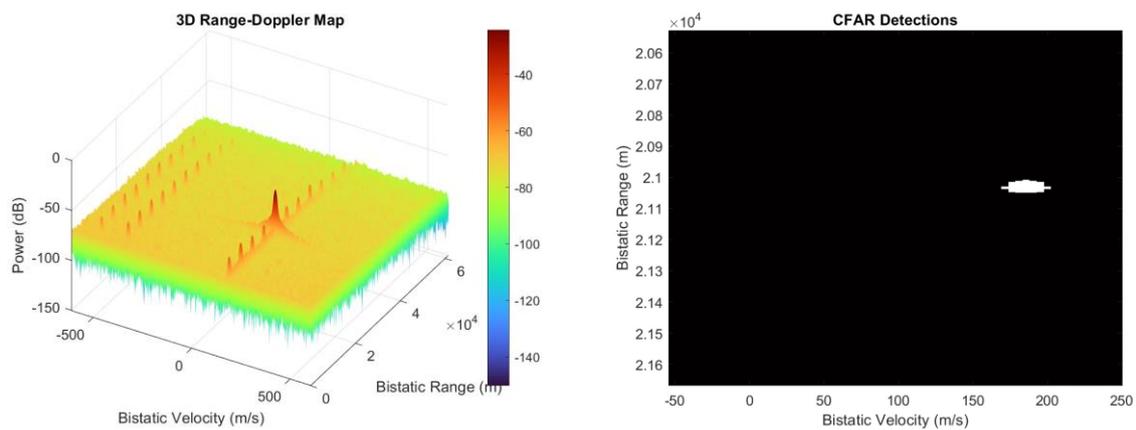


Figura 6-13 3D Range-Doppler Map

Figura 6-14 CFAR detections

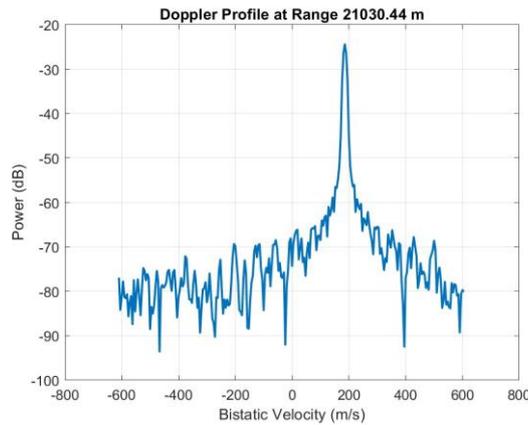


Figura 6-15 Doppler profile zoom

En este escenario, el análisis de la matriz Rango-Doppler, tanto en su versión 2D como en la representación 3D, evidencia un único pico de máxima potencia en un rango biestático de $\approx 2.105 \times 10^4 m$ con un desplazamiento Doppler que se corresponde con la componente radial de la velocidad de aproximación oblicua. Esta estimación se mantiene coherente en el perfil Doppler extraído a ese mismo rango, y el detector CFAR aísla exclusivamente dicho eco sin generar falsas alarmas, confirmando la capacidad del sistema para discriminar blancos en trayectorias no ortogonales y garantizar precisión conjunta en rango y velocidad.

6.1.1.4 Escenario 4: Objetivos múltiples.

El propósito de este escenario es comprobar la capacidad del radar pasivo DVB-T2 para discriminar simultáneamente ecos procedentes de varios blancos con trayectorias, distancias y velocidades distintas, evaluando así la robustez del procesamiento conjunto Rango-Doppler y la detección CFAR en condiciones multiobjetivo.

En la implementación MATLAB, el transmisor y el receptor permanecen en:

$$r_{tx} = [-5000; 0; 0]m, \quad r_{rx} = [5000; 0; 0]m,$$

mientras que los tres blancos se generan en:

$$r_{o,1} = [0; 6000; 6000]m, \quad v_{o,1} = [0; 0; -150]m/s,$$

$$r_{o,2} = [3000; 4000; 1000]m, \quad v_{o,2} = [0; -200; 0]m/s,$$

$$r_{o,3} = [-4000; 5000; 0]m, \quad v_{o,3} = [100; 0; 0]m/s.$$

Con los mismos parámetros OFDM de los escenarios previos ($FFT = 4096, CP = 512, 16 - QAM, B = 8MHz, f_c = 300 MHz$) y una SNR de 10 dB, las distancias bistáticas iniciales resultan aproximadamente

$$r_{total,1} \approx 1.97 \times 10^4 m, \quad r_{total,2} \approx 1.36 \times 10^4 m, \quad r_{total,3} \approx 1.54 \times 10^4 m.$$

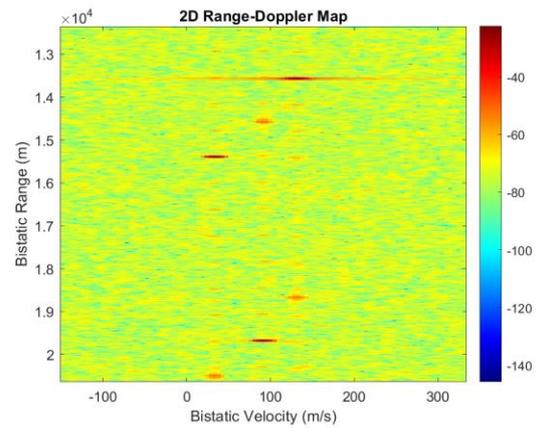
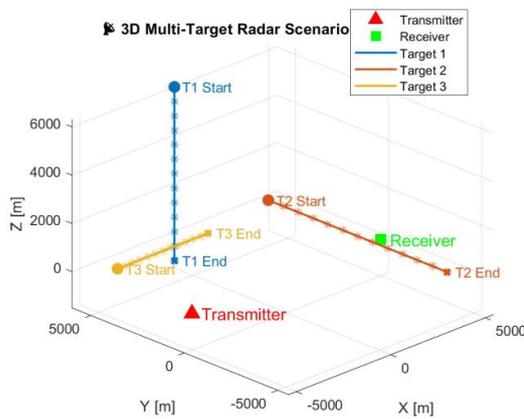


Figura 6-16 Escenario radar

Figura 6-17 2D Range-Doppler Map

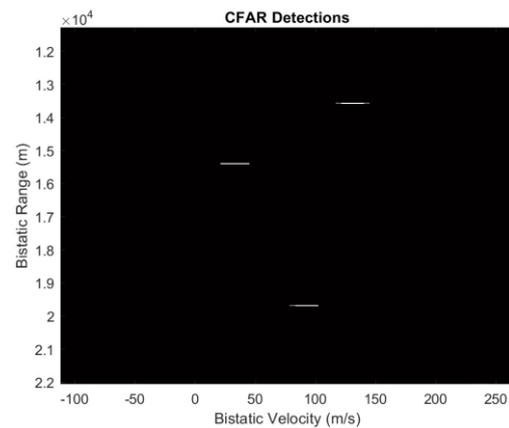
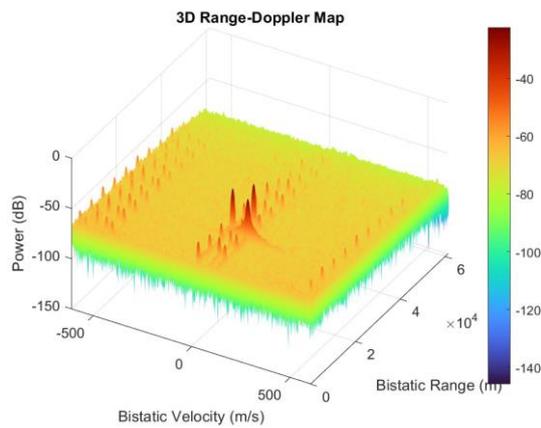


Figura 6-18 3D Range-Doppler Map

Figura 6-19 CFAR detections

El análisis de la matriz Rango-Doppler, tanto en la visualización 2D como en la volumétrica 3D, evidencia tres picos nítidos en los rangos y desplazamientos Doppler correspondientes ($\approx -150 \text{ m/s}$, -200 m/s y $+100 \text{ m/s}$), coherentes con las componentes radiales definidas para cada blanco. Estos resultados se confirman de forma unívoca en los perfiles Doppler extraídos en cada rango, y el detector CFAR aísla precisamente los tres ecos sin generar falsas alarmas. De este modo se demuestra la robustez del sistema para manejar escenarios multiobjetivo con alto grado de concurrencia y variabilidad en las trayectorias.

6.1.1.5 Escenario 5: Múltiples objetivos con diferentes amplitudes.

El objetivo de este escenario es evaluar la capacidad del radar pasivo DVB-T2 para discriminar ecos simultáneos de blancos con diferentes reflectividades, comprobando que el detector CFAR mantenga sensibilidad frente a blancos de distinta potencia.

En la simulación MATLAB, el transmisor y el receptor se sitúan en

$$r_{\text{tx}} = [-4000; -2000; 100]m, \quad r_{\text{rx}} = [4000; 3000; 150]m,$$

mientras que los tres blancos se generan en:

$$r_{o,1} = [0; 6000; 6000]m, \quad v_{o,1} = [0; 0; -200]m/s, \quad \text{RCS escala } 1.0;$$

$$r_{o,2} = [-2000; -4000; 2000]m, \quad v_{o,2} = [150; 150; 0]m/s, \quad \text{RCS escala } 0.7;$$

$$r_{o,3} = [1000; -6000; 0]m, \quad v_{o,3} = [0; 200; 50]m/s, \quad \text{RCS escala } 0.3;$$

Con los mismos parámetros OFDM de los escenarios previos ($FFT = 4096$, $CP = 512$, $16 - QAM$, $B = 8 \text{ MHz}$, $f_c = 300 \text{ MHz}$) y una SNR de 10 dB, las distancias bistáticas iniciales resultan aproximadamente

$$r_{\text{total},1} \approx 1.84 \times 10^4 m, \quad r_{\text{total},2} \approx 1.28 \times 10^4 m, \quad r_{\text{total},3} \approx 1.59 \times 10^4 m.$$

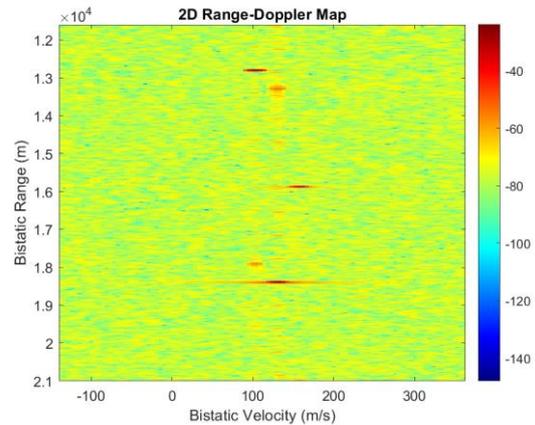
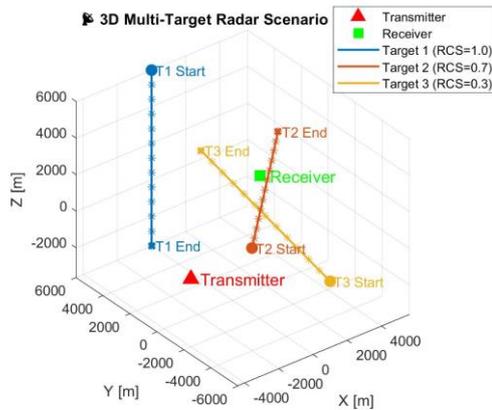


Figura 6-20 Escenario radar

Figura 6-21 2D Range-Doppler Map

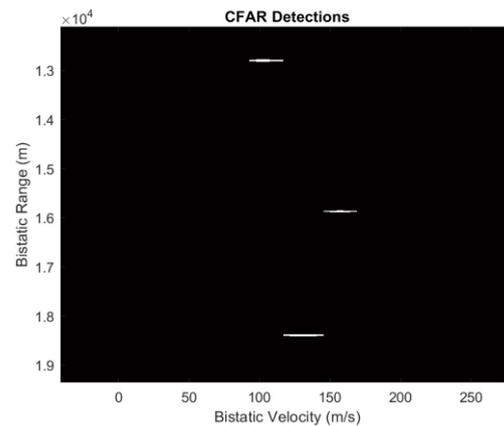
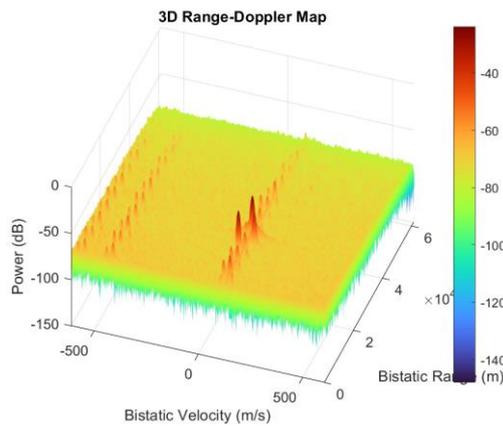


Figura 6-22 3D Range-Doppler Map

Figura 6-23 CFAR detections

El procesamiento Rango-Doppler muestra tres picos claramente diferenciados en rangos biestáticos de aproximadamente $1.84 \times 10^4 \text{ m}$, $1.28 \times 10^4 \text{ m}$ y $1.59 \times 10^4 \text{ m}$, con desplazamientos Doppler que coinciden con las componentes radiales definidas ($\approx -200 \text{ m/s}$, $+212 \text{ m/s}$ y $+50 \text{ m/s}$, respectivamente). Estas estimaciones se verifican de forma uniforme en las vistas 2D y 3D, en los perfiles Doppler extraídos en cada rango y en la detección CFAR, que aísla exclusivamente los tres ecos sin generar falsas alarmas, lo que confirma la robustez del sistema para discriminar blancos concurrentes con reflectividades y velocidades distintas.

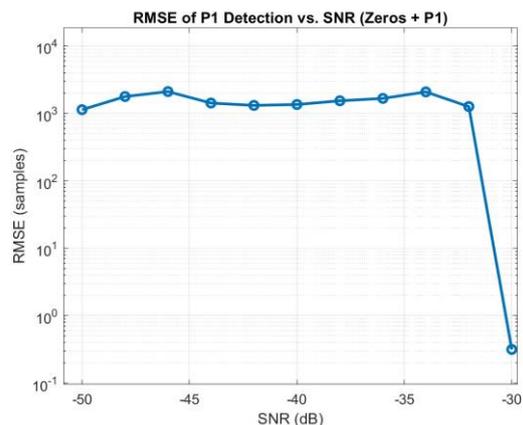
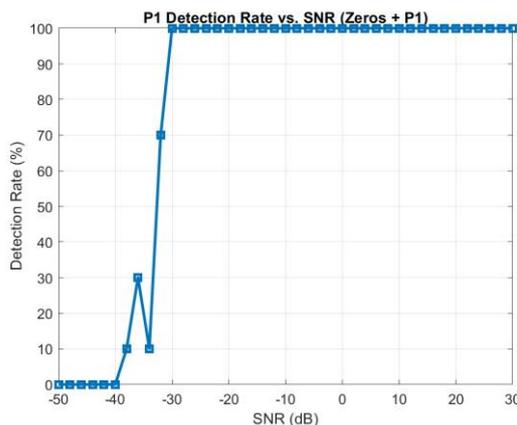
6.2 SIMULACIONES DE MONTE CARLO

Para verificar la integridad del sistema frente a las variaciones del canal de espacio libre, se han llevado a cabo simulaciones que evalúan la consistencia de los algoritmos encargados de la sincronización de DVB-T2 de la señal. Elementos críticos para el correcto funcionamiento de las etapas posteriores del procesamiento. En ambos casos se ha optado por realzar simulaciones de Monte Carlo, mostrando la eficacia del sistema ante diferentes condiciones y niveles de ruido.

SINCRONISMO GRUESO DE SÍMBOLO

6.2.1.1 Simulación 1

En esta sección, se pondrá a prueba el correlador grueso de símbolo, basado en la correlación en frecuencia del símbolo P1, para ello se simularán tres escenarios distintos, a través de los cuales tratamos de comprobar la eficacia del sistema, el primer escenario se basara en la generación de una señal de ceros, a la que se le añadirá un delay de forma aleatoria y se simulara en un rango de SNR $\in [-40,30]$ dB, Para cada nivel de SNR se realizan $N = 1000$ iteraciones.

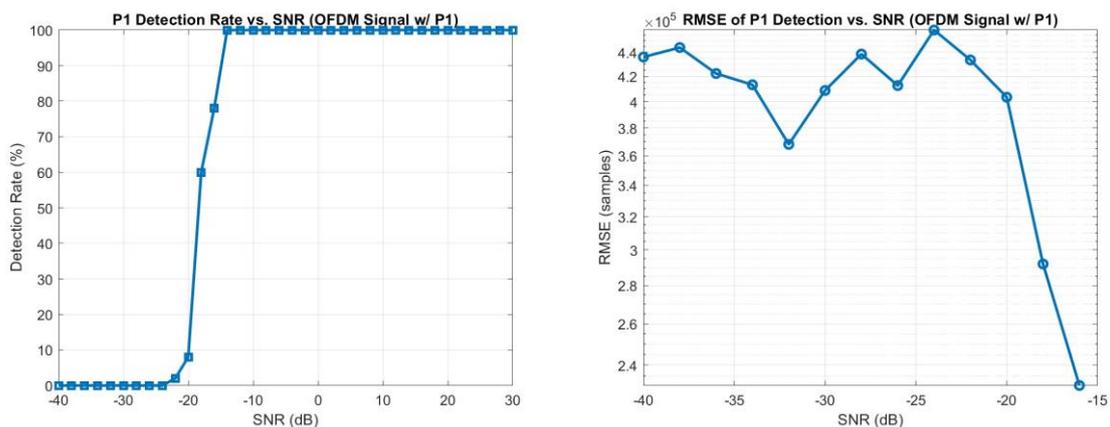


Como se puede apreciar en las figuras(X.X), la tasa de detección comienza a superar el 90 % en torno a -35 dB y alcanza el 100 % aproximadamente a -30 dB. Estos resultados, obtenidos en condiciones extremas de ruido, pero usando señal simple, muestran que el

algoritmo de sincronismo grueso es capaz de identificar de forma confiable el símbolo P1 incluso con SNR muy bajas, si bien no reflejan las interferencias y la estructura espectral de la señal OFDM completa, que se analizarán en los siguientes escenarios.

6.2.1.2 Simulación señal OFDM

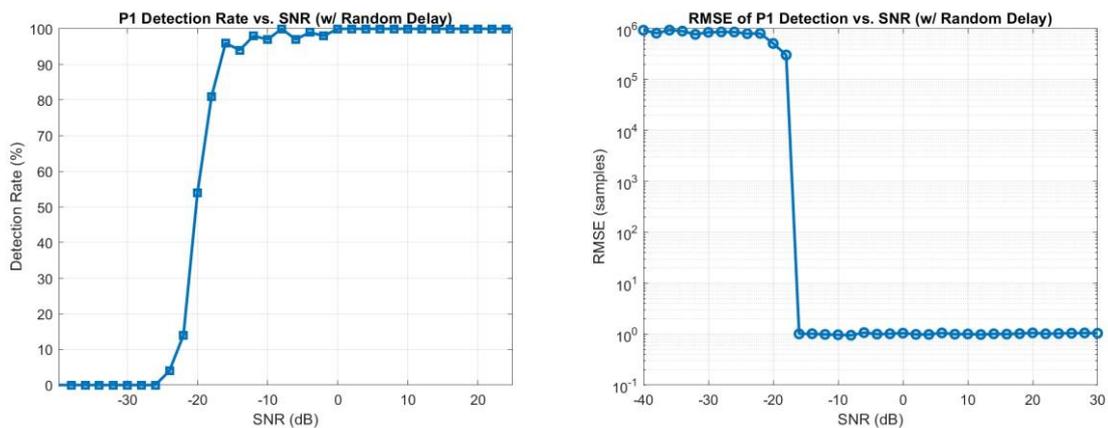
En este escenario se evaluará el rendimiento cuando el correlador está integrado en un flujo completo DVB-T2 OFDM. Para ello, en cada iteración se generará una señal OFDM de 161 símbolos, modulados en 16-QAM con FFT de 4096 puntos, prefijo cíclico de 512 muestras y patrón de pilotos PP=4, precedidos por el símbolo P1. La señal se normaliza a unidad de energía y se le añadirá ruido gaussiano, para valores de SNR $\in [-40,30]$ dB. Se ejecutan 1000 iteraciones por cada nivel de SNR.



En presencia de la señal OFDM completa (Fig. X.X), la probabilidad de detección del símbolo P1 permanece próxima a cero hasta ≈ -24 dB, crece al 60 % alrededor de -18 dB, al 80 % en -14 dB y alcanza el 100 % alrededor de -11 dB, manteniendo una eficacia del 100% para valores más elevados. Simultáneamente, el RMSE de la estimación del retardo (Fig. X.X) comienza en valores elevados para $\text{SNR} \leq -30$ dB, pero disminuye rápidamente a medida que aumenta la relación señal-ruido, situándose por debajo de 3×10^5 muestras en -18 dB y llegando a $2,3 \times 10^5$ muestras en -15 dB. Estos resultados demuestran que, pese al ruido y la estructura OFDM, el correlador de P1 recupera un rendimiento de detección perfecto y una precisión de retardo adecuada a partir de -11 dB, garantizando su fiabilidad como etapa de sincronismo grueso.

6.2.1.3 Señal OFDM con retardo aleatorio.

En este último escenario, se mantiene la señal OFDM completa, siguiendo los parámetros definidos anteriormente, pero adicionalmente se le añadirá un retardo aleatorio y fraccional, que ayudara a simular de forma mucho más realista las condiciones del entorno en las que se usara. Se añadirá un ruido gaussiano, para valores de SNR $\in [-40,30]$ dB. Se ejecutan 1000 iteraciones por cada nivel de SNR.



Los resultados de la **Figura 4.22** muestran que la tasa de detección apenas se ve alterada frente al caso sin jitter: permanece cercana al 100 % para SNR ≥ -11 dB, con un umbral de operación prácticamente idéntico. Por su parte, el **RMSE** de la estimación de retardo (**Figura 4.23**) sufre un salto brusco de valores del orden de 10^6 muestras a SNR ≤ -22 dB a un error de apenas 1 muestra a partir de -20 dB, confirmando que, incluso con variaciones impredecibles en el delay, el correlador de P1 recupera de forma fiable el inicio de trama con precisión de sub-muestra para SNR razonables.

SINCRONISMO FINO DE SÍMBOLO

Con el objetivo de evaluar la precisión del estimador fino de símbolo basado en la autocorrelación del prefijo cíclico, se ha diseñado una simulación de Monte Carlo en entorno MATLAB. Esta simulación permite cuantificar el error de sincronización bajo distintos niveles de SNR y configuraciones del algoritmo, en particular el número de columnas de la matriz de correlación.

Diagrama estimador fino de símbolo

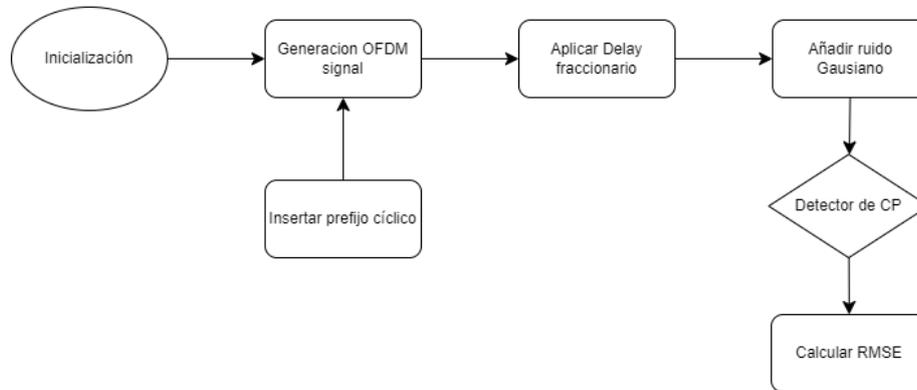


Figura 6-24 Diagrama de bloques simulación estimador fino de símbolo

El procedimiento comienza con la generación de señales aleatorias con estructura OFDM, a las que se añade un retardo temporal aleatorio simulado, siempre inferior a la longitud del símbolo OFDM. Se introducen distintos niveles de ruido gaussiano aditivo blanco (AWGN), y se evalúa la capacidad del estimador para recuperar el desfase temporal aplicado. Cada escenario se repite para un número elevado de iteraciones (≥ 1000), lo que permite obtener métricas estadísticas robustas como el error cuadrático medio (RMSE) y la distribución empírica del error.

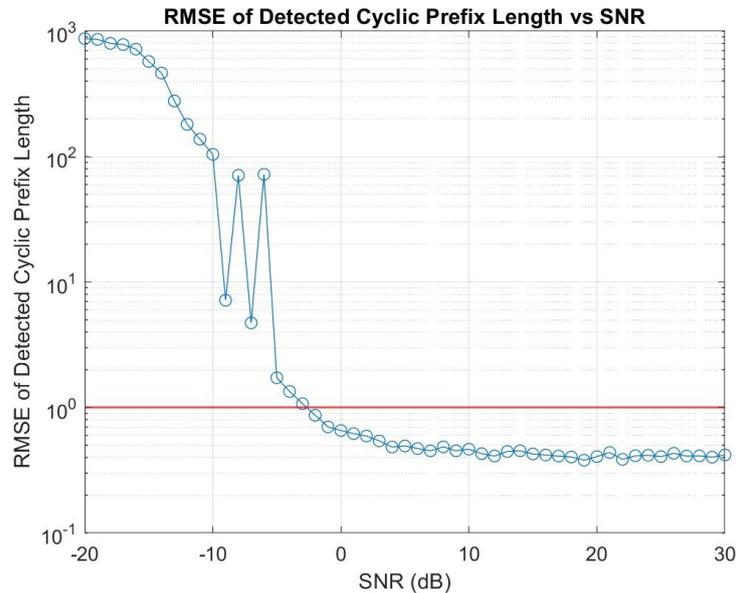


Figura 6-25 Simulación de Monte Carlo 1000 It

6.2.1.4 Influencia del número de columnas en la estimación

Una de las variables clave en el rendimiento del estimador es el número de columnas NNN utilizado en el cálculo de la autocorrelación. La Figura X.X muestra cómo, a medida que se incrementa NNN, el RMSE disminuye de forma significativa, lo que indica una mejora en la precisión de la estimación del instante de inicio del símbolo. No obstante, este aumento de precisión conlleva un mayor coste computacional, ya que el algoritmo necesita realizar más operaciones de correlación por cada símbolo analizado.

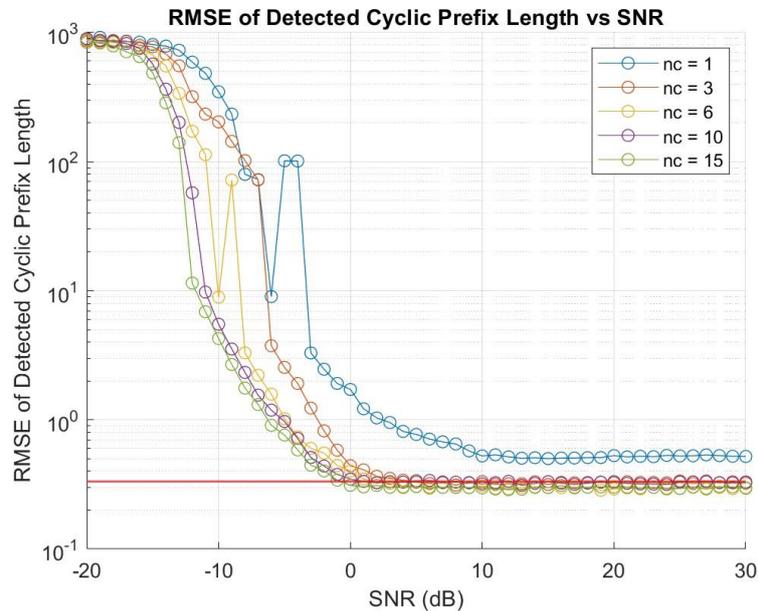


Figura 6-26 Representación RMSE en función de nc

6.2.1.5 Distribución del error de estimación

La Figura X.Y representa la distribución del error de estimación para un escenario de SNR moderadamente alto y número de columnas elevado. Como se observa, los errores de sincronización se agrupan alrededor de cero, mostrando una distribución aproximadamente gaussiana, aunque con ligeras asimetrías debido a la granularidad de la resolución temporal. Esta propiedad es coherente con el carácter aleatorio del ruido y la linealidad del sistema de correlación en condiciones estables.

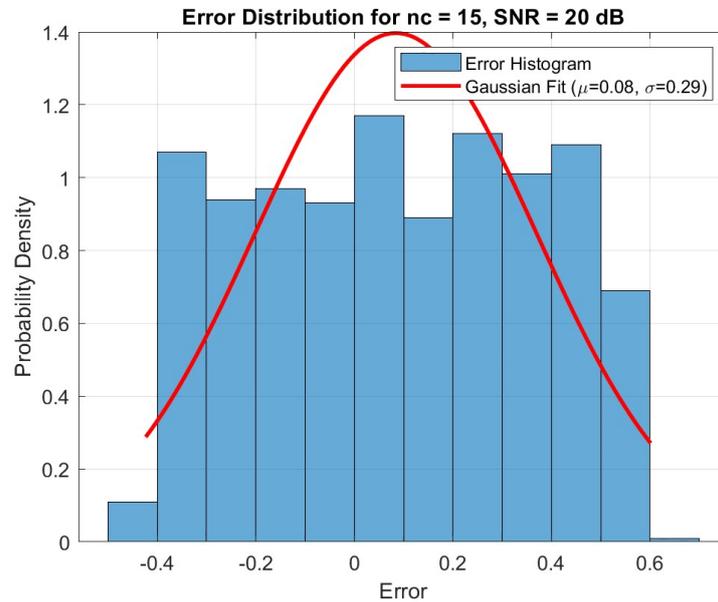


Figura 6-27 Distribución del error

Esta distribución justifica el uso de métricas como el RMSE para valorar el rendimiento del sistema, y valida la solidez del estimador bajo condiciones operativas realistas.

6.2.1.6 Conclusión

Los resultados obtenidos demuestran que el estimador basado en la autocorrelación del prefijo cíclico proporciona una sincronización fina de símbolo precisa y robusta a partir de SNR superiores a 0 dB. El uso de simulaciones de Monte Carlo ha permitido establecer de forma cuantitativa el impacto del ruido y la configuración interna del algoritmo, proporcionando una base sólida para su integración en cadenas de demodulación DVB-T2 o sistemas de radar pasivo OFDM.

7. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

7.1 INDICADOR DE TRAZAS

Una vez completado el proceso de detección mediante el algoritmo CFAR, donde se identifican celdas que podrían contener objetivos, se activa el módulo de indicador de trazas. Este bloque tiene como propósito consolidar las detecciones individuales, eliminar redundancias y falsas alarmas residuales, y preparar la información de forma estructurada para un subsistema posterior de seguimiento o tracking.

Funcionamiento

El módulo comienza aplicando un filtrado espacial sobre las detecciones obtenidas, agrupándolas en regiones de proximidad o *clusters* mediante algoritmos como DBSCAN o k-means, bajo el supuesto de que múltiples detecciones cercanas corresponden a un mismo objetivo. Este agrupamiento permite construir trazas coherentes, descartando al mismo tiempo detecciones aisladas de baja confiabilidad, que frecuentemente son artefactos del detector CFAR en entornos ruidosos [2].

Cada traza generada se caracteriza mediante tres parámetros fundamentales:

1. Posición Central

Se calcula la posición promedio del conjunto de detecciones asociadas a la traza. Esta posición se expresa típicamente en coordenadas cartesianas tridimensionales (x, y, z) , y representa el punto de máxima probabilidad de localización del objetivo en esa instantánea temporal.

2. Intensidad Promedio

Se computa como el valor medio de las intensidades reflejadas de las celdas agrupadas, proporcionando una estimación de la energía o visibilidad del objetivo.

3. Dimensiones del objetivo

A partir de la extensión espacial del clúster de detecciones, se estiman las dimensiones del blanco, lo que puede ayudar a clasificarlo según su tamaño.

Una vez definida cada traza, se somete a un proceso de validación mediante la aplicación de umbrales mínimos preestablecidos de intensidad y tamaño. Este paso permite descartar detecciones espurias o débiles que no cumplan los requisitos mínimos para ser considerados objetivos válidos dentro del sistema [3].

Finalmente, a cada traza validada se le asigna un identificador único, lo que posibilita su uso en algoritmos de seguimiento multiblancos (Multi-Target Tracking, MTT), como filtros de Kalman o filtros de partículas. La existencia de un bloque indicador de trazas posterior al CFAR garantiza consistencia y continuidad en la interpretación radar, optimizando el rendimiento del sistema en su conjunto [4].

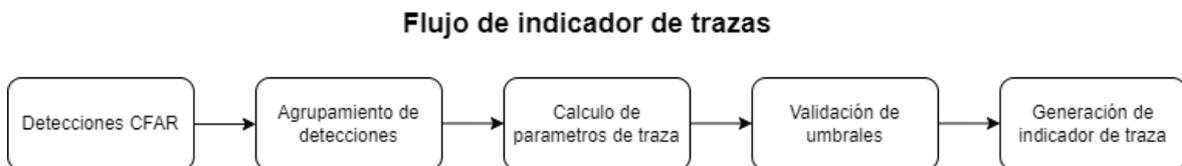


Figura 7-1 Flujo indicador de trazas

7.2 MÓDULO DE TRACKING

Es una etapa crítica dentro del procesamiento radar, cuya principal función es realizar un seguimiento continuo de los objetivos detectados, realizando estimaciones de posición, velocidad y trayectoria a lo largo de varias iteraciones temporales. Esto permite diferenciar objetivos reales de falsas alarmas, predecir movimientos futuros y garantizar una representación coherente de los datos.

Sus principales funcionalidades son:

Asociación de detecciones, vinculando trazas actuales con detecciones de objetivos previas, pudiendo realizar seguimientos de objetivos a lo largo del tiempo. Métodos: Nearest Neighbor (NN) [2], asocia la detección más cercana a una traza existente. Joint Probabilistic Data Association (JPDA), calcula la probabilidad de que una detección pertenezca a una

traza específica. Multiple Hypothesis Tracking (MHT) genera múltiples hipótesis de asociación y selecciona la más probable [3].

Estimación de trayectorias, realizando un cálculo de la posición, velocidad y aceleración de cada objetivo. Para ello el método más usado es el filtro de Kalman: Un algoritmo recursivo de estimación utilizado para predecir y corregir el estado de un sistema dinámico en presencia de ruido y mediciones incompletas o imprecisas. Funciona mediante dos fases principales: predicción y actualización. En la fase de predicción, utiliza un modelo matemático del sistema para estimar el estado futuro del objetivo y su incertidumbre. En la fase de actualización, combina esta predicción con las mediciones obtenidas ajustando la estimación y ponderando ambas fuentes de información según sus respectivas incertidumbres. El Filtro de Kalman es especialmente efectivo para sistemas lineales con ruido gaussiano y se utiliza ampliamente en aplicaciones de seguimiento de objetivos, navegación y control de sistemas dinámicos [4] [5].

Análisis de trazas, identificando nuevas trazas, diferenciándolas de objetivos previos y definiéndolas como trazas asociadas a nuevos objetivos, Confirmando trazas pasadas y Eliminando trazas no consistentes [6].

Predicción de movimiento, mediante el uso de modelos dinámicos, y las trazas previas, estimar futuras posiciones o direcciones de los objetivos, esta funcionalidad permite al sistema radar reducir las regiones con posibles detecciones, pudiendo realizar mejoras computacionales, al reducir las regiones bajo análisis, mejorando la precisión de seguimiento [7].

8. BIBLIOGRAFÍA

- [1] M. Malanowski, *Signal Processing for Passive Bistatic Radar*, Artech House, 2019.
- [2] J. E. a. H. H. A. a. S. S. J. a. D. L. Palmer, «DVB-T Passive Radar Signal Processing,» *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 61, nº 8, 2013.
- [3] K. a. M. M. a. K. K. a. M. Ł. a. B. M. Jędrzejewski, A Concept of a Multiband Passive Radar System for Air Traffic Control on General Aviation Airfields, 2022, pp. 356-360.
- [4] Q. a. H. C. a. L. Y. Wang, «An Experimental Study of WiMAX-Based Passive Radar,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, nº 12, pp. 3502-3510, 2010.
- [5] R. R. a. S. A. A. a. I. A. a. H. F. a. A. N. A. a. A. R. N. Abdullah, «Ground moving target detection using LTE-based passive rada,» de *2015 International Conference on Radar, Antenna, Microwave, Electronics and Telecommunications (ICRAMET)*, pp. 70-75.
- [6] F. H. X. N. Osama Mahfoudia, «Onthe feasibility of DVB-T based passive radar with a single,» *IEEE*, 2017.
- [7] C. Europea, «Decisión (UE) 2017/899 del Parlamento Europeo y del Consejo,» de *sobre el uso de la banda de frecuencias de 470–790 MHz en la Unión*, 17 de mayo de 2017.

- [8] R. S. P. G. (RSPG), Third Opinion on the UHF band, RSPG21-047 FINAL, Radio Spectrum Policy Group (RSPG), 2021.
- [9] R. Noticias, «Solo 1 de cada 3 televisores puede recibir la nueva TDT que arrancará en 2024,» *RTVE Noticias*, 2023.
- [10] O. a. H. F. a. N. X. Mahfoudia, «On the feasibility of DVB-T based passive radar with a single receiver channel,» de *International Conference on Radar Systems (Radar 2017)*, 2017, pp. 1-6.
- [11] N. J. W. a. H. D. Griffiths, *Bistatic Radar*, 2nd ed, SciTech Publishin, 2005.
- [12] ETSI, Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television (DVB-T2), ETSI TS 102 775 v1.1.1, 2023.
- [13] D. a. S. M. a. B. G. a. R. L. Samo, «A performance study of DVB-T2 and DVB-T2-lite for mobile reception,» *Digital Signal Processing*, vol. 37, 2014.
- [14] ETSI, Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure, channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2), vol. TS 102 755 V1.1.1, 2023.
- [15] I. a. V. M. a. G.-B. D. a. M. J. a. L. V. a. S. M. a. Z. Eizmendi, «DVB-T2: The Second Generation of Terrestrial Digital Video Broadcasting System,» *Broadcasting, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 258-271, 2014.
- [16] S. a. S. F. a. M. M. a. O. D. W. a. S. J. a. L. F. a. S. M. Paine, *Multi Band FM and DVB-T2 Passive Radar Demonstrator*, IEEE, 2018.

- [17] M. A. Richards, *Fundamentals of Radar Signal Processing* (2nd ed.), McGraw-Hill Education, 2014, p. Capítulo 4.6: CFAR Detection.
- [18] T. M. a. C. D. C. Schmidl, «Robust frequency and timing synchronization for OFDM,» *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, nº 12, pp. 1613-1621, 1997.
- [19] H. a. B. V. K. a. L. K. B. Minn, «A robust timing and frequency synchronization for OFDM systems,» *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 2, nº 4, pp. 822-832, 2003.
- [20] Y. a. S. N. R. Li, «Simplified timing synchronization for OFDM,» *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, nº 7, pp. 1016-1028, 1999.
- [21] H. D. & B. C. J. Griffiths, «An Introduction to Passive Radar,» *IEEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation*, vol. 152, nº 3, p. 153–158, 2005.
- [22] F. O. D. W. L. P. & B. C. J. Colone, «A Multistage Processing Algorithm for Disturbance Removal and Target Detection in Passive Radar,» *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 45, nº 2, p. 698–722, 2009.
- [23] P. P. & K. S. A. Gandhi, Analysis of CFAR Processors in Nonhomogeneous Background, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. AES-24, No. 4, pp. 427–445, 1988.
- [24] M. I. Skolnik, *Radar Handbook* (3rd ed.), McGraw-Hill, 2008, p. Capítulo 12.4–12.6: Comparación de algoritmos CFAR.
- [25] X.-H. a. L. S.-Q. a. W. F. Xu, «Adaptive CFAR Detection Based on Generalized Statistical Model,» *IGARSS 2024 - 2024 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, pp. 10625-10628, 2024.

- [26] B. L. S. M. M. N. G. D. Ristic, *Statistical Analysis of Multiple Target Tracking*, Artech House, 2004.
- [27] M. I. Skolnik, *Radar Handbook* (3rd Edition), McGraw-Hill Education, 2008.
- [28] X. R. L. T. K. Yaakov Bar-Shalom, *Estimation with Applications to Tracking and Navigation: Theory Algorithms and Software*, John Wiley & Sons, 2001.
- [29] Y. B.-S. a. T. Fortmann, *Tracking and Data Association*, Academic Press, 1988.
- [30] D. B. Reid, *An Algorithm for Tracking Multiple Targets*, vol. 24, *IEEE Trans. Automatic Control*, 1979, pp. 843-854.
- [31] R. E. Kalman, «A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems,» *Journal of Basic Engineering*, vol. 82, nº 1, pp. 35-45, 1960.
- [32] Y. B.-S. a. X. R. L. a. T. Kirubarajan, *Estimation with Applications to Tracking and Navigation*, Wiley, 2001.
- [33] M. I. Skolnik, *Radar Handbook*, McGraw-Hill, 2008.
- [34] B.-N. V. a. S. S. a. A. Doucet, «Sequential Monte Carlo Methods for Multi-Target Filtering with Random Finite Sets,» *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, vol. 41, nº 4, pp. 1224-1245, 2005.

ANEXO I: ALINEACIÓN DEL PROYECTO CON LOS ODS

ODS 9 – INDUSTRIA, INNOVACIÓN E INFRAESTRUCTURA

- El proyecto desarrolla un sistema de radar pasivo basado en tecnología digital avanzada (DVB-T2), promoviendo la innovación tecnológica y contribuyendo a infraestructuras más eficientes y seguras. Además, se realiza en un entorno académico de investigación e ingeniería.

ODS 11 – CIUDADES Y COMUNIDADES SOSTENIBLES

- Los sistemas de radar pasivo, al no requerir emisión activa, pueden ser implementados con menor impacto electromagnético y energético, lo que resulta especialmente relevante en entornos urbanos o sensibles. Su carácter no intrusivo contribuye a sistemas de vigilancia compatibles con la sostenibilidad urbana.

ODS 12 – PRODUCCIÓN Y CONSUMO RESPONSABLES

- El uso de iluminadores de oportunidad (como las emisiones ya existentes de DVB-T2) supone un aprovechamiento eficiente de recursos, evitando la necesidad de transmisores adicionales y reduciendo el consumo energético.