



**CAMPUS  
SUR-UPM**

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR  
DE INGENIERÍA Y SISTEMAS  
DE TELECOMUNICACIÓN



**POLITÉCNICA**

## PROYECTO FIN DE GRADO

**TÍTULO:** Prototipado de radares OFDM con radios software

**AUTOR/A:** Iago Miranda Pastoriza

**TITULACIÓN:** Grado en Ingeniería de Sistemas de Telecomunicación

**TUTOR/A:** Juan Moreno García-Loygorri

**DEPARTAMENTO:** Ingeniería Audiovisual y Comunicaciones

**Miembros del Tribunal Calificador:**

**PRESIDENTE/A:** Javier Malo Gómez

**TUTOR/A:** Juan Moreno García-Loygorri

**SECRETARIO/A:** Antonio Pérez Yuste

**Fecha de lectura:** 11 de julio de 2024

**Calificación:**

**El Secretario/La Secretaria,**





# Resumen

El objetivo de este proyecto es el desarrollo de un prototipo de radar OFDM que utilice radio definida por software (SDR) como transceptor. El objetivo final, más allá del prototipo, es la combinación de radar y comunicación en un sistema integrado (ISAC – *Integrated Sensing and Communcations*), lo que limita los parámetros posibles de la señal OFDM y da mayor complejidad al sistema radar.

Para cumplir este objetivo, primero se han estudiado los mecanismos de propagación de ondas electromagnéticas comunes a sistemas de radar y comunicaciones, así como los fundamentos de los sistemas radar y de la modulación OFDM. Más adelante se ha analizado la literatura de sistemas combinados OFDM, observando los distintos pros y contras de cada sistema para finalmente seleccionar el sistema implementado en este proyecto.

Este sistema ha sido implementado primero de forma teórica en la plataforma de programación MATLAB, donde también se ha implementado una simulación simple para comprobar el correcto funcionamiento del sistema.

A continuación, se ha estudiado las características de las radios definidas por software, y en concreto el modelo ADALM-PLUTO, para luego implementar el sistema global en una aplicación MATLAB, combinando el manejo de las SDR con la implementación previa del sistema teórico.

El siguiente paso ha sido la realización de pruebas del prototipo dentro de una cámara anecoica. En estas pruebas se han ido encontrado dificultades en la transición de teoría a práctica, principalmente debido a las características de ADAM-PLUTO, que han llevado a realizar una caracterización exhaustiva del hardware con el fin de comprender sus capacidades y limitaciones. Esto ha conducido a aislar y detectar errores sucesivamente, implementando soluciones tanto mediante modificaciones del hardware como mediante cambios en el procesado basados en el desarrollo de la teoría.

Por último, se comenta las características del prototipo final y sus limitaciones, así como posibles mejoras futuras, tanto en lo que respecta al hardware como al software.



# Abstract

The objective of this project is the development of an OFDM radar prototype using software defined radio (SDR) as a transceiver. The final objective, beyond the prototype, is the combination of radar and communication in an integrated system (ISAC - Integrated Sensing and Communications), which limits the possible parameters of the OFDM signal and gives more complexity to the radar system.

To meet this objective, the propagation mechanisms of electromagnetic waves common to radar and communication systems have been studied, as well as the fundamentals of radar systems and OFDM. Afterwards, the literature of OFDM combined systems has been analysed, observing the different pros and cons of each system to finally select the system implemented in this project.

This system has been first implemented theoretically in the programming platform MATLAB, where a simple simulation has also been implemented to verify the correct operation of the system.

Then, the characteristics of software defined radios, and specifically the ADALM-PLUTO model, have been studied in order to implement the global system in a MATLAB application, combining the handling of SDRs with the previous implementation of the theoretical system.

The next step has been to test the prototype inside an anechoic chamber. In these tests, difficulties have been encountered in the transition from theory to practice, mainly due to the characteristics of ADAM-PLUTO, which have led to a thorough characterization of the hardware in order to understand its capabilities and limitations. This has led to the successive isolation and detection of errors, and the implementation of fixes both through hardware modifications and processing changes based on development of the theory.

Finally, the characteristics of the final prototype and its limitations will be discussed, as well as possible future improvements, both in terms of hardware and software.



## Índice de contenido

|        |  |    |
|--------|--|----|
| 1      | Introducción .....   | 15 |
| 1.1    | Contexto .....   | 15 |
| 1.2    | Objetivos .....  | 15 |
| 1.3    | Estructura .....   | 15 |
| 2      | Planteamiento del problema.....                            | 17 |
| 2.1    | Ondas electromagnéticas.....                               | 17 |
| 2.2    | Introducción a Radar .....                                 | 17 |
| 2.3    | Introducción a OFDM.....                                   | 18 |
| 2.4    | Requisitos para una correcta comunicación usando OFDM..... | 20 |
| 2.5    | Tipos de radar OFDM .....                                  | 21 |
| 2.6    | Modelo de señal .....                                      | 22 |
| 2.7    | Periodograma .....   | 24 |
| 2.8    | Parámetros límites del radar .....                         | 27 |
| 2.9    | Detección de objetos .....                                 | 28 |
| 2.10   | Estimación de objetos .....                                | 29 |
| 2.10.1 | Zero-padding .....   | 30 |
| 2.10.2 | Interpolación cuadrática.....                              | 30 |
| 2.10.3 | Estimación por optimización .....                          | 31 |
| 2.11   | Detección de múltiples objetos .....                       | 32 |
| 3      | Hardware: Radio definida por software .....                | 35 |
| 3.1    | Introducción a SDR.....                                    | 35 |
| 3.2    | Aplicaciones y entornos de desarrollo SDR .....            | 35 |
| 3.3    | Modelos de SDR .....                                       | 36 |
| 3.3.1  | RTL-SDR.....   | 37 |
| 3.3.2  | HackRF One.....  | 37 |
| 3.3.3  | USRP B200.....   | 38 |
| 3.4    | ADALM-PLUTO.....   | 39 |
| 3.4.1  | USB 2.0.....   | 41 |
| 3.4.2  | Inicio simultáneo de emisión y recepción.....              | 42 |
| 4      | Descripción de la solución software .....                  | 45 |
| 4.1    | Elección de plataforma de desarrollo del prototipo .....   | 45 |

|       |  |    |
|-------|--|----|
| 4.2   | Estructura del código .....  | 45 |
| 4.2.1 | coarseFreqCorr.....  | 47 |
| 4.2.2 | ofdmTx.....  | 47 |
| 4.2.3 | reflectSim.....  | 47 |
| 4.2.4 | timingEstimation.....  | 47 |
| 4.2.5 | ofdmRx.....  | 48 |
| 4.2.6 | periodogram2D .....  | 48 |
| 4.2.7 | MLestimate .....   | 48 |
| 4.2.8 | timeFreqSync .....   | 49 |
| 4.3   | Aplicación .....   | 49 |
| 5     | Validación .....   | 53 |
| 5.1   | Prueba 1: Una SDR.....   | 53 |
| 5.2   | Prueba 2: Dos SDR y dentro de cámara anecoica.....                                     | 55 |
| 5.2.1 | Problema: Desincronización de reloj de emisor y receptor .....                         | 57 |
| 5.2.2 | Solución: Corrección de frecuencia .....   | 58 |
| 5.2.3 | Cambio a la corrección de estimación de inicio de trama.....                           | 60 |
| 5.2.4 | Resultados de la segunda batería de pruebas .....                                      | 62 |
| 5.2.5 | Conclusiones de la segunda batería de pruebas .....                                    | 66 |
| 5.3   | Prueba 3: Mejora de parámetros para detección de blancos en movimiento .....           | 67 |
|       | Problema: .....  | 71 |
| 5.3.1 | Respuesta de frecuencia no es plana en la banda de trabajo .....                       | 71 |
| 5.3.2 | Solución: Modificación de filtros de las radios y sobremuestreo de la trama OFDM<br>71 |    |
| 5.3.3 | Conclusiones de la tercera batería de pruebas .....                                    | 75 |
| 6     | Conclusiones y líneas futuras de trabajo.....  | 77 |
| 6.1   | Conclusiones .....   | 77 |
| 6.2   | Líneas futuras.....  | 77 |
| 7     | Referencias.....   | 79 |
| 8     | Anexo I: Código fuente.....  | 83 |
|       | ofdmTx.....  | 83 |
|       | reflectSim.....  | 84 |
|       | timingEstimation.....  | 85 |
|       | ofdmRx.....  | 86 |

|                     |    |
|---------------------|----|
| periodogram2D ..... | 87 |
| MLestimate .....    | 87 |
| timeFreqSync .....  | 89 |



## Índice de figuras

|  |    |
|--|----|
| Figura 1 Espectro de (a) una subportadora OFDM y (b) una señal OFDM [4] .....  | 19 |
| Figura 2. Esquema básico OFDM.....   | 20 |
| Figura 3 Simulación de objetos con y sin velocidad relativa.....   | 26 |
| Figura 4 Efecto del enventanado en la simulación de objetos con y sin velocidad relativa .....                           | 26 |
| Figura 5 Visualización del efecto del umbral con y sin enventanado.....  | 29 |
| Figura 6 $N_{per}=8N$ , $M_{per}=8M$ , ventana hamming en ambas dimensiones .....  | 30 |
| Figura 7 Comparativa de estimaciones .....   | 32 |
| Figura 8 Comparación de periodogramas 2D de objeto simulado y dos métodos de reconstrucción                              | 34 |
| Figura 9 Ejemplo de Aplicación en Gnu Radio Companion .....  | 36 |
| Figura 10 Foto de la placa de circuito impreso del modelo ezcap.....   | 37 |
| Figura 11 Foto de HackRF One [19] .....  | 38 |
| Figura 12 Diagrama de bloques de USRP B200 [20] .....  | 39 |
| Figura 13 ADALM-PLUTO [21].....  | 39 |
| Figura 14 Respuesta en frecuencia de las antenas en el rango de frecuencias de AD9364 [26] .....                         | 40 |
| Figura 15 Velocidad de transmisión de datos por USB 2.0 .....  | 41 |
| Figura 16 Comparación práctica entre métodos de sincronización temporal .....  | 42 |
| Figura 17 Diagrama de bloques final del prototipo .....  | 46 |
| Figura 18 Evolución del tiempo de procesado de timingEstimation .....  | 48 |
| Figura 19 Vista general de la aplicación y de la pestaña “Parámetros” .....  | 49 |
| Figura 20 Pestaña “Opciones de Procesado” de la aplicación .....   | 50 |
| Figura 21 Pestaña “Simulación” de la aplicación .....  | 51 |
| Figura 22 Pestaña “Radios” de la aplicación .....  | 51 |
| Figura 23 Efecto de señal directa en periodograma de simulación previa.....  | 53 |
| Figura 24 Periodograma de captura usando una radio en full-duplex sin separación de antenas y sin enventanado .....      | 54 |
| Figura 25 Escenario de las pruebas dentro de la cámara anecoica .....  | 55 |
| Figura 26 Ejemplo de variación de periodogramas de capturas contiguas en la segunda prueba .....                         | 57 |
| Figura 27 Periodograma sin y con corrección fina de frecuencia, sin enventanado y sin corrección de inicio de trama..... | 60 |
| Figura 28 Comparación de métodos de corrección de estimación de inicio de trama sin enventanado .....                    | 62 |

|  |    |
|--|----|
| Figura 29 Resultados de la segunda prueba con cámara vacía con corrección de frecuencia y timing y sin enventanado .....               | 63 |
| Figura 30 Resultados de la segunda prueba con bloqueo de línea de visión con corrección de frecuencia y timing y sin enventanado ..... | 64 |
| Figura 31 Resultados de la segunda prueba con persona en movimiento sin enventanado .....  | 65 |
| Figura 32 Resultados de la segunda prueba con persona en movimiento con enventanado .....  | 66 |
| Figura 33 Recorrido de las pruebas con movimiento en la cámara anecoica .....  | 67 |
| Figura 34 Foto del analizador de red R&S@ZVL y las antenas conectadas .....  | 68 |
| Figura 35 Medida propia de la respuesta en frecuencia de las antenas .....   | 68 |
| Figura 36 Respuesta en frecuencia de las antenas en torno a 3.35 GHz .....   | 69 |
| Figura 37 Comparación de procesados de periodograma para $v=0$ .....   | 70 |
| Figura 38 Espectro de señal recibida con filtros predeterminados .....   | 71 |
| Figura 39 Diseño de la cadena de filtros en la radio receptora en la aplicación AD9361 Filter wizard .....                             | 72 |
| Figura 40 Espectro de señal recibida con filtros personalizados y sobremuestreo .....  | 73 |
| Figura 41 Comparación de símbolos de matriz D .....  | 73 |
| Figura 42 Comparación de procesados de periodograma para $v=0$ con filtro personalizado y sobremuestreo .....                          | 74 |
| Figura 43 Periodogramas resultado del prototipo final sin y con enventanado hamming 2D .....   | 75 |

## Índice de tablas

|   |    |
|---|----|
| Tabla 1 Parámetros de la segunda prueba.....  | 56 |
| Tabla 2 Parámetros de la tercera prueba ..... | 69 |



## Lista de acrónimos

|               |   |
|---------------|---|
| <b>ADC</b>    | <i>Analog to Digital Converter</i>  |
| <b>CFAR</b>   | <i>Constant False Alarm Rate</i>  |
| <b>CW</b>     | <i>Continuous Wave</i>  |
| <b>DAC</b>    | <i>Digital to Analog Converter</i>  |
| <b>DFT</b>    | <i>Discrete Fourier Transform</i>   |
| <b>DVB-T</b>  | <i>Digital Video Broadcasting - Terrestrial</i>                             |
| <b>ESPRIT</b> | <i>Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques</i> |
| <b>FFT</b>    | <i>Fast Fourier Transform</i>   |
| <b>FIR</b>    | <i>Finite Impulse Response</i>  |
| <b>ICI</b>    | <i>Intercarrier Interference</i>  |
| <b>IDFT</b>   | <i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>                                   |
| <b>IFFT</b>   | <i>Inverse Fourier Transform</i>  |
| <b>ISAC</b>   | <i>Integrated Sensing and Communications</i>                                |
| <b>ISI</b>    | <i>Inter-Symbol Interference</i>  |
| <b>MUSIC</b>  | <i>MUltiple SIgnal Classification</i>                                       |
| <b>OFDM</b>   | <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>                           |
| <b>PSK</b>    | <i>Phase-Shift Keying</i>   |
| <b>QAM</b>    | <i>Quadrature Amplitude Modulation</i>                                      |
| <b>QPSK</b>   | <i>Quadrature Phase-Shift Keying</i>  |
| <b>RADAR</b>  | <i>Radio Detection and Ranging</i>  |
| <b>SDR</b>    | <i>Software-Defined Radio</i>   |
| <b>SNR</b>    | <i>Signal to Noise Ratio</i>  |
| <b>USB</b>    | <i>Universal Serial Bus</i>   |



# 1 Introducción

## 1.1 Contexto

En las últimas décadas, la demanda cada vez mayor de ancho de banda para sistemas de telecomunicaciones como 4G y 5G y otros servicios como radar, ha llevado a una creciente congestión del espectro electromagnético. Uno de los métodos ampliamente investigados para reducir esta congestión es la combinación de comunicaciones y radar en un mismo sistema integrado (ISAC), en el que ambos servicios comparten los mismos recursos. La integración de esos sistemas es actualmente uno de los objetivos propuestos para 6G [1].

Precisamente por el uso extendido de 4G y 5G, la investigación de sistemas integrados ha girado en las dos últimas décadas en torno a la multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM), técnica de modulación usada tanto en 4G y 5G como en otros sistemas de comunicación como el estándar 802.11.

En este mismo período de tiempo, las radios definidas por software han pasado de ser un concepto principalmente teórico a ser de uso común. Los rápidos avances en electrónica digital permiten actualmente reemplazar la mayoría de los componentes analógicos de una radio clásica con componentes digitales. Esta modificación da a la radio flexibilidad, permitiendo recibir y transmitir un amplio rango de señales electromagnéticas sin necesidad de modificar componentes físicos. Esta propiedad es útil a la hora de comprobar de forma práctica el rendimiento de nuevos sistemas o de modificaciones a sistemas previos.

## 1.2 Objetivos

El objetivo de este proyecto es el desarrollo de un prototipo de radar OFDM con radio definida por software. Como el objetivo final de este tipo de radares es la integración con sistemas de comunicación, este prototipo ha de ser compatible con dichos sistemas.

Para lograr este objetivo, los pasos intermedios serán:

- 1 Estudio de los sistemas integrados propuestos en la literatura.
- 2 Implementación y simulación de prototipo de radar en software.
- 3 Estudio de características y manejo de la SDR a usar.
- 4 Implementación inicial del prototipo completo.
- 5 Detección y solución de problemas relacionados con la transición de simulación a pruebas con radio.
- 6 Validación del sistema final.

## 1.3 Estructura

La estructura de esta memoria se divide en cuatro partes principales.

## Introducción

En el capítulo 2 se describen brevemente conceptos relacionados con señales electromagnéticas en general, sistemas de radar y OFDM, para más adelante mencionar los distintos tipos de sistemas ISAC OFDM en la literatura. Se darán las razones para la selección del tipo de sistema usado en el prototipo, y se desarrollará en detalle el mismo.

En el capítulo 3 se describe primero el concepto de radio definida por software y las características comunes a estas radios, así como las herramientas software más relevantes. Después se describen brevemente las características de varios modelos de SDR comúnmente usados, para finalmente describir en más detalle las características, ventajas y limitaciones de la SDR usada.

En el capítulo 4 se explica las razones que han llevado a seleccionar la plataforma software en la que se ha desarrollado el código de la simulación, se describe la estructura del sistema y las funciones del código más importantes, y finalmente se presenta la aplicación desarrollada.

Una vez desarrollado el primer prototipo, en el capítulo 5 se detallan sucesivamente las pruebas realizadas con el fin de validarlo, los problemas encontrados en dichas pruebas y las soluciones implementadas.

Finalmente se expone el rendimiento del prototipo final, junto con consideraciones para mejoras futuras tanto en software como en hardware.

## 2 Planteamiento del problema

En este capítulo se explican brevemente los conceptos necesarios de señales electromagnéticas, radares y telecomunicaciones que permiten posteriormente explicar en detalle el sistema radar usado.

### 2.1 Ondas electromagnéticas

Es posible combinar comunicación móvil y radar en un sistema gracias a que desde un punto de vista físico ambos sistemas son prácticamente idénticos, usando la emisión y recepción de ondas electromagnéticas para cumplir sus objetivos.

Sin embargo, la diferencia de objetivos restringe los parámetros del sistema conjunto, ya que se combinan los requisitos mínimos de ambos para un determinado nivel de rendimiento. Esta combinación de restricciones limita el desarrollo y éxito de estos sistemas integrados, a pesar de parecer en un principio un emparejamiento obvio, y vienen dadas en buena parte por los mecanismos de propagación de las ondas electromagnéticas. Es por lo tanto conveniente describir brevemente el comportamiento de estas ondas y al mismo tiempo introducir los parámetros que se usarán más adelante.

- Los mecanismos de propagación de las ondas electromagnéticas son diversos, pero generalmente se pueden atribuir a reflexión, difracción y dispersión [2]. Estos fenómenos pueden causar que la onda se propague de un punto a otro por múltiples caminos, lo que se conoce como propagación multitrayecto. Estas réplicas llegan al receptor a distintos tiempos y fases, pudiendo provocar graves interferencias.
- Una velocidad relativa no nula entre emisor y receptor en la dirección de la onda da lugar al efecto Doppler, un desplazamiento de frecuencia que es proporcional a la frecuencia original de la onda, y que se puede expresar como

$$f_D = \frac{v_{rel}f_c}{c}, \quad (1)$$

donde  $f_c$  es la frecuencia original de la señal,  $v_{rel}$  la velocidad relativa entre emisor y receptor,  $f_D$  el desplazamiento Doppler y  $c = 299,792,458$  m/s la velocidad de la luz en el vacío.

- Las ondas electromagnéticas se propagan en el vacío a la velocidad de la luz  $c$ . En caso de una señal con camino directo entre emisor y receptor, la distancia  $R$  entre ambos se relaciona con el retardo  $\tau$  de la forma

$$\tau = \frac{R}{c}. \quad (2)$$

### 2.2 Introducción a Radar

Un radar es un sensor electromagnético cuyo objetivo es detectar y localizar objetos reflectantes [3]. Los pasos básicos de su funcionamiento son:

## Planteamiento del problema

- Una o múltiples antenas emiten energía electromagnética.
- Parte de esta energía incide en un objeto reflectante, que la refleja en una o múltiples direcciones.
- Parte de esta energía reflejada es capturada por una o múltiples antenas receptoras, que dependiendo del tipo de radar pueden ser las mismas antenas emisoras.
- Esta energía es procesada con el fin de extraer información sobre el entorno.

En un radar tradicional, una antena se encarga tanto de la transmisión como de la recepción de las señales. Este tipo de configuración recibe el nombre de radar monoestático y facilita la extracción de los parámetros físicos de los objetos reflectantes, ya que la onda que incide en cada objeto recorre el mismo camino que la parte reflejada que vuelve al receptor.

En este caso, la distancia entre el objeto reflectante y el transceptor  $R_h$  se puede calcular como la mitad de la distancia total del trayecto, que a partir de (2) resulta en

$$\tau = \frac{2R_h}{c}. \quad (3)$$

Además, se produce efecto Doppler en ambos recorridos, doblando el efecto de la diferencia de velocidades, resultando en un efecto Doppler

$$f_{Dh} = \frac{2v_{rel}f_c}{c}. \quad (4)$$

Por razones que se verán más adelante, en el radar implementado en este proyecto es necesario usar distintas antenas para transmitir y recibir señal. Sin embargo, la separación entre estas antenas es lo suficientemente pequeña como para que, a efectos prácticos, el camino entre emisor y objeto sea el mismo que el camino entre objeto y receptor. Por lo tanto, lo dicho anteriormente sobre radares monoestáticos es aplicable, simplificando los cálculos.

## 2.3 Introducción a OFDM

OFDM es una técnica de multiplexación muy utilizada en la comunicación digital de banda ancha, gracias su robustez contra desvanecimientos, flexibilidad de asignación de frecuencias y baja complejidad de implementación.

Su popularidad, unida a un creciente interés en integrar sistemas de radar con sistemas de comunicaciones, ha llevado a múltiples publicaciones sobre radares OFDM.

El principio básico de OFDM es la división de una señal portadora en varias subportadoras de menor tasa que se transmiten simultáneamente espaciadas en frecuencia de tal forma que sean ortogonales entre sí, esto es, no exista interferencia entre ellas (ICI, *Inter-Carrier Interference*), por más que sus espectros se superpongan. En la figura 1 se puede ver cómo se consigue esto haciendo coincidir el

máximo del espectro de cada subportadora con ceros del resto. Esto es posible si, para un símbolo de duración  $T$ , la separación entre subportadoras es  $\Delta_f = \frac{1}{T}$ .

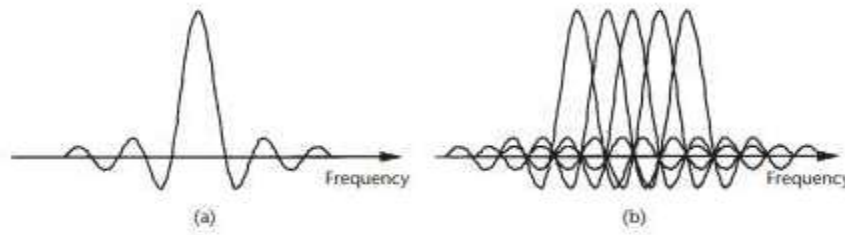


FIGURA 1 ESPECTRO DE (A) UNA SUBPORTADORA OFDM Y (B) UNA SEÑAL OFDM [4]

Cada una de estas subportadoras transmite información previamente modulada, comúnmente mediante modulación por división de fase (PSK) o modulación de amplitud en cuadratura (QAM). La menor tasa de estas subportadoras implica una mayor duración de símbolo, lo cual disminuye el efecto de la dispersión por retardo causada por la propagación multitrayecto [4].

Adicionalmente, la división en varias subportadoras hace que OFDM sea robusta frente a desvanecimientos selectivos en frecuencia, causados por la interferencia entre réplicas desplazadas en fase en canales multitrayecto.

Para evitar o limitar interferencia entre símbolos (ISI), a cada símbolo se le añade un prefijo de guarda. La duración del intervalo de guarda ha de ser mayor que la diferencia de tiempo de llegada al receptor entre la primera y la última réplica si se quiere eliminar la ISI completamente. Si esta guarda se compone de una repetición de las últimas  $N$  muestras del símbolo, llamada prefijo cíclico, las réplicas desplazadas en el tiempo siguen conteniendo un símbolo entero, evitando así la ICI que sería provocada si simplemente no se transmitiera señal en el intervalo de guarda [4].

En la figura 2 se puede ver un esquema básico de un transceptor OFDM. A  $N$  símbolos QAM o PSK se le aplica la transformada inversa de Fourier discreta (IDFT), dando lugar a una señal en banda base con  $N$  subportadoras equiespaciadas en frecuencia, a la que se le añade el prefijo cíclico. Esta señal es convertida de digital a analógica, trasladada a la frecuencia central deseada y emitida. En la recepción los mismos pasos son realizados en sentido inverso, usando la transformada discreta de Fourier (DFT) para obtener los símbolos PSK/QAM una vez retirado el prefijo cíclico. Tanto en la transmisión como en la recepción es necesario realizar múltiples pasos adicionales para asegurar una correcta comunicación, debido a interferencias y ruidos causados por el canal y los propios equipos de transmisión y recepción.

## Planteamiento del problema

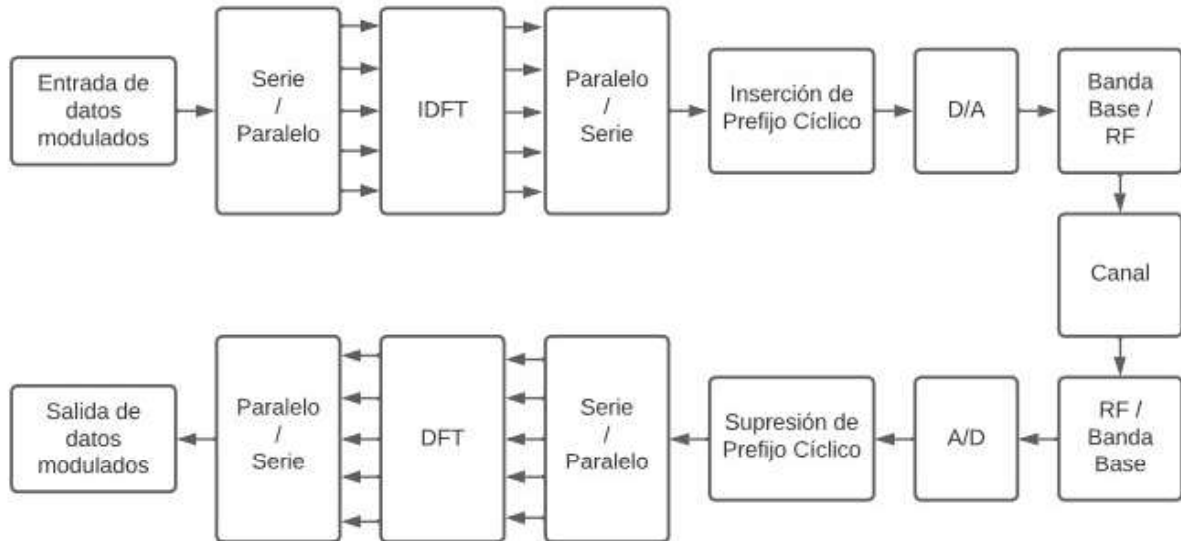


FIGURA 2. ESQUEMA BÁSICO OFDM

### 2.4 Requisitos para una correcta comunicación usando OFDM

Como se dijo anteriormente, el objetivo final es la integración de un sistema radar dentro de un sistema de comunicación. Esto condiciona los posibles valores de los parámetros de la trama OFDM así como su estructura, que no podrán ser diseñados de forma óptima para radar. Sin embargo, más adelante se verá que ambos sistemas comparten la mayoría de las condiciones, siendo el radar más restrictivo.

Un sistema de comunicaciones OFDM tiene que satisfacer las siguientes condiciones [5]:

- Como se mencionó en el apartado anterior, para evitar ISI la duración del intervalo de guarda  $T_G$  ha de ser mayor que el intervalo de tiempo desde que se recibe la primera señal hasta que se recibe la última réplica por encima de un umbral de ruido. Este parámetro se denomina *maximum excess delay*  $\tau_e$ .

$$T_G > \tau_e \quad (5)$$

- La distancia entre subportadoras  $\Delta_f$  tiene que ser menor que el ancho de banda de coherencia  $B_C$ , el rango de frecuencias en el que el canal se puede considerar constante. La propia estructura de un símbolo OFDM rebaja esta exigencia ya que, en el caso de una señal de portadora única, el ancho de banda de dicha señal tendría que ser menor que  $B_C$ .
- La distancia entre subportadoras también ha de ser mucho mayor que la dispersión Doppler  $B_D$ , el ensanchado del espectro causado por el efecto Doppler. Se considera que, si esta condición se cumple, el efecto de esta dispersión en la comunicación es ignorable. De no cumplirse esta condición, se puede perder la ortogonalidad entre subportadoras.

$$B_D \ll \Delta_f < B_C \quad (6)$$

- La duración de la trama enviada ha de ser menor que el tiempo de coherencia  $T_C$ , el intervalo de tiempo en el que se puede considerar al canal constante. Este intervalo es inversamente proporcional a la dispersión Doppler y se puede definir, como regla general, como [2]

$$T_C = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_{Dm}^2}} = \frac{0.423}{f_{Dm}}, \quad (7)$$

donde  $f_{Dm}$  es el desplazamiento Doppler máximo esperable en el canal.

## 2.5 Tipos de radar OFDM

La popularidad de OFDM en la comunicación, usada en múltiples estándares de comunicación entre los que se encuentran LTE, 5G NR, WiFi y DVB-T, junto con la congestión del espectro electromagnético, genera un gran interés por desarrollar tanto radares pasivos como sistemas ISAC esta modulación. La complejidad de combinar ambas aplicaciones ha llevado a la propuesta de múltiples radares OFDM con distintas ventajas y desventajas.

En general, estos métodos propuestos para radar OFDM en la literatura se pueden dividir en tres grupos: procesado basado en correlación, procesado basado en periodograma y procesado basado en algoritmos de superresolución.

- El procesado basado en correlación es de uso común en otros sistemas radar y en consecuencia es el primer tipo de método que aparece en la literatura. El uso de prefijo cíclico en OFDM y la aleatoriedad de los símbolos de información generan dificultades poco comunes para este tipo de radar, que llevan a requerir modificaciones propias a OFDM para mejorar su rendimiento. [6] recoge y compara el rendimiento de varios de estos métodos.
- El periodograma es una técnica de estimación de densidad espectral de una señal, que permite distinguir las componentes de frecuencia dominantes en dicha señal. Los sistemas radar OFDM basados en periodograma utilizan características propias de OFDM para obtener una imagen 2D Doppler-distancia mediante el uso de esta técnica. Este método fue inicialmente publicado en [5] y múltiples modificaciones y estudios han sido publicados al respecto (por ejemplo [7], [8]), razón por la que hemos escogido implementar este método. Cabe destacar, como desventaja importante de este método que será relevante más adelante, que la resolución en distancia de este tipo de radar está fijada al ancho de banda de la señal enviada.
- Precisamente para evitar esta desventaja se ha experimentado en la literatura con algoritmos de superresolución como ESPRIT [9] y 2D-MUSIC [10], que como su nombre indica ofrecen mejor resolución que el procesado con periodograma a coste de requerir mejor relación señal a ruido (SNR) y el conocimiento previo del número aproximado de objetivos.

## 2.6 Modelo de señal

A continuación explicamos en detalle la teoría del método implementado en nuestro sistema. A la hora de implementar este algoritmo en un sistema real usando SDR, ciertas modificaciones han sido necesarias, que serán explicadas en capítulos posteriores.

Una trama de  $M$  símbolos OFDM consecutivos con  $N$  subportadoras se puede expresar analíticamente como [11]

$$x(t) = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{N-1} d_{Tx}(kN + l) \exp(j2\pi f_n t) \text{rect}\left(\frac{t - kT_o}{T_o}\right) \quad (8)$$

donde  $k$  es el índice de cada símbolo,  $l$  el índice de cada subportadora,  $f_n$  la frecuencia de cada subportadora y  $d_{Tx}(kN + l)$  representa los símbolos de datos modulados en el paso anterior a usar la transformada inversa de Fourier discreta (IDFT) para obtener el símbolo OFDM. El último término describe una ventana rectangular de duración  $T_o = T + T_G$ , siendo  $T$  el período de un símbolo y  $T_G$  la duración del intervalo de guarda.

Una vez la señal es reflejada por un objeto a distancia  $R$  y con una velocidad  $v$  que tiene asociado un desplazamiento Doppler  $f_D$ , la señal recibida, después de retirar el prefijo cíclico y realizar la transformada de Fourier discreta (DFT) en cada símbolo, se puede expresar como

$$y(t) = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{N-1} A(k, l) d_{Tx}(kN + l) \times \exp\left(j2\pi f_n \left(t - \left(\frac{2R}{c}\right)\right)\right) \exp(j2\pi f_D t) \text{rect}\left(\frac{t - kT_o - \frac{2R}{c}}{T_o}\right), \quad (9)$$

donde  $A(k, l)$  es el cambio de magnitud de la señal provocado por la atenuación en el trayecto y la cantidad de amplitud reflejada por el objeto reflectante.

El efecto del desplazamiento en el tiempo de la ventana es ignorable siempre que el  $T_G$  sea superior al tiempo de coherencia del canal.

Eliminando el término de la ventana y reordenando (9) queda

$$y(t) = \sum_{k=0}^{M-1} \exp(j2\pi f_D t) \sum_{l=0}^{N-1} A(k, l) d_{Tx}(kM + l) \exp(j2\pi f_n t) \exp\left(-j2\pi f_n \frac{2R}{c}\right) \quad (10)$$

Comparando (8) y (10) se puede observar en el primer y último término que la señal transmitida se ve modificada por dos cambios de fase, dependientes respectivamente de la distancia al reflector y la velocidad relativa entre reflector y transceptor.

El cambio de fase causado por el efecto Doppler es aproximadamente constante en todas las subportadoras de un mismo símbolo, siempre y cuando  $f_c \gg BW = \Delta_f N$ , donde  $\Delta_f = f_n - f_{n-1}$  es la separación entre subportadoras y  $BW$  el ancho de banda. Además, una misma subportadora en símbolos

consecutivos tendrá un cambio de fase lineal respecto a la duración del símbolo debido al cambio de  $t$  en  $\exp(j2\pi f_D t)$ .

Por otra parte, se puede ver que la distancia del objeto al sistema provoca un cambio de fase lineal que depende de la frecuencia de la subportadora pero no del tiempo, al contrario que en el caso anterior.

El hecho de que la distancia provoque un cambio de fase sólo dependiente de la frecuencia y de que la velocidad provoque un cambio de fase sólo dependiente del tiempo permite que se pueda estimar ambas de forma independiente.

Aprovechando esta característica, se puede representar (10) de forma más intuitiva reorganizando la trama enviada como una matriz  $(D_{Tx})_{k,l}$  en la que cada columna representa un símbolo y cada fila una subportadora. Haciendo lo mismo con la señal recibida resulta en

$$(D_{Rx})_{k,l} = \exp(j2\pi f_D T_O k) A(k, l) (D_{Tx})_{k,l} \exp\left(-j2\pi l \Delta_f \frac{2R}{c}\right) \quad (11)$$

Dividiendo ambos lados de la ecuación por la matriz de datos transmitidos se elimina el efecto de los mismos, quedando

$$(D)_{k,l} = (D_{Rx})_{k,l} / (D_{Tx})_{k,l} = \exp(j2\pi f_D T_O k) A(k, l) \exp\left(-j2\pi l \Delta_f \frac{2R}{c}\right) \quad (12)$$

Una vez realizada esta eliminación, se puede ver que el resultado obtenido está compuesto de dos sinusoides discretas y la atenuación de la señal recibida.

Teniendo en cuenta de que todas las operaciones hasta ahora son lineales, se puede generalizar (12) para el caso de  $H$  objetos reflectantes [12]:

$$(D)_{k,l} = \sum_{h=0}^{H-1} \exp(j2\pi f_{D,h} T_O k) A(k, l) \exp\left(-j2\pi l \Delta_f \frac{2R_h}{c}\right) \quad (13)$$

Reordenando (13) de la forma

$$(D)_{k,l} = \sum_{h=0}^{H-1} A(k, l) \exp(j2\pi f_{D,h} T_O k) \exp\left(-j2\pi l \Delta_f \frac{2R_h}{c}\right) \quad (14)$$

y observando que la primera senoide depende de  $k$  y la segunda de  $l$ , se puede apreciar mejor que la aportación de cada objeto a la matriz  $(D)_{k,l}$  es el producto exterior de ambas sinusoides y por tanto  $(D)_{k,l}$  es una suma de productos exteriores.

Se puede visualizar mejor las afirmaciones dichas hasta ahora representado las sinusoides como

$$u_{R_h}(l) = \exp\left(-j2\pi l \Delta_f \frac{2R_h}{c}\right) \quad (15)$$

Planteamiento del problema

y

$$u_{v_h}(k) = \exp(j2\pi f_{D,h} T_o k) \quad (16)$$

y representado (14), ignorando el término  $A(k, l)$  por simplicidad, como

$$D = \sum_{h=0}^{H-1} u_{R_h} * u_{v_h} = \sum_{h=0}^{H-1} \begin{bmatrix} 1 & u_{v_h}(1) & \cdots & u_{v_h}(M-1) \\ u_{R_h}(1) & u_{R_h}(1)u_{v_h}(1) & \cdots & u_{R_h}(1)u_{v_h}(M-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ u_{R_h}(N-1) & u_{R_h}(N-1)u_{v_h}(1) & \cdots & u_{R_h}(N-1)u_{v_h}(M-1) \end{bmatrix} \quad (17)$$

El desarrollo teórico descrito hasta ahora deja ver que es posible la estimación del entorno con un radar OFDM mediante la estimación de las frecuencias de una superposición de sinusoides discretas, en ambas dimensiones de la matriz  $D$ .

## 2.7 Periodograma

Una herramienta común a la hora de hallar frecuencias superpuestas en una dimensión es el periodograma, que se define para una señal discreta en el tiempo  $s(k)$  como

$$Per_{s(k)}(n) = \frac{1}{N} \left| \sum_{k=0}^{N-1} s(k) \exp\left(-j2\pi \frac{nk}{N_{per}}\right) \right|^2 = \frac{1}{N} |DFT_{N_{per}}[s(k)]|^2, \quad (18)$$

donde  $N_{per}$  no es necesariamente igual a  $N$ , aunque lo es en este proyecto por razones que se explicarán más adelante.

Reemplazando  $s(k)$  en (18) por  $\sum_{h=0}^{H-1} \exp(j2\pi f_{D,h} T_o k)$  de (13) se obtiene un periodograma en el que la posición de los picos de potencia corresponde con la influencia en la fase de las tramas reflejadas causada por el efecto Doppler.

Por otra parte, y como se dijo anteriormente, la distancia de un objeto reflectante ejerce una influencia en la fase de la trama que es solo dependiente de la frecuencia de cada subportadora. Este desplazamiento de fase es sinusoidal y, por tanto, aplicando

$$\left| IDFT \left[ \exp\left(-j2\pi l \Delta_f \frac{2R_h}{c}\right) \right] \right|^2 \quad (19)$$

se pueden obtener los distintos valores de  $R_h$  que corresponden a picos de esta función.

Estos dos últimos pasos se pueden implementar de forma conjunta trabajando directamente con la matriz  $D$  y combinando (18) y (19), creando un periodograma 2D que se define en [12] como

$$Per_D(n, m) = \frac{1}{NM} \left| \sum_{k=0}^{N_{Per}-1} \left( \sum_{l=0}^{M_{Per}-1} (D)_{k,l} \exp\left(-j2\pi \frac{lm}{M_{Per}}\right) \right) \exp\left(j2\pi \frac{kn}{N_{Per}}\right) \right|^2 \quad (20)$$

Esto es equivalente a realizar primero una DFT de longitud  $M_{Per}$  a cada fila de  $D$ , seguido por una IDFT de longitud  $N_{Per}$  a cada columna de  $D$ , dando directamente como resultado una imagen de radar 2D que muestra la velocidad relativa de cada reflector en el eje horizontal y la distancia en el eje vertical.

A partir de (18), (19) y (20) se puede ver cómo las coordenadas de la matriz  $Per_D$  se relacionan con distancia y velocidad relativa, de la forma

$$\frac{n}{N_{Per}} = \Delta_f \frac{2R}{c} \quad (21)$$

y usando (4)

$$\frac{m}{M_{Per}} = f_D T_o = \frac{2vf_c T_o}{c}. \quad (22)$$

Cabe destacar un detalle importante sobre  $Per_D$  y una de las asunciones hechas hasta ahora. Se ha comentado que el desplazamiento de fase causado por el efecto Doppler es aproximadamente constante en todas las subportadoras de un mismo símbolo, siempre y cuando  $f_c \gg BW$ . Sin embargo, el efecto Doppler varía con la frecuencia de cada subportadora y por tanto estas dejan de ser ortogonales, ensanchando el espectro. Este efecto se puede ver en la figura 3, usando la herramienta desarrollada para este proyecto para simular las réplicas de dos objetos, con  $R=30$ ,  $v=0$  y  $R=20$ ,  $v=5$ .

## Planteamiento del problema

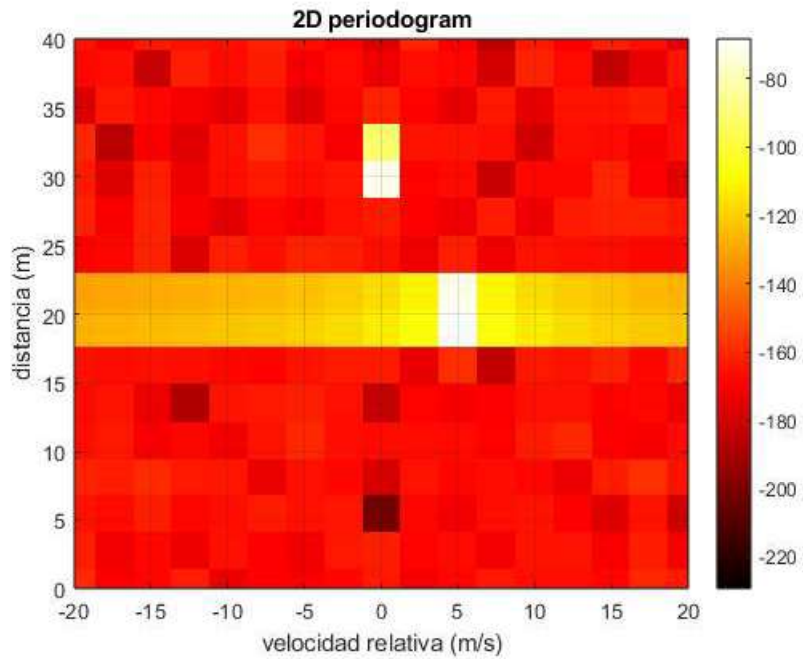


FIGURA 3 SIMULACIÓN DE OBJETOS CON Y SIN VELOCIDAD RELATIVA

Para paliar este problema se puede multiplicar la matriz  $D$  por una función ventana en ambas dimensiones antes de calcular  $Per_D$ . Sin embargo, esto tiene el efecto de disminuir la resolución del radar, ya que este proceso ensancha el lóbulo principal, por lo que es necesario llegar a un compromiso. En la figura 4 se puede ver el efecto que la ventana Hamming en ambas dimensiones ejerce en el mismo escenario que la figura 3.

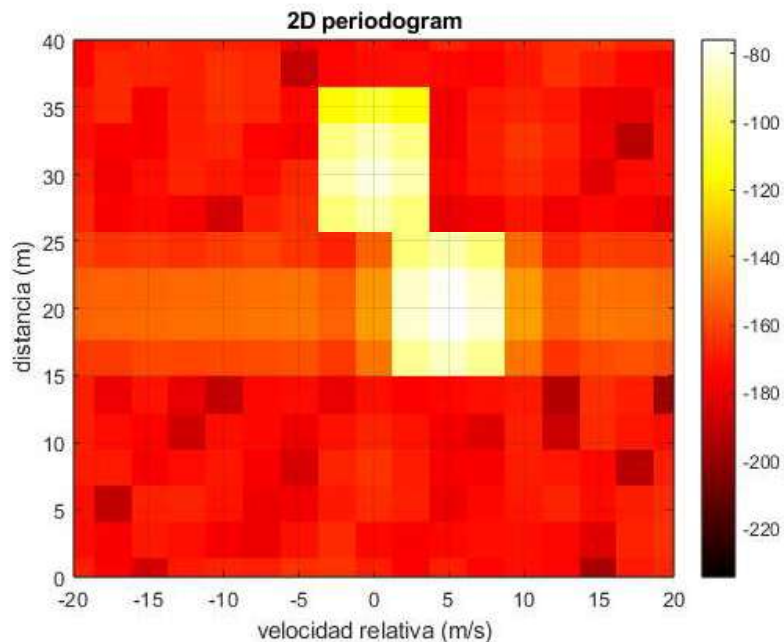


FIGURA 4 EFECTO DEL ENVENTANADO EN LA SIMULACIÓN DE OBJETOS CON Y SIN VELOCIDAD RELATIVA

En conclusión y resumiendo lo desarrollado en este apartado, se puede implementar un algoritmo que, al menos de forma teórica, permite usar una trama de símbolos OFDM para estimar el entorno. Este algoritmo elimina el efecto que la aleatoriedad de los datos enviados en la trama ejerce en la estimación, y permite estimar la distancia y velocidad relativa de objetos reflectantes de forma independiente.

Para ello se realizan los siguientes pasos:

- Se genera la matriz de datos modulados  $D_{Tx}$  con  $N$  filas y  $M$  columnas, donde  $N$  es el número de subportadoras por símbolo y  $M$  el número de símbolos transmitidos.
- Se calcula la IDFT de cada columna de la matriz  $D_{Tx}$  y se le añade un prefijo cíclico, formando  $M$  símbolos OFDM de duración  $T_0$  que se transmiten de forma consecutiva.
- Simultáneamente y a lo largo de todo el tiempo de transmisión de la trama, el receptor captura  $MT_0$  subportadoras.
- Las muestras obtenidas se dividen en  $M$  grupos a los que se les retira un número de muestras igual a la duración del prefijo cíclico  $T_G$ , y se calcula su DFT.
- El resultado anterior se reorganiza formando la matriz  $D_{Rx}$  con  $N$  filas y  $M$  columnas.
- Se obtiene la matriz  $D$  dividiendo elemento a elemento  $D_{Rx}$  por  $D_{Tx}$ .
- De forma opcional se multiplica  $D$  por una función ventana en una o ambas dimensiones.
- Se calcula la DFT de cada fila de la matriz  $D$ .
- Se calcula la IDFT de cada columna de la matriz obtenida en el paso anterior.

Manipulando la matriz  $Per_D$  obtenida en el último paso, se puede obtener una representación visual de los reflejos capturados mostrando su velocidad relativa en el eje horizontal y su distancia en el eje vertical.

## 2.8 Parámetros límites del radar

Cuatro parámetros importantes para cualquier radar distancia-Doppler son la resolución de distancia  $\Delta_R$ , distancia máxima  $R_{max}$ , resolución de velocidad  $\Delta_v$  y velocidad máxima  $v_{max}$  [12].

$\Delta_D$  se puede obtener a partir de (21), despejando  $R$  con  $n = 1$  y  $N_{per} = N$ . Esto da como resultado

$$\Delta_D = \frac{c}{2N\Delta_f}, \quad (23)$$

donde se puede ver que la resolución de distancia depende exclusivamente del ancho de banda de la señal, ya que como se dijo antes,  $BW = N\Delta_f$ . Esta relación entre ancho de banda y resolución es la que intentan romper los algoritmos de superresolución mencionados antes.

De la misma manera, a partir de (22) y despejando  $v$  con  $m = 1$  y  $M_{per} = M$ ,

## Planteamiento del problema

$$\Delta_v = \frac{c}{2MT_0f_c} \quad (24)$$

Teniendo en cuenta que  $T_0 = T + T_G = 1/\Delta_f + T_G$ , queda claro que cualquier intento de mejorar una resolución modificando  $\Delta_f$  perjudica a la otra.

En un principio se puede pensar que la distancia máxima se puede calcular de forma similar, a partir de (21) y despejando  $R$  con  $n = N$  y  $N_{\text{Per}} = N$ . Sin embargo, cualquier distancia que lleve asociada un retraso superior a  $T_G$  no es aceptable debido a la ISI que se puede generar y, en consecuencia,  $R_{\text{max}}$  se puede calcular a partir de (3) como

$$R_{\text{max}} = \frac{T_G c}{2} \quad (25)$$

No obstante, en la práctica el factor limitante para la distancia máxima es la relación de señal a ruido, ya que la potencia máxima transmitida está limitada por regulaciones, y tanto los sistemas radar como los de comunicaciones necesitan un mínimo de SNR para trabajar con precisión [5].

Respecto a la velocidad máxima, aunque en principio se podría obtener de la matriz  $D$  una  $|v_{\text{max}}|$  despejando  $v$  en la ecuación (22) con  $m = M/2$  y  $M_{\text{Per}} = M$ , esta  $v_{\text{max}}$  resultante lleva asociada una frecuencia Doppler  $f_{D\text{max}} = 2v_{\text{max}}f_c/c$ . Teniendo en cuenta que  $f_{D\text{max}}$  debería ser mucho menor que la distancia entre subportadoras para proteger de la dispersión Doppler, esta  $v_{\text{max}}$  restringe el rango de valores posible para  $\Delta_f$ . En la práctica  $v_{\text{max}}$  es un valor que se escoge a partir de cuál es la velocidad máxima esperable en el entorno del radar.

En [7] se presenta una modificación al procesado que amplía el rango de valores de  $\Delta_f$  a  $f_{D\text{max}} < \Delta_f/2$  en vez de  $f_{D\text{max}} < \Delta_f/10$ . Sin embargo esta modificación al procesado requiere de repetir el mismo símbolo a lo largo de la trama, impactando gravemente la tasa de información del sistema combinado, por lo que no ha sido implementada en nuestro sistema.

## 2.9 Detección de objetos

Una vez calculada  $Per_D$ , es necesario implementar una técnica que permita detectar máximos en la matriz y decida si estos máximos se corresponden con blancos válidos o falsas alarmas. Para ello la amplitud de cada celda de  $Per_D$  se compara con un valor umbral, que es seleccionado con el fin de conseguir la mayor probabilidad de detección posible para una relación señal a ruido (SNR) y una probabilidad de falsa alarma determinadas [13].

En sistemas de radar es común el uso de un algoritmo de detección que tenga una tasa constante de falsa alarma (CFAR). Para conseguir esto, estos detectores cambian el valor umbral en función del ruido e interferencias que haya en el entorno.

En concreto para el detector implementado, se puede obtener el nivel de ruido en la matriz  $Per_D$  aprovechando el conocimiento de las limitaciones del radar mencionadas en el apartado anterior. Como se dijo, solo una porción del periodograma es útil para radar. En concreto para el eje de la

distancia, valores de  $n$  altos se corresponden con una distancia tal que la señal reflejada no es detectable por el receptor. Por ello, se puede obtener una estimación del nivel de ruido promediando los valores de varias filas de  $Per_D$ , siempre y cuando el índice de dichas filas sea superior al valor de  $n$  asociado con  $R_{max}$  usando (21). En la figura 5 se pueden ver las celdas con un valor por encima del umbral en el escenario que se ha estado usando hasta ahora.

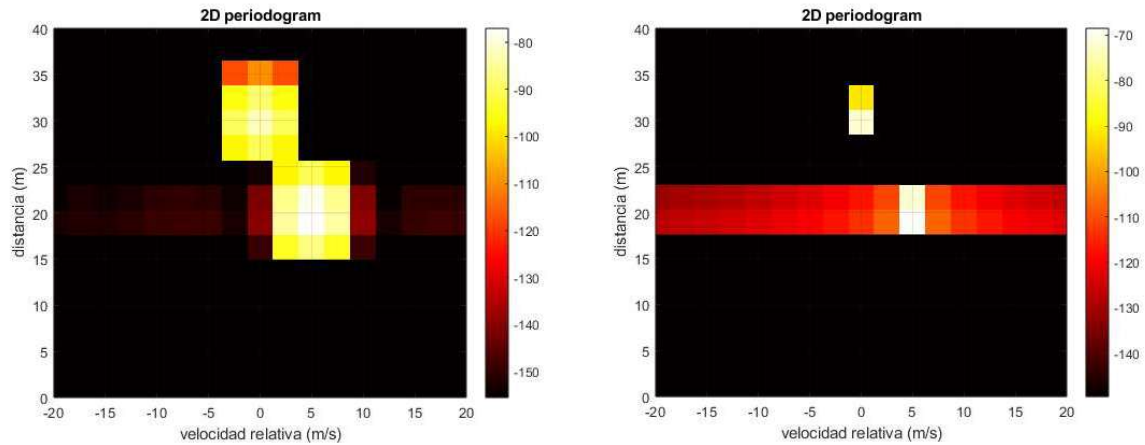


FIGURA 5 VISUALIZACIÓN DEL EFECTO DEL UMBRAL CON Y SIN ENVENTANADO

Un detalle importante a la hora de seleccionar filas para calcular el nivel de ruido, que ha llevado a errores ya depurados en la realización de este proyecto, es la naturaleza cíclica del periodograma. Aunque no se puedan detectar blancos a valores de  $n$  cercanos a  $N$ , los lóbulos secundarios de picos cercanos a  $n = 1$  se extienden a los valores altos, afectando a la estimación del nivel de ruido. Por ello es importante estimar el nivel de ruido utilizando filas en un rango intermedio.

## 2.10 Estimación de objetos

Una vez que se detecta una señal por encima del umbral del algoritmo de detección, se pueden estimar los parámetros del blanco correspondiente a dicha señal. La opción más directa para obtener estas estimaciones sería calcular la velocidad  $v_H$  y la distancia  $R_H$  del blanco a partir de los índices de la matriz  $Per_D$  donde se encuentre el máximo, usando (22) y (21) respectivamente.

Sin embargo, el uso de DFT y IDFT para generar  $Per_D$  implica un muestreo de la matriz  $D$ . Esto se traduce en errores de estimación cuando  $v$  y  $R$  no se corresponden con valores enteros de  $m$  y  $n$ , y en pérdida de la amplitud del pico de la señal, que se denomina *straddle loss*. Esta pérdida es la diferencia de magnitud entre el máximo detectado y el máximo que se obtendría al realizar un periodograma continuo. Valores no enteros de  $m$  y  $n$  también implican que parte de la energía del máximo cae en el siguiente *bin*, ensanchando el lóbulo principal. Este efecto se puede ver en la figura 3, donde por cada blanco se ven dos muestras en el eje de la distancia, a pesar de que, en ausencia de cualquier tipo de distorsión, el cambio de fase producido por la distancia se corresponde con una única sinusoide.

## Planteamiento del problema

### 2.10.1 Zero-padding

Una forma de contrarrestar esta pérdida es el uso de *zero-padding*. Realizando las DFT y IDFT con tamaño  $M_{Per}$  y  $N_{Per}$  respectivamente, donde  $M_{Per} > M$  y  $N_{Per} > N$ , se obtiene un periodograma con mayor resolución visual. En la figura 6 se puede ver el efecto de este procedimiento.

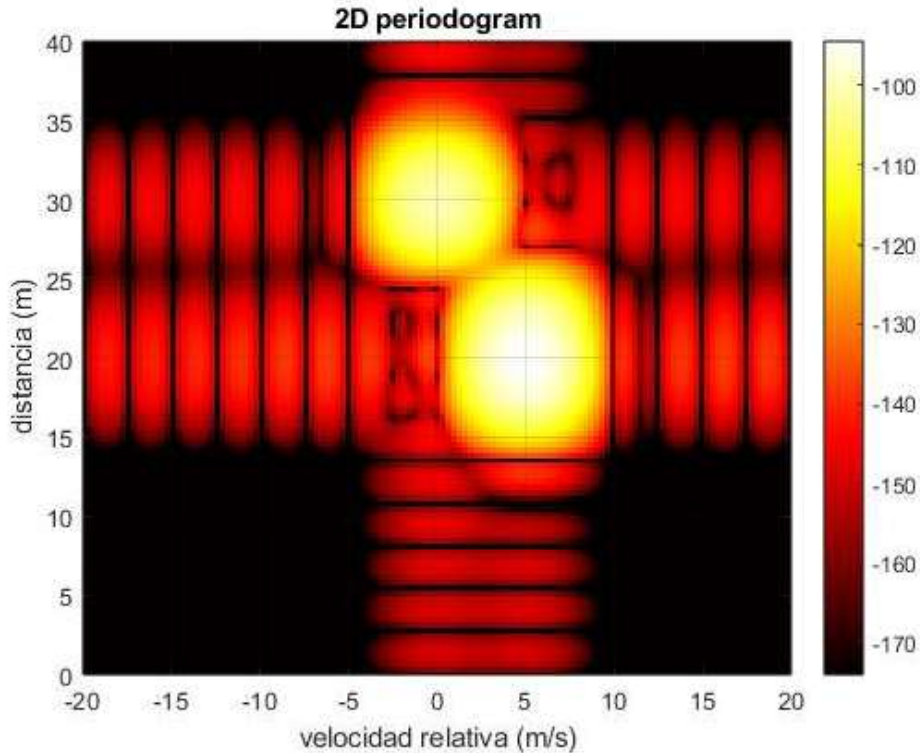


FIGURA 6  $N_{Per}=8N$ ,  $M_{Per}=8M$ , VENTANA HAMMING EN AMBAS DIMENSIONES

A partir de este periodograma se puede estimar con mayor precisión los valores de  $v$  y  $R$  correctos tomando directamente los índices de los máximos del periodograma, a cambio de elevar el coste computacional. Este coste rápidamente se vuelve excesivo con el incremento de  $M_{Per}$  y  $N_{Per}$  ya que se trabaja en dos dimensiones. Sin embargo, si es necesario se pueden combinar distintos incrementos de  $M_{Per}$  y  $N_{Per}$  para reducir el aumento de dicho coste, aprovechando la independencia de ambas dimensiones.

Es importante mencionar que la mayor resolución visual obtenida no implica una mayor resolución de velocidad y distancia del sistema, ya que rellenar con ceros no añade nueva información al espectro, y por tanto la única función de esta herramienta es reducir el error de cuantización.

Independientemente de su función dentro del sistema, a lo largo del proyecto hemos usado la mejora de visualización que ofrece esta técnica para detectar errores en la implementación del sistema.

### 2.10.2 Interpolación cuadrática

Otra técnica para combatir el error de cuantización es la interpolación cuadrática, en combinación con *zero-padding*. Teniendo en cuenta que el máximo del periodograma tiene que coincidir con un punto alto de una parábola, pero no necesariamente el vértice de la misma, se puede usar este punto

y adyacentes para estimar la localización de su máximo, que se corresponderá con una estimación con menor error de  $v$  y  $R$ .

Se puede ver en anteriores figuras (por ejemplo, en la figura 3) que, especialmente en el caso de no usar ventanas, no se puede garantizar que los puntos adyacentes a máximos formen parte del lóbulo principal. Para asegurar que dichos puntos adyacentes formen parte de la parábola es necesario que  $M_{per} \geq 2M$  y  $N_{per} \geq 2N$ .

Esta técnica fue en un principio implementada en nuestro sistema, pero consideramos que la mejora en estimación no era suficiente y por tanto su implementación fue desechada.

### 2.10.3 Estimación por optimización

La solución implementada para detectar objetivos con mayor precisión usa el mismo concepto que la interpolación cuadrática de encontrar el vértice de la parábola a partir de un punto cercano al máximo, pero no usa dicha interpolación y no necesita de *zero-padding*, razón por la que se menciona en el apartado 2.7 que, a efectos prácticos para este sistema,  $M_{per} = M$  y  $N_{per} = N$ .

Esta estimación tiene dos pasos. En el primer paso, se genera  $Per_D$  sin *zero-padding* y a partir de esta matriz se obtienen los índices  $\hat{n}$  y  $\hat{m}$  del máximo, que sirven como una aproximación.

Como se dijo anteriormente, este punto tiene que estar en el lóbulo principal del máximo real, y tiene que ser el punto con valores enteros de  $n$  y  $m$  más cercano a dicho máximo, de índices  $\tilde{n}$  y  $\tilde{m}$ . Jun-tando estas dos características se llega a la conclusión de que, para  $M_{per} = M$  y  $N_{per} = N$ ,  $\hat{n} - 0.5 \leq \tilde{n} \leq \hat{n} + 0.5$  y de forma equivalente  $\hat{m} - 0.5 \leq \tilde{m} \leq \hat{m} + 0.5$ .

El segundo paso consiste en usar de nuevo (20). A partir de  $\hat{n}$  y  $\hat{m}$  y con los rangos establecidos, la obtención de  $\tilde{n}$  y  $\tilde{m}$  se consigue resolviendo

$$(\tilde{n}, \tilde{m}) = \underset{n,m}{\operatorname{argmax}} Per_D(n, m) \quad (26)$$

donde  $\hat{n} - 0.5 \leq n \leq \hat{n} + 0.5$  y  $\hat{m} - 0.5 \leq m \leq \hat{m} + 0.5$ .

Una vez calculadas  $\tilde{n}$  y  $\tilde{m}$ , podemos calcular la magnitud del máximo a partir de  $Per_D(\tilde{n}, \tilde{m})$ , mini-mizando la pérdida de muestreo.

En la figura 7 se puede ver la mejora de precisión en la detección de un objeto simulado con  $R=20$ ,  $v=7$ . La cruz verde se corresponde con  $(\hat{n}, \hat{m})$  y la cruz azul con  $(\tilde{n}, \tilde{m})$ .

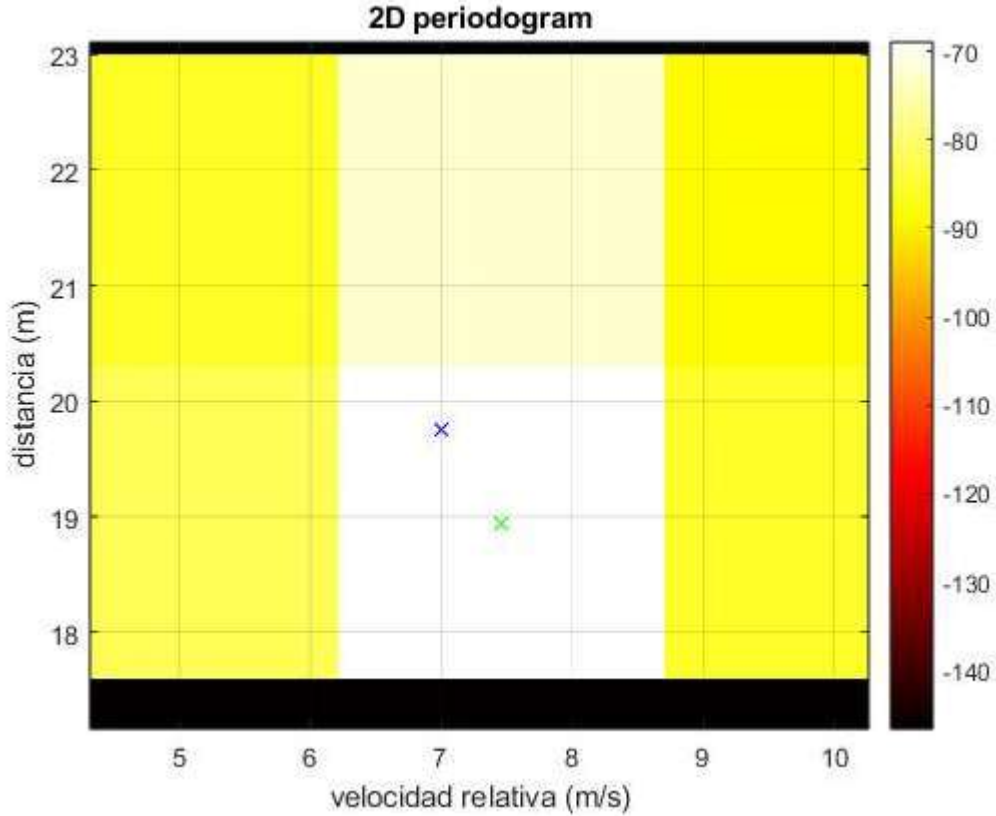


FIGURA 7 COMPARATIVA DE ESTIMACIONES

### 2.11 Detección de múltiples objetos

Con el fin de detectar y estimar de forma automática múltiples objetos, implementamos un algoritmo recursivo que se aprovecha de las características del periodograma, basado en [12].

Como se puede ver en la ecuación (14), la señal recibida se compone de un sumatorio de ondas multitrayecto, donde cada una se puede modelar como el producto exterior de dos sinusoides discretas,  $\exp(j2\pi f_{D,h} T_O k)$  y  $\exp(-j2\pi l \Delta_f \frac{2R_h}{c})$ . Calculando  $(\tilde{n}_h, \tilde{m}_h)$  de un blanco  $h$  con el método de estimación por optimización, y aplicando (21) y (22), podemos reconstruir la señal recibida por un trayecto de la forma

$$(D_h)_{k,l} = \exp\left(j2\pi k \frac{\tilde{m}_h}{M_{Per}}\right) \exp\left(-j2\pi l \frac{\tilde{n}_h}{N_{Per}}\right) \quad (27)$$

Esta reconstrucción es procesada de la misma forma que la matriz  $D$ , generando  $Per_{D_h}$ . A partir de aquí, y normalizando ambos periodogramas, podemos eliminar la influencia de  $h$  en  $Per_D$  mediante

$$Per_{D_2} = Per_D - Per_{D_h} Per_D(\tilde{n}_h, \tilde{m}_h), \quad (28)$$

y teóricamente se puede aplicar sucesivamente para cada blanco hasta que ninguna celda de  $Per_D$  sobrepase el umbral de detección.

Sin embargo, a la hora de realizar simulaciones observamos que, mientras que el periodograma de la reconstrucción  $Per_{D_h}$  tiene un máximo en la posición esperada, su comportamiento difiere en el eje de la distancia. Todo valor de  $\tilde{n}_h$  que no sea un número entero da lugar a dos picos para los dos valores de  $n$  más cercanos,  $\text{suelo}(\tilde{n}_h)$  y  $\text{suelo}(\tilde{n}_h) + 1$ , con una caída abrupta. Este comportamiento es equivalente al espectro de dos sinusoides.

En cambio,  $Per_{D_h}$  representa el espectro de una única senoide cuya frecuencia cae entre medias de dos bins del periodograma, dando lugar a un alzamiento del espectro. Este alzamiento tiene un efecto reducido en caso de usar enventanado previo al procesado del periodograma, pero sigue posibilitando la eliminación indebida de detecciones a mayor distancia y velocidad relativa similar.

Este problema lo pudimos solucionar cambiando el método de generación de  $Per_{D_h}$ , teniendo en cuenta el comportamiento de la influencia de  $h$  en  $Per_D$  en vez de reconstruir directamente  $D_h$  a partir de  $\tilde{n}_h$  y  $\tilde{m}_h$ . Esto lo conseguimos calculando

$$(D_{h1})_{k,l} = \exp\left(j2\pi k \frac{\tilde{m}_h}{M_{Per}}\right) \exp\left(-j2\pi l \frac{\text{suelo}(\tilde{n}_h)}{N_{Per}}\right) \quad (29)$$

$$(D_{h2})_{k,l} = \exp\left(j2\pi k \frac{\tilde{m}_h}{M_{Per}}\right) \exp\left(-j2\pi l \frac{\text{suelo}(\tilde{n}_h) + 1}{N_{Per}}\right) \quad (30)$$

$$Per_{D_2} = Per_D - Per_{D_{h1}} Per_D(\text{suelo}(\tilde{n}_h), \tilde{m}_h) - Per_{D_{h2}} Per_D(\text{suelo}(\tilde{n}_h) + 1, \tilde{m}_h), \quad (31)$$

que se traduce en simular dos blancos con la misma velocidad relativa correspondiente a  $\tilde{m}_h$  y distancias correspondientes con  $\text{suelo}(\tilde{n}_h)$  y  $\text{suelo}(\tilde{n}_h) + 1$  respectivamente.

En la figura 8 se puede comparar el periodograma generado por ambos métodos previamente mencionados con el periodograma de un único objeto simulado con  $R=20$ ,  $v=5$ . Se puede ver cómo usando el primer método el espectro cae lentamente, facilitando el ocultado de otros objetos, y también se puede ver que el periodograma de la segunda reconstrucción es prácticamente idéntico al original.

## Planteamiento del problema

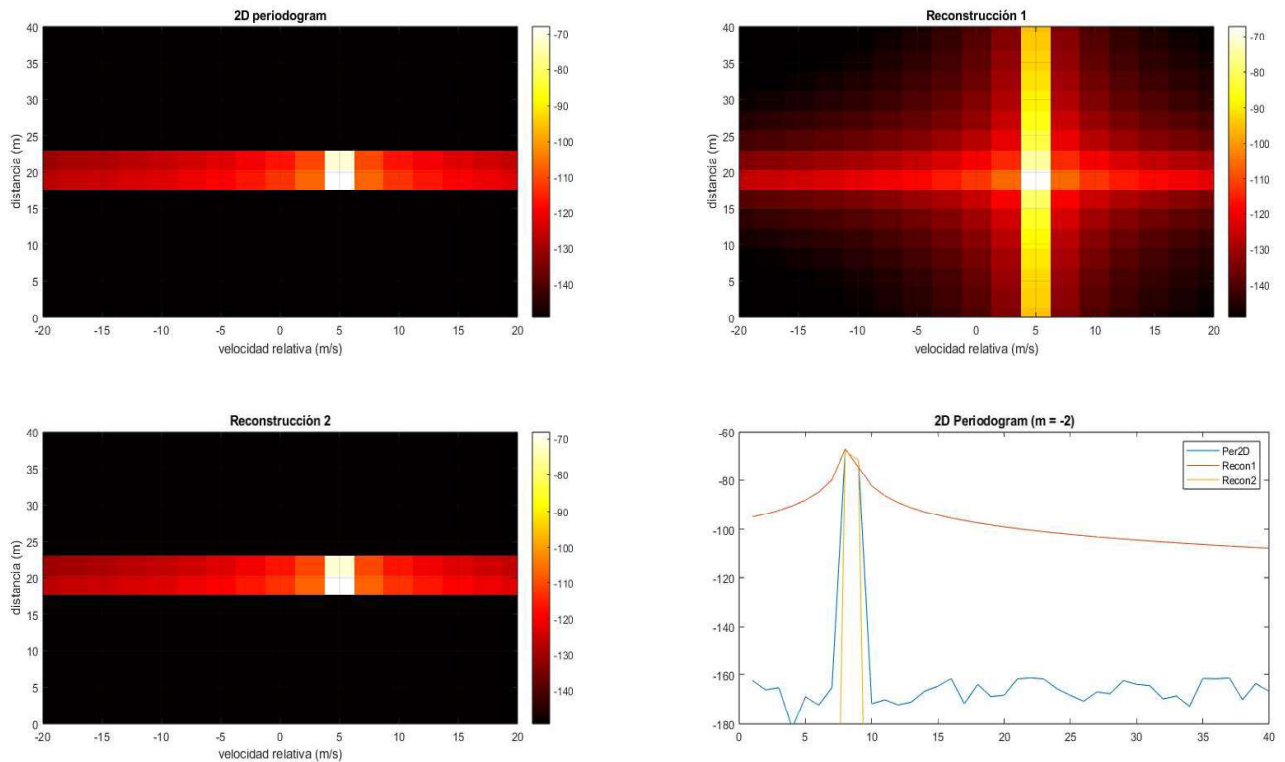


FIGURA 8 COMPARACIÓN DE PERIODOGRAMAS 2D DE OBJETO SIMULADO Y DOS MÉTODOS DE RECONSTRUCCIÓN

Sin embargo, al realizar pruebas con SDR comprobamos que el comportamiento del periodograma del camino directo en la señal recibida se corresponde con el primer método de reconstrucción, estando la mayor parte del espectro alzado por debajo del nivel de ruido. El segundo método de reconstrucción es sólo útil a la hora de trabajar con la simulación implementada, siendo la diferencia de comportamiento causada por el método de cálculo de dicha simulación.

Por otra parte, para lograr una buena reconstrucción es indispensable estimar con buena precisión, lo que nos lleva a usar la estimación por optimización descrita en el apartado anterior. Esta estimación usa la matriz  $D$  original, que no se ve afectada por el algoritmo de eliminación de objetos, lo que provoca errores en la eliminación de objetos con distancia y velocidad relativa similares.

Estos errores no afectan a la primera detección, lo que nos permite utilizar este método, sin recursión, para eliminar el efecto de la primera detección en el periodograma, que como se verá más adelante se corresponderá con la señal directa de transmisor a receptor.

## 3 Hardware: Radio definida por software

En este capítulo se describen las características generales de una radio definida por software (SDR), se describe las aplicaciones y entornos de desarrollo que se han barajado para este proyecto que permiten trabajar con las SDR, y se presentan algunos de los modelos de SDR más populares para dar contexto a las capacidades del modelo usado. Finalmente se detallan las características del modelo usado en este proyecto y las limitaciones que impone en los parámetros posibles del prototipo radar.

### 3.1 Introducción a SDR

Como se dijo en la introducción, una radio definida por software es una radio en la que la mayoría de las funciones de procesamiento de señal realizadas previamente por componentes hardware se realizan mediante software en una unidad de procesamiento.

En una de sus definiciones originales, una radio definida por software ideal estaría compuesta simplemente por antenas, conversores digital/analógico (DAC) y analógico/digital (ADC), y la unidad de procesamiento. Aunque esta SDR ideal no es posible de forma práctica, los avances tecnológicos de los últimos años permiten reemplazar cada vez más componentes analógicos, haciendo posible las SDR actuales.

Debido a este cambio de estructura, las SDR ofrecen flexibilidad en su configuración, permitiendo la transmisión y recepción de múltiples protocolos de radio en un amplio rango del espectro. Esta facilidad a la hora de cambiar parámetros de la radio permite también su uso como herramienta de validación de sistemas experimentales sin tener que modificar físicamente la radio o reemplazar componentes cuando se cambia el sistema, razón por la que esta tecnología ha sido indispensable a la hora de realizar y validar un prototipo de radar OFDM.

### 3.2 Aplicaciones y entornos de desarrollo SDR

A continuación se describen los tres entornos de desarrollo que se consideraron para realizar el proyecto: GNU Radio, MATLAB y Simulink.

“GNU Radio es un conjunto de herramientas de desarrollo de software libre y de código abierto que proporciona bloques de procesamiento de señales para implementar radios por software [14].” Aunque GNU Radio soporta trabajar con los lenguajes de programación C++ y Python, este entorno de desarrollo cuenta con la interfaz gráfica GNU Radio Companion que permite trabajar con diagramas de flujos, facilitando el desarrollo de aplicaciones y la visión de resultados en gráficas a tiempo real.

La naturaleza modular y de código abierto, junto con la posibilidad de generar aplicaciones sin escribir código hacen de GNU Radio una herramienta popular. Sin embargo, esto tiene como consecuencia una escasa documentación, sobre todo a la hora de generar bloques nuevos, lo que puede limitar su flexibilidad.

## Hardware: Radio definida por software

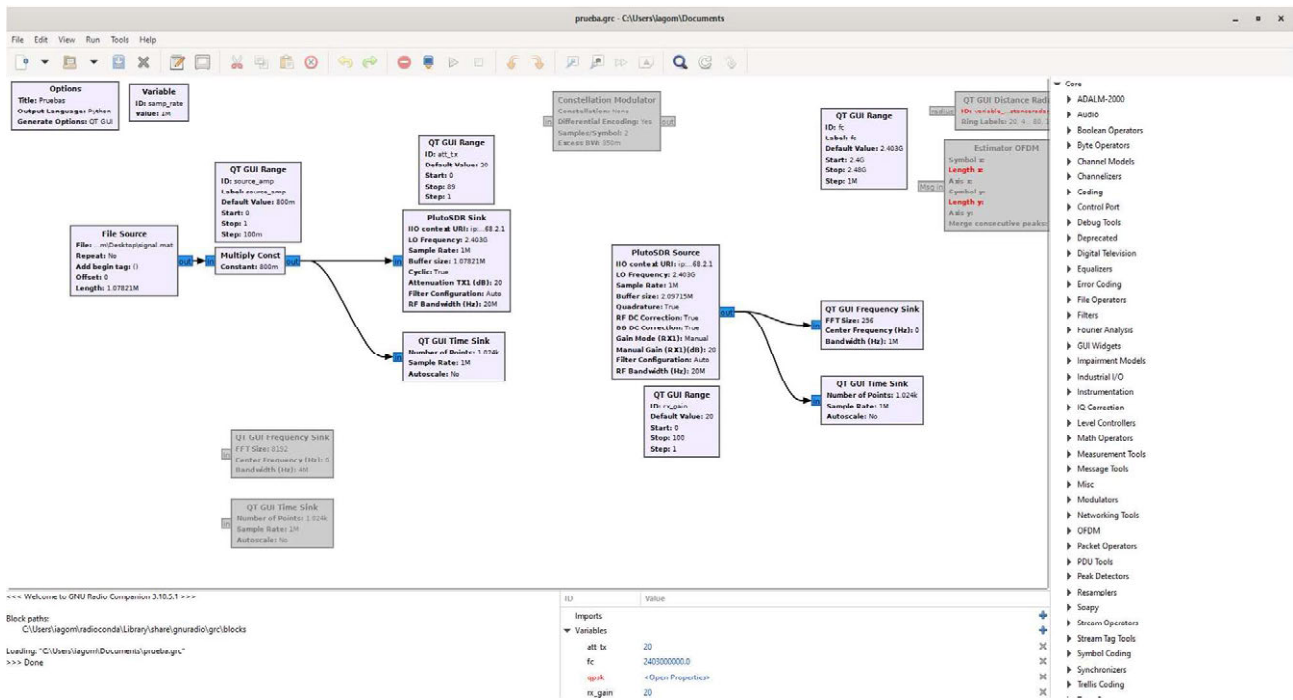


FIGURA 9 EJEMPLO DE APLICACIÓN EN GNU RADIO COMPANION

MATLAB [15] es en cambio una plataforma de desarrollo propietaria con un entorno de desarrollo integrado y lenguaje de programación propios. Aunque en sus orígenes era una herramienta dedicada al cómputo de matrices y cálculos numéricos, MATLAB ofrece toolboxes que permiten ampliar sus capacidades, entre las que se encuentra el soporte para trabajar con hardware SDR.

En contraste con GNU Radio, MATLAB ofrece soporte a una menor variedad de radios, a cambio de una documentación más extensa.

Simulink [16] es un entorno gráfico de programación integrado en MATLAB, que permite diseñar y simular sistemas a tiempo real mediante diagramas de bloques, de forma similar a GNU Radio Companion, entorno con el que comparte un desarrollo más intuitivo de proyectos a cambio de menor flexibilidad. Ofrece también soporte a SDR gracias a paquetes de bloques, compartiendo la misma ventaja de buena documentación de MATLAB y menos variedad de radios con soporte que GNU Radio.

Por último, IIO Oscilloscope [17] es una aplicación desarrollada por Analog Devices que permite interactuar con hardware SDR con sistema Linux, como es el caso de ADALM-PLUTO, de la misma compañía. Esta aplicación permite cambiar directamente múltiples configuraciones del hardware, y ofrece múltiples tipos de gráficas y modos de prueba que son útiles para familiarizarse con las funcionalidades del hardware.

### 3.3 Modelos de SDR

En la actualidad existe una gran variedad de dispositivos SDR con amplio rango de características y precio. Para dar contexto, en este apartado se presentan las principales características de tres modelos populares. Se adelanta que para el sistema radar propuesto, son de particular importancia el ancho de

banda instantáneo máximo de los dispositivos, el método de transporte de datos a la unidad de procesado, la capacidad de iniciar simultáneamente transmisión y recepción, y la sincronización de reloj entre transmisión y recepción.

### 3.3.1 RTL-SDR

Los dispositivos RTL-SDR [18] son adaptadores USB basados en el circuito integrado Realtek RTL2832U, cuya función original era la sintonización de televisión digital terrestre (DVB-T). Se descubrió que este circuito integrado permitía transferir directamente muestras I/Q en banda base sin procesar al ordenador. Gracias a esta capacidad y el coste bajo de estos adaptadores USB, se ha convertido en posiblemente el dispositivo SDR más popular del mundo.

Estos dispositivos cuentan con un ancho de banda instantáneo máximo de 2,4 MHz, aunque teóricamente sería posible un ancho de banda de 3,2 MHz. Por otra parte el modelo del sintonizador influye en el rango de frecuencias, teniendo el sintonizador de mayor rango, Elonics E4000, un rango de frecuencias de 52 a 2200 MHz.

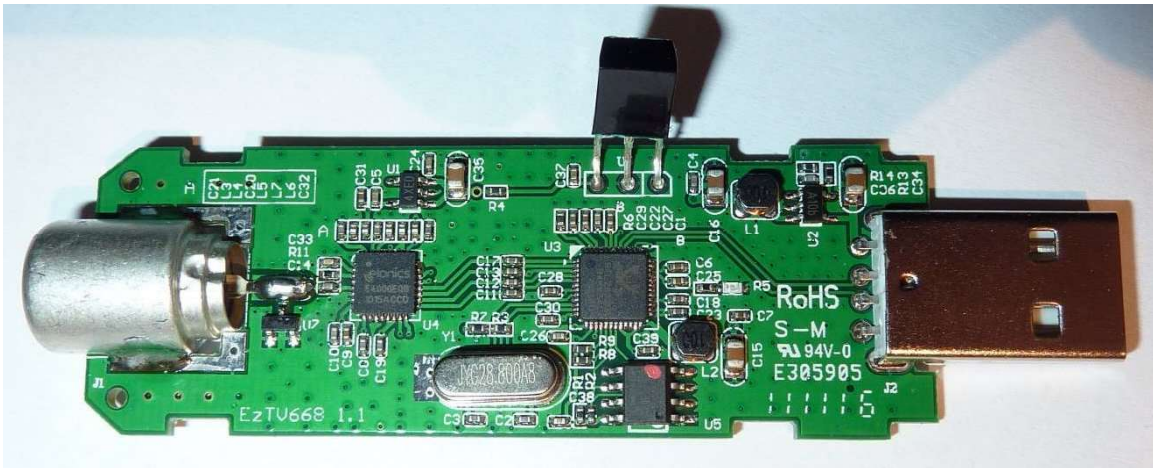


FIGURA 10 FOTO DE LA PLACA DE CIRCUITO IMPRESO DEL MODELO EZCAP

### 3.3.2 HackRF One

HackRF One [19] es un dispositivo SDR de código abierto diseñado por Great Scott Gadgets. Algunas de sus características más importantes para este proyecto son:

- Rango de frecuencias: 1 MHz – 6 GHz.
- Ancho de banda instantáneo: hasta 20 MHz.
- Transmisión semidúplex.
- Conexión USB 2.0
- Capacidad de sincronización de inicio de transmisión/recepción entre dos HackRF One o con otro dispositivo, con un error menor que el período de muestreo.
- Sincronización de reloj entre dos HackRF One, usando el reloj de uno de los dispositivos como referencia.

Hardware: Radio definida por software

Teniendo en cuenta estas características, el uso de dos HackRF One, una como radio transmisora y otra como radio receptora, facilitaría el diseño de un prototipo radar, aunque el ancho de banda instantáneo podría no ser suficiente para distancias cortas.

Un detalle a tener en cuenta en cuanto a software es que MATLAB no ofrece soporte directo a este dispositivo.



FIGURA 11 FOTO DE HACKRF ONE [19]

### 3.3.3 USRP B200

Universal Software Radio Peripheral (USRP) es una gama de SDR diseñada y vendida por Ettus Research, que pertenece a la compañía National Instruments. Las prestaciones de estas radios son superiores a las de las SDR mencionadas hasta ahora, siendo las USRP más orientadas al ámbito profesional.

USRP B200 [20] en concreto pertenece a la gama baja de USRP, USRP Bus Series, que se caracteriza por el uso de conexión USB con el ordenador. Sus características principales son:

- Rango de frecuencias: 70 MHz – 6 GHz.
- Ancho de banda instantáneo: hasta 56 MHz.
- Transmisión dúplex.
- Conexión USB 3.0
- Capacidad de sincronización de inicio de transmisión/recepción de una o varios dispositivos.
- El reloj interno de la cadena de transmisión es independiente del reloj de la cadena de recepción, pero es posible usar un reloj externo para sincronizar ambas cadenas y otras USRP.

Con estas características este modelo sería un buen candidato para realizar un prototipo radar con un solo dispositivo, siendo su elevado precio respecto a otros candidatos su principal desventaja.

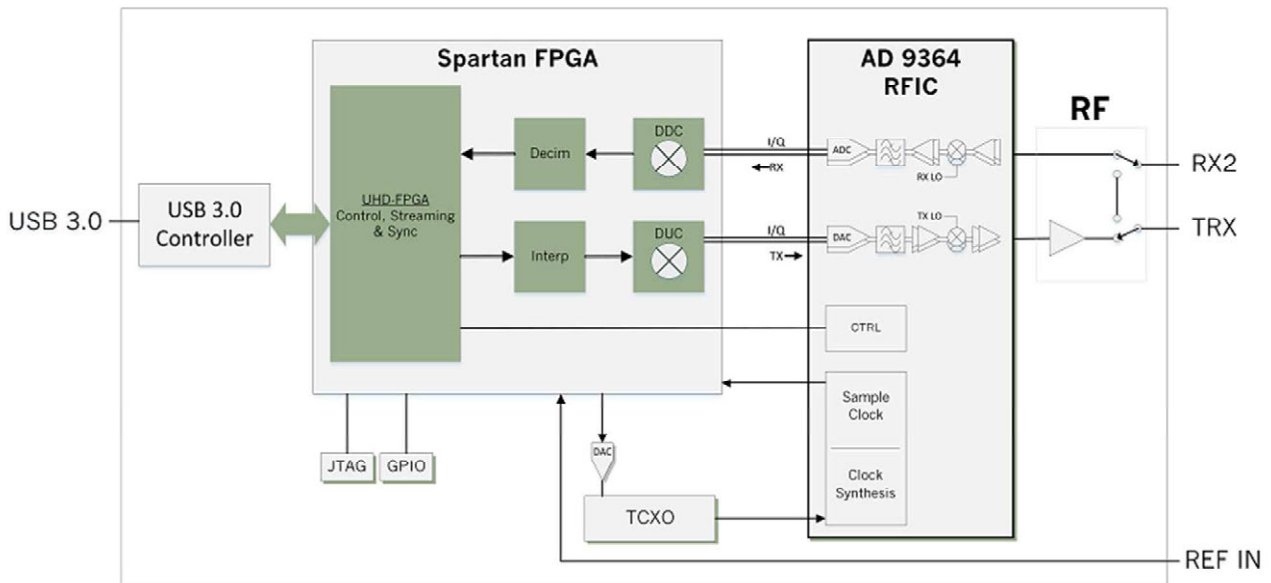


FIGURA 12 DIAGRAMA DE BLOQUES DE USRP B200 [20]

### 3.4 ADALM-PLUTO

En concreto el modelo de radio usada para este sistema es el modelo ADALM-PLUTO Rev. B. Este modelo está diseñado como una herramienta de aprendizaje y como tal, ofrece limitaciones que se han tenido que ir resolviendo a lo largo del proyecto.



FIGURA 13 ADALM-PLUTO [21]

Debido a restricciones que se explicarán más adelante, se vio necesario usar dos radios, una para transmisión y otra para recepción.

Estas dos radios se conectan mediante USB a un ordenador que se encarga de generar la señal a enviar, controlar las radios y procesar la señal recibida.

Algunas de las características principales que impactan en el sistema son [22]:

Hardware: Radio definida por software

- Rango de frecuencias: 325 MHz – 3,8 GHz.
- Ancho de banda instantáneo: 200 kHz – 20 MHz.
- Capacidad de transmisión dúplex.
- Conexión USB 2.0.

Las tres primeras características son propiedad del transceptor de la radio, AD9363 [21]. El rango de frecuencias y el ancho de banda se pueden ampliar modificando la configuración interna de la radio [23, 24], aunque no se garantiza un rendimiento adecuado de la radio fuera del rango y ancho de banda base.

Esta ampliación se consigue, en cierta forma, haciendo creer a la radio que su transceptor es AD9364, el mismo que USRP B200, como se puede ver en su diagrama de bloques en la figura 12. Este transceptor tiene mayor rango de frecuencias (70 MHz – 6 GHz) y ancho de banda instantáneo (56 MHz), propiedades cruciales a la hora de conseguir mejores prestaciones en sistemas de radar.

El rendimiento de las radios fuera de los parámetros preestablecidos depende completamente de cada radio en particular, e incluso en primeras versiones de ADALM-PLUTO mantiene las especificaciones ya que directamente se fabricaron con AD9364, aunque no es el caso de las radios utilizadas en las pruebas.

ADALM-PLUTO tiene dos conectores SMA para antenas, una para transmisión y otra para recepción. Dos antenas Jinchang Electron JCG401 [25] vienen incluidas con la radio, y son las antenas usadas en las pruebas. Estas antenas son omnidireccionales y, a pesar de tener un rango de frecuencia especificado de 824-894 y 1710-2170 MHz, ofrecen una buena respuesta en frecuencia en el rango de frecuencias extendido de ADALM-PLUTO [26].

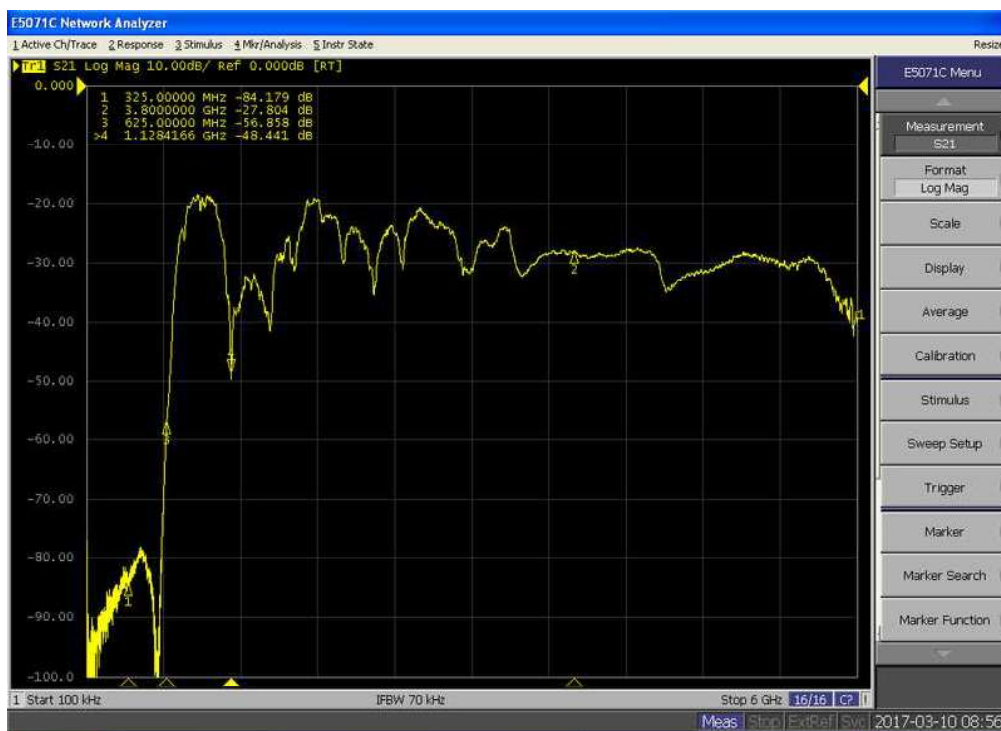


FIGURA 14 RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LAS ANTENAS EN EL RANGO DE FRECUENCIAS DE AD9364 [26]

### 3.4.1 USB 2.0

Una limitación importante que condiciona la forma de trabajar con ADAM-PLUTO es la conexión USB 2.0 entre radios y ordenador.

USB 2.0 tiene un ancho de banda máximo teórico de 480 Mbit/s. Esto se corresponde con 60 MB/s, y teniendo en cuenta que cada muestra compleja de la radio ocupa 4 bytes, el ancho de banda máximo teórico con el que se puede trabajar de forma continua es de 15 MHz, ya por debajo del ancho de banda máximo especificado para ADALM-PLUTO (que es 20 MHz).

Se puede demostrar que esta limitación es más grave comprobando la velocidad de transmisión de datos. En la figura 15 se puede ver como la radio envía 25 MB/s de los 60 teóricos, dando un ancho de banda continuo máximo de 6.25 MHz, que usando (23) se traduce en una resolución de distancia mínima de 24 metros.

```
C:\Windows\System32>winsat disk -drive E -ran -read
Windows System Assessment Tool
> Running: Feature Enumeration ''
> Run Time 00:00:00.00
> Running: Storage Assessment '-drive E -ran -read'
> Run Time 00:00:00.74
> Dshow Video Encode Time          0.00000 s
> Dshow Video Decode Time          0.00000 s
> Media Foundation Decode Time     0.00000 s
> Disk Random 16.0 Read             25.01 MB/s
```

FIGURA 15 VELOCIDAD DE TRANSMISIÓN DE DATOS POR USB 2.0

Con el fin de evitar esta limitación hemos tenido que usar el modo *burst* disponible para ADALM-PLUTO en MATLAB. En este modo la radio guarda un número determinado por el usuario de muestras en su almacenamiento interno y las envía de forma contigua al ordenador. Esto nos permite trabajar con anchos de banda mayores sin perder muestras, aunque añade más tiempo entre medidas ya que para anchos de banda mayores de 6.25 MHz no es posible trabajar en tiempo real debido a la velocidad de transmisión de datos de USB 2.0.

Usando este modo, la limitación es el número de muestras que se pueden guardar en la memoria interna de la radio. Esta memoria interna tiene una capacidad de 512 MB [22], que se corresponde con 128 millones de muestras. Usando el ancho de banda máximo extendido de 56 MHz, esta capacidad se corresponde con una captura de 2.29 segundos de duración, más que suficiente como para no limitar los parámetros del sistema.

Con el fin de reducir el impacto de la velocidad limitada de USB 2.0, en las pruebas realizadas se emite constantemente la misma trama, guardada en la radio emisora al principio de la prueba en la primera medida, para reducir a la mitad los datos transmitidos por USB 2.0 en sucesivas medidas.

### 3.4.2 Inicio simultáneo de emisión y recepción

Para el correcto funcionamiento del procesado es imprescindible la sincronización temporal entre emisión y recepción, siendo de forma teórica la forma más inmediata de conseguir esta sincronización la activación simultánea de ambos radios. Sin embargo, no existe una forma obvia de activar simultáneamente dos ADALM-PLUTO o incluso activar transmisión y recepción a la vez en una sola radio, y múltiples intentos de resolver este problema mediante cambios en la configuración o manejo de las radios no condujeron a una solución.

Finalmente, la solución implementada fue añadir un preámbulo al inicio de la trama, una señal con determinadas características que facilitan encontrar el inicio de la trama mediante autocorrelación de la señal recibida.

El primer intento fue usar el método de sincronización de Schmidl y Cox [27]. Este método utiliza un preámbulo formado por dos mitades idénticas. Una vez se recibe la señal, mediante una ventana deslizante del tamaño del preámbulo, se correlaciona la primera mitad de la ventana con la segunda mitad. Debido al uso de prefijo cíclico, esta operación da lugar a una meseta del tamaño del prefijo cíclico cuando se detecta un preámbulo. La incertidumbre generada por esta meseta no da lugar a errores de comunicación gracias al mismo prefijo, pero desplaza los valores de  $n$  en  $Per_D$ .

Para evitar esta incertidumbre, implementamos el método de Park publicado en [28]. En este método el preámbulo se divide en cuatro partes. Partiendo de una primera parte A, la segunda parte B es simétrica a A, y la tercera y cuarta partes son los conjugados de A y B. Junto con esta configuración de preámbulo el cálculo de la correlación también cambia. En vez de correlacionar la primera parte de la ventana con la segunda, la correlación se realiza entre la primera parte en orden invertido y la segunda. La combinación del preámbulo [A B A\* B\*] con esta operación genera un único máximo en presencia de una trama.

La figura 16 es una comparación entre el comportamiento de ambos métodos usando nuestra aplicación. Se puede ver cómo el método de Park genera menos incertidumbre acerca de la posición exacta del inicio de trama.

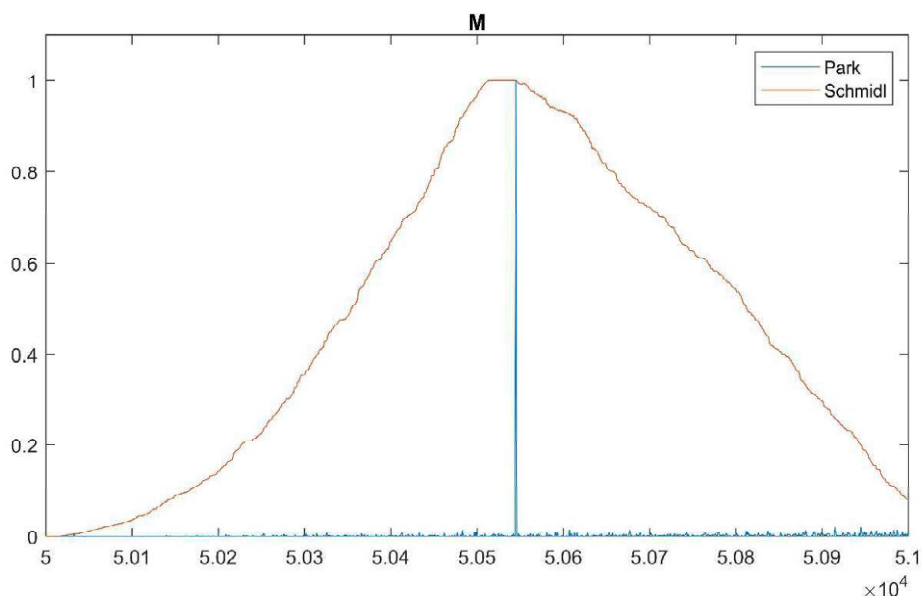


FIGURA 16 COMPARACIÓN PRÁCTICA ENTRE MÉTODOS DE SINCRONIZACIÓN TEMPORAL

Sin embargo, una vez implementado el método de Park encontramos una desventaja importante. Esta desventaja se puede ver explicando más detenidamente ambos métodos.

En el método de Schmidl y Cox, el principio de trama para una señal  $r$  y un tamaño de preámbulo  $2L$  se puede encontrar en el máximo de  $M_{Sch}(d)$ , siendo

$$M_{Sch}(d) = \frac{|P_{Sch}(d)|^2}{(R_{Sch}(d))^2}, \quad (32)$$

con

$$P_{Sch}(d) = \sum_{k=0}^{L-1} r^*(d+k) * r(d+k+L), \quad (33)$$

y

$$R_{Sch}(d) = \sum_{k=0}^{L-1} |r(d+k+L)|^2. \quad (34)$$

Usando los mismos parámetros, en el caso del método de Park tenemos

$$M_P(d) = \frac{|P_P(d)|^2}{(R_P(d))^2}, \quad (35)$$

con

$$P_P(d) = \sum_{k=0}^L r(d-k) * r(d+k), \quad (36)$$

y

$$R_P(d) = \sum_{k=0}^L |r(d+k)|^2. \quad (37)$$

El detalle importante a tener en cuenta a la hora de comparar ambos métodos es el comportamiento de  $P_{Sch}$  y  $P_P$  cuando se desliza la ventana. Mientras que en el primer caso se puede ver en (33) que

$$P_{Sch}(d+1) = P_{Sch}(d) - r(d) * r(d+L) + r(d+L) * r(d+2L), \quad (38)$$

en el segundo caso es necesario realizar todas las multiplicaciones de nuevo. El hecho de que cada sumando es distinto es lo que permite generar un máximo aislado, pero al mismo tiempo genera un coste computacional alto que ralentiza el sistema, especialmente para los altos valores de  $N$  y  $M$  que son necesarios para obtener un rendimiento adecuado en el sistema radar.

Para evitar este coste computacional, implementamos un segundo método, combinando el método de Schmidl y Cox con las medidas obtenidas por el periodograma. Teniendo en cuenta que la distancia entre ambas radios se corresponde con  $n = 1$ , se puede usar la posición del máximo de  $Per_D$  para rotar directamente  $Per_D$  en el eje vertical o modificar el tiempo de extracción de la trama en la señal recibida, con un error de sincronización de  $\pm 1$  muestras. Esta rotación es equivalente a modificar el tiempo de extracción precisamente gracias al prefijo cíclico que causa la incertidumbre en primer lugar.

Aun combinando el tiempo de procesado de ambos algoritmos, la diferencia con el método de Park puede ser de más de una orden de magnitud. Por ejemplo, para  $N = 4096$ ,  $M = 512$  y usando el mismo ordenador, el tiempo de ejecución del método combinado es de media 0.3754s, mientras que para el método de Park, después de múltiples intentos de optimización, es 2.4629s.

Ambos métodos descritos han sido implementados, siendo el uso de cada uno dependiente del ordenador usado, los parámetros de la señal y si el procesado es a tiempo real o usando capturas guardadas. El preámbulo del método de Park es compatible con el primer método, lo que permite cambiar de método de sincronización sin necesidad de modificar la señal transmitida, y permite la comparación directa del rendimiento de ambos métodos en muestras capturadas.

## 4 Descripción de la solución software

### 4.1 Elección de plataforma de desarrollo del prototipo

A la hora de trabajar con ADALM-PLUTO y SDRs en general, existen múltiples aplicaciones que permiten manipularlas para diversos fines, como por ejemplo los entornos de desarrollo MATLAB, Simulink y GNU Radio, y herramientas de visualización y manipulación directa de las SDR como IIO Oscilloscope y SDR++.

Los tres entornos de desarrollo mencionados y IIO Oscilloscope fueron explorados con el fin de encontrar soluciones a los problemas de inicialización simultánea de transmisor y receptor, y para reducir el impacto del modo *burst* en el tiempo entre capturas.

Finalmente se decidió por usar exclusivamente MATLAB en el desarrollo del prototipo, apoyándonos en la herramienta IIO Oscilloscope para detectar errores en la implementación. Esta decisión de usar MATLAB se debe a cuatro factores:

- Previamente a trabajar con SDRs, el algoritmo radar y sus componentes fue implementado de forma teórica en MATLAB, incluyendo una simulación de entorno básica. Usar otros programas como GNU Radio en el procesado implicaría volver a implementar estos componentes o compartir información entre varios programas, añadiendo más complejidad al sistema.
- El equipo de *toolboxes* de comunicaciones de MathWorks ofrece el soporte de hardware Communications Toolbox Support Package for Analog Devices ADALM-Pluto Radio, que permite usar MATLAB y Simulink como interfaz para controlar las radios y facilita la integración de las distintas partes del prototipo.
- Simulink es un entorno de diagrama de bloques que está integrado en MATLAB, y por tanto combinar código previo de MATLAB con Simulink es trivial. Sin embargo, el propio uso de bloques ofrece menos flexibilidad a la hora de manipular las radios y realizar cambios en código. Los bloques incorporados en la *toolbox* previamente mencionada no ofrecen las funciones que han sido necesarias a lo largo del proyecto para implementar y comprobar el sistema prototipo, razón por la que el uso de Simulink fue descartado.
- No se encontraron mejores soluciones a problemas encontrados en el desarrollo de este proyecto en otros programas. En particular, se exploraron todas las aplicaciones previamente mencionadas con el propósito de hallar una forma de iniciar simultáneamente la transmisión y recepción de señal, y hallar una forma de reducir la limitación que la conexión USB 2.0 impone en la banda ancha del sistema. No habiendo encontrado dichas soluciones mediante manipulación de las radios, se decidió implementar en MATLAB cambios en la generación y procesado de la señal, descritos en el apartado 3.4.2.

### 4.2 Estructura del código

El sistema se puede dividir en tres bloques:

1. procesado digital de la señal a transmitir,
2. configuración y gestión de las radios, y finalmente,

3. procesado digital de la señal recibida.

En lo que respecta a la gestión de los radios, las funcionalidades ofrecidas por el soporte de hardware previamente mencionado son suficiente, evitando la necesidad de desarrollar nuevas funciones.

Para facilitar modificaciones y pruebas, los pasos del procesado digital han sido implementados en funciones independientes, dando mayor flexibilidad al sistema y facilitando la creación posterior de la aplicación. En el siguiente diagrama de flujos se describen a grandes rasgos los pasos que se siguen en el prototipo final, indicando en rojo las funciones implementadas que llevan a cabo estos pasos.

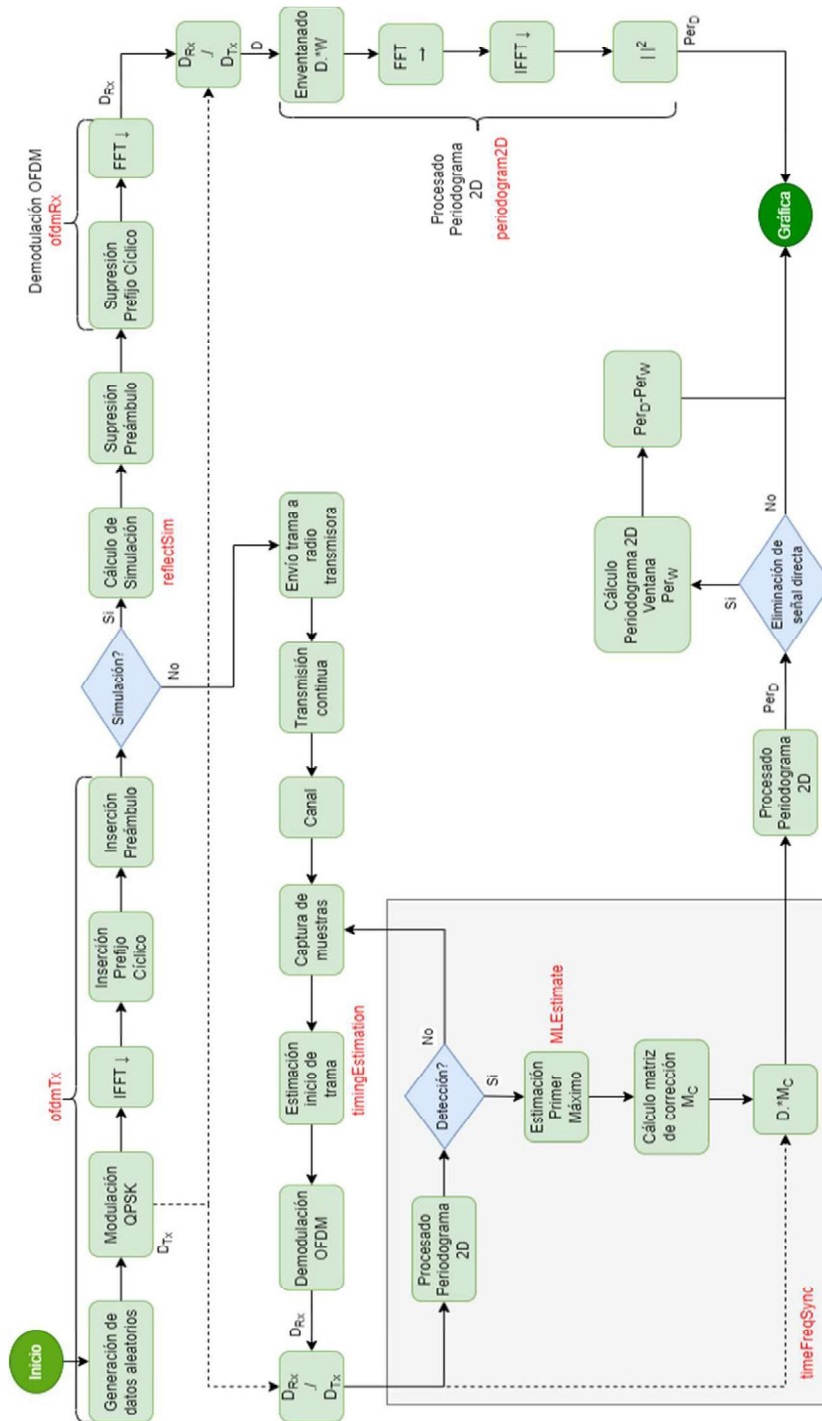


FIGURA 17 DIAGRAMA DE BLOQUES FINAL DEL PROTOTIPO

A continuación se realiza una breve descripción de las funciones creadas más importantes, junto con detalles sobre su implementación. El código de estas funciones se incluye en el ANEXO I, y su papel dentro del sistema se puede ver en el diagrama de bloques..

#### 4.2.1 `coarseFreqCorr`

Su función es detectar la diferencia de frecuencia central entre ambas radios mediante la transmisión de un tono, y corregirla de forma aproximada modificando el campo `FrequencyCorrection` de la radio receptora.

Es una versión simplificada y rápida del ejemplo `FrequencyCorrectionForADALMPLUTORadio-Example` ofrecido por MathWorks.

#### 4.2.2 `ofdmTx`

Esta función genera una matriz de datos aleatorios, los modula en QPSK, y genera la trama OFDM que va a ser transmitida. También genera el preámbulo mencionado en 3.4.2, que se añade al principio de la trama.

MATLAB ofrece funciones para generar tramas OFDM según parámetros dados por el usuario, pero optamos por implementar esta funcionalidad desde cero para experimentar con mayor flexibilidad.

#### 4.2.3 `reflectSim`

Calcula una simulación básica de transmisión y recepción de la trama en escenarios con objetos simples. Es principalmente útil para encontrar errores básicos en el procesado. Múltiples figuras de esta memoria han sido generadas mediante esta simulación, para ilustrar ciertos comportamientos del procesado.

#### 4.2.4 `timingEstimation`

Implementación de los métodos de Park y Schmidl y Cox para detección de inicio de trama explicados en 3.4.2.

Esta función, particularmente para el método de Park, ha pasado por múltiples intentos de optimización, ya que en sus primeras versiones el cálculo de inicio de trama mediante el método de Park llegaba a ser al menos una orden de magnitud más lento que el resto del sistema en su conjunto, e incluso dos magnitudes más lento que el método de Schmidl y Cox.

En la figura 18 se puede ver la evolución del tiempo de procesado del método de Park a lo largo del proyecto, mostrando los resultados de las funciones `tic` y `toc` de MATLAB, para una trama OFDM en la que  $N = M = 512$ .

## Descripción de la solución software

```
Primera implementación
Elapsed time is 1.219034 seconds.

Uso de Parfor
Elapsed time is 0.304403 seconds.

Reestructuración de cálculos (actual)
Elapsed time is 0.172925 seconds.

Método de Schmidl y Cox
Elapsed time is 0.045220 seconds.
```

FIGURA 18 EVOLUCIÓN DEL TIEMPO DE PROCESADO DE TIMINGESTIMATION

Como se puede ver, el mayor impacto en la reducción del tiempo de procesado es el uso de *parfor* [24], que permite procesar en paralelo bucles usando múltiples núcleos del procesador. Esto implica que la mejora que ofrece el uso de *parfor* es muy dependiente de las capacidades del procesador, razón por la que se decidió mantener la implementación del método de Schmidl y Cox.

### 4.2.5 ofdmRx

Función que se encarga de demodular la trama recibida. Cabe recordar que, al contrario de un sistema de comunicaciones, la demodulación termina con la obtención de  $D_{Rx}$ , sin realizar demodulación QPSK de los datos. Al igual que en ofdmTx, esta función ha sido implementada desde cero para facilitar la experimentación.

### 4.2.6 periodogram2D

Dada una matriz, genera su periodograma 2D siguiendo los pasos detallados en el apartado 2.7. Esta función ofrece la opción de generar el periodograma 2D de forma más rápida siguiendo el método de cálculo eficiente descrito en [12], aunque a lo largo del proyecto se ha trabajado con la versión descrita en esta memoria, ya que el cálculo del periodograma completo apenas afecta a la duración total del procesado.

### 4.2.7 MLestimate

Implementación del método de estimación por optimización descrito en 2.10.3, utilizando la herramienta de resolución de problemas de optimización que ofrece MATLAB.

Al igual que con *timingEstimation*, múltiples optimizaciones han sido necesarias para evitar que la duración de la estimación sea la mayor parte del tiempo de procesado.

#### 4.2.8 timeFreqSync

A partir de la estimación de inicio de trama calculada por `timingEstimation`, esta función realiza un procesamiento de radar preliminar para corregir esta estimación, aprovechando que el máximo absoluto del periodograma 2D se corresponde con el haz directo entre radios, como se describe en 3.4.2.

Este mismo procesamiento preliminar se usará para realizar una corrección de frecuencia más fina que la obtenida en `coarseFreqCorr`. La motivación para introducir esta corrección en el sistema y el método usado para obtenerla se detallarán más adelante.

### 4.3 Aplicación

Una gran ventaja de Simulink y GNU Radio frente a MATLAB es la mejor visualización del sistema y mayor facilidad para manipular los radios en tiempo de ejecución gracias a su diseño de diagrama de bloques. Con el fin de obtener estas características usando MATLAB, decidimos crear una aplicación con MATLAB App Designer.

Esta aplicación aúna las funciones desarrolladas a lo largo del proyecto, entre las que se encuentran las descritas en el apartado anterior, añade nuevas funcionalidades al sistema, y permite el cambio de múltiples parámetros del sistema sin necesidad de comprender y modificar el código subyacente.

En la figura 19 se muestra la aplicación diseñada, y se puede ver la estructura de la misma. La mitad izquierda contiene cuatro pestañas que permiten manipular distintas partes del sistema, mientras que la mitad derecha muestra los resultados del procesamiento.

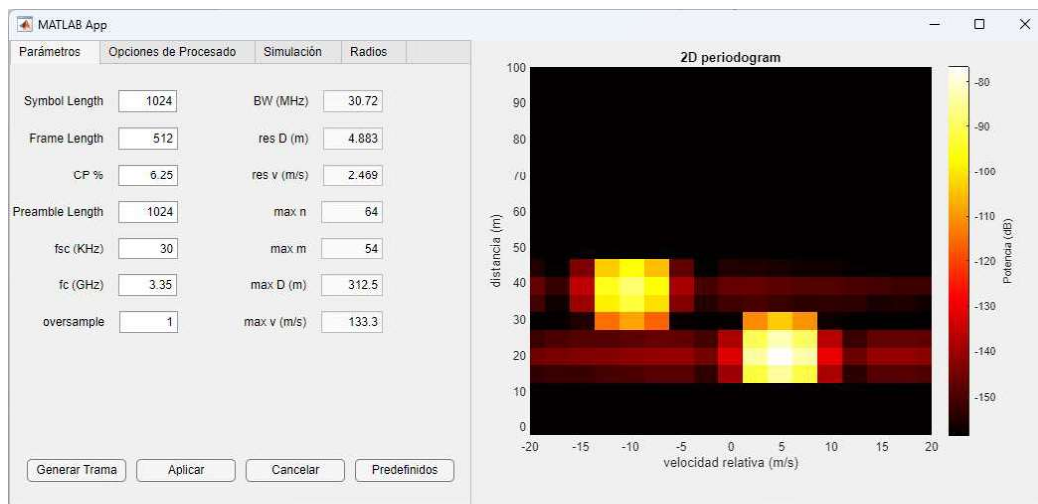


FIGURA 19 VISTA GENERAL DE LA APLICACIÓN Y DE LA PESTAÑA “PARÁMETROS”

Como se puede ver en la figura 19, la primera pestaña muestra los parámetros de la trama a enviar junto con los parámetros de radar asociados, y permite generar la trama con la que se va a trabajar una vez seleccionados los parámetros. La primera columna contiene los parámetros que pueden ser modificados por el usuario, mientras que los parámetros de la segunda columna se actualizan automáticamente al aplicar cambios.

## Descripción de la solución software

En la segunda pestaña, que se puede ver en la figura 20, aparecen múltiples opciones que se pueden dividir en dos grupos.

En la mitad superior aparecen las opciones relacionadas con el procesamiento y apariencia del periodograma. Estas opciones permiten modificar el tipo de ventana que se va a aplicar a la matriz  $D$  antes de calcular su periodograma 2D, y el *zero-padding* utilizado en la IFFT y FFT de dicho cálculo. Por último se da la opción de eliminar la señal directa del periodograma, utilizando el método explicado en el apartado de detección de múltiples objetos.

La mitad inferior permite guardar la señal capturada por la radio receptora, con la posibilidad de realizar el procesamiento radar de forma simultánea o a posteriori. Esta función es útil a la hora de aumentar las capturas por segundo que realiza el sistema, ya que como se ha explicado anteriormente ciertas partes del procesamiento, como la estimación por optimización y la estimación de inicio de trama, ralentizan el sistema.

Un detalle importante del guardado y cargado de capturas es que los parámetros del sistema se guardan junto con las capturas, y cuando se carga la captura se actualiza la pestaña Parámetros, facilitando en gran medida el trabajo con capturas antiguas.

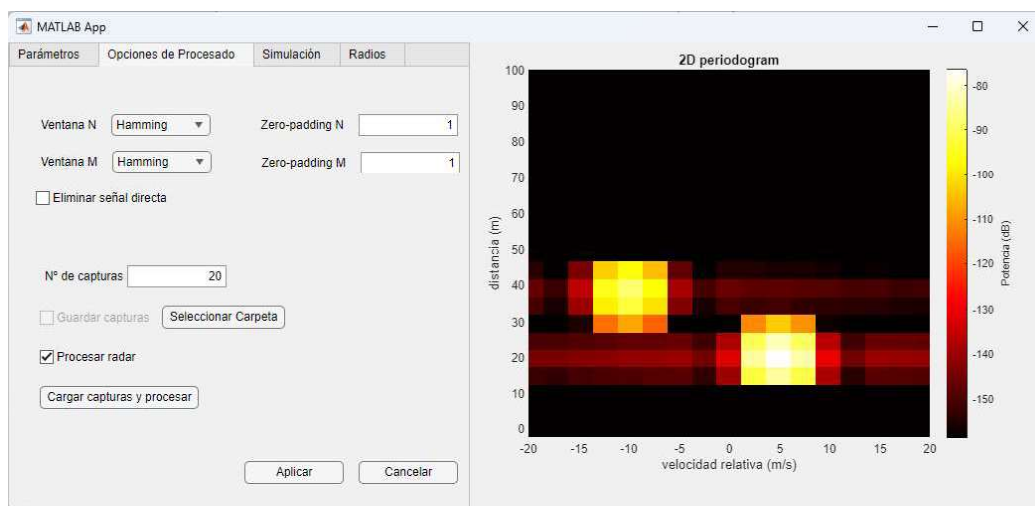


FIGURA 20 PESTAÑA “OPCIONES DE PROCESADO” DE LA APLICACIÓN

La tercera pestaña permite simular la velocidad relativa y distancia de hasta ocho objetos, y procesar dicha simulación. Esta simulación permite comprobar el comportamiento general del periodograma 2D cuando se realizan cambios tanto en los parámetros de la señal como en el procesamiento.

En la figura 21 se puede ver el contenido de la pestaña. El periodograma mostrado hasta ahora es el resultado de los parámetros establecidos en las imágenes de las tres primeras pestañas.

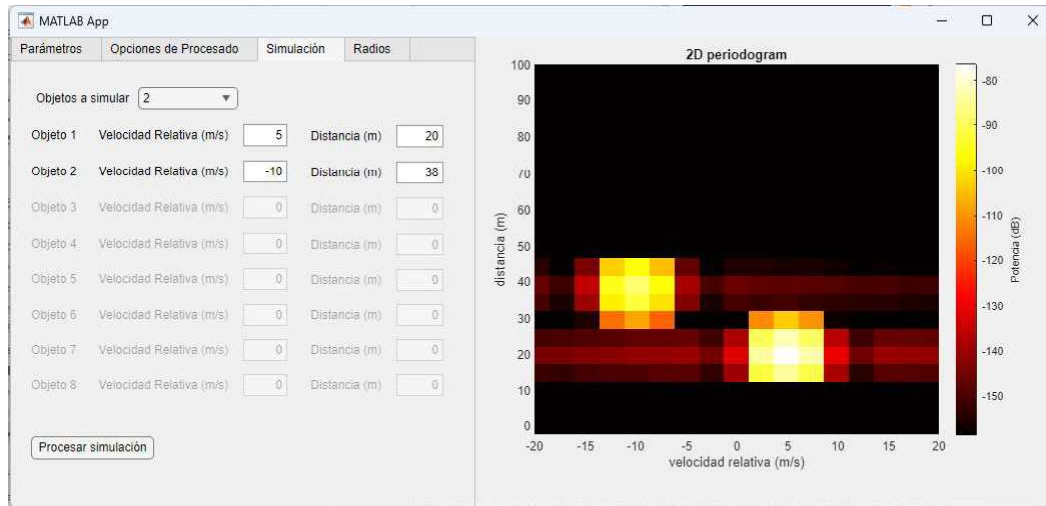


FIGURA 21 PESTAÑA “SIMULACIÓN” DE LA APLICACIÓN

Por último, la cuarta pestaña permite controlar los radios exclusivamente desde la aplicación. Las funcionalidades que ofrece son:

- Búsqueda y conexión automática de radios ADALM-PLUTO conectadas mediante USB al ordenador.
- Calibración de frecuencia entre radio emisora y receptora.
- Modo de sólo transmisión que permite usar la radio receptora con otros programas como IIO Oscilloscope para analizar la señal recibida.
- Ejecución del sistema completo con todos los parámetros y opciones disponibles en la aplicación.
- Modificación de la ganancia de transmisión y recepción, con rangos ajustados a las especificaciones de los radios. Esta última funcionalidad está integrada directamente en Simulink y GNU Radio y es el principal motivo por el que se generó la aplicación.

Como se puede ver en la figura 22 que muestra la cuarta pestaña, también es posible saltar entre periodogramas de una de una misma prueba para comprobar resultados.

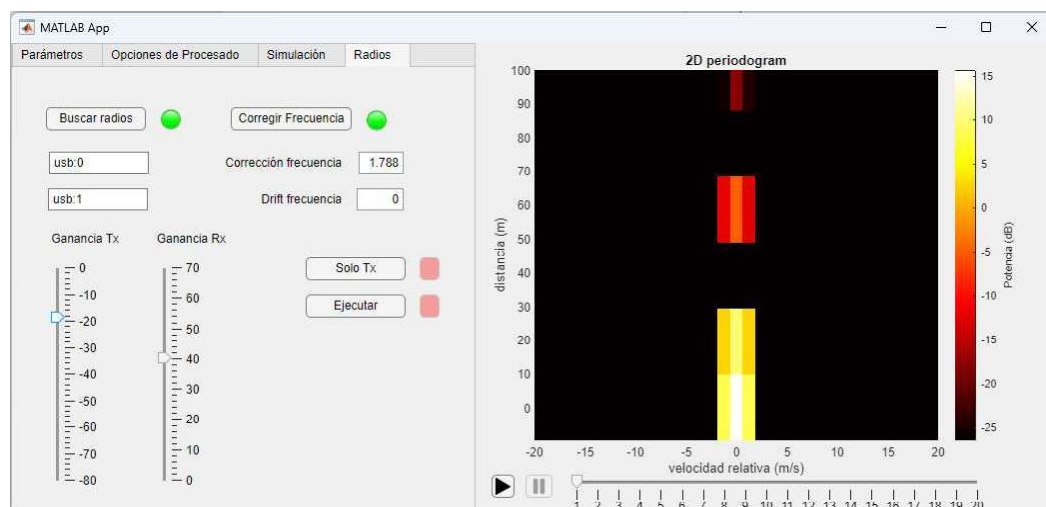


FIGURA 22 PESTAÑA “RADIO” DE LA APLICACIÓN



## 5 Validación

Una vez validado el funcionamiento del prototipo mediante simulaciones, múltiples pruebas han sido necesarias para detectar y corregir los problemas introducidos en la transición de teoría a práctica.

En este apartado se describe de forma cronológica las pruebas realizadas, los problemas encontrados más importantes y las soluciones propuestas que han llevado a cambios fundamentales del sistema final.

### 5.1 Prueba 1: Una SDR

Las primeras pruebas fueron realizadas con una única radio, aprovechando la capacidad de ADALM-PLUTO de trabajar en *full-duplex*. En estas pruebas el periodograma permaneció constante independientemente del entorno, con un máximo correspondiente a la señal directa entre antenas y ninguna detección adicional.

Esto es debido al uso de las antenas JCG401, omnidireccionales, conectadas directamente a la radio sin ningún tipo de separación adicional o cobertura. Esto provoca un fuerte acoplamiento entre ambas antenas de la misma radio. El resultado de este acoplamiento es una reducción considerable de la distancia máxima de detección, debido a que el rango de potencia recibida entre la señal directa y cualquier señal reflejada es superior al rango dinámico del receptor. En la figura 23 se puede ver la diferencia en dB entre la señal directa y el escenario simulado usado hasta ahora.

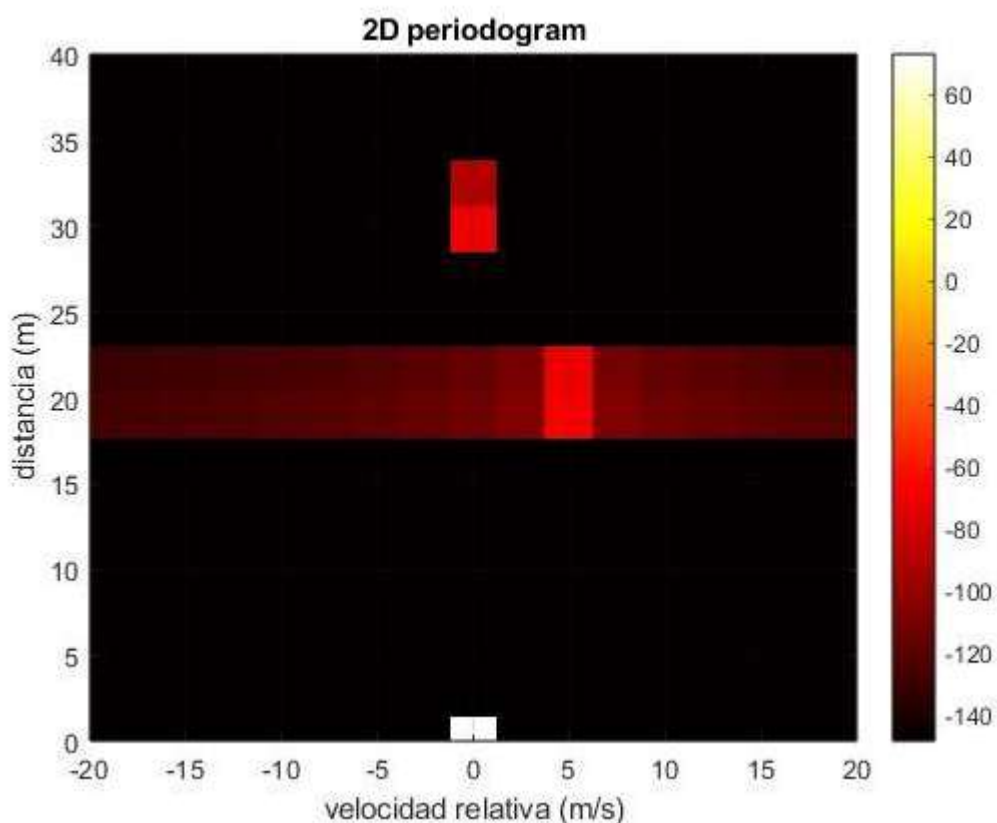


FIGURA 23 EFECTO DE SEÑAL DIRECTA EN PERIODOGRAMA DE SIMULACIÓN PREVIA

## Validación

Este problema de acoplamiento es común en sistemas de radar y especialmente en radares de onda continua (CW) que necesitan transmitir y recibir al mismo tiempo.

Una de las estrategias para reducir este efecto es la eliminación del efecto de la señal directa en el procesado, empleando técnicas como CLEAN [29] o el uso de antenas auxiliares, e incluso existen publicaciones aplicando esta estrategia a este tipo de radar OFDM como la descrita en [8], aunque descartamos la implementación de esta estrategia dada su complejidad. En general se descarta este tipo de estrategia ya que el postprocesado no ayuda con el rango dinámico de la radio receptora.

Otro tipo de estrategia posible es la eliminación de la señal directa mediante cambios físicos como el aislamiento de las antenas interponiendo algún material entre ellas o reemplazando las antenas omnidireccionales por antenas más directivas.

Sin embargo, como se ya se ha visto, la información de la señal directa es usada al final del procesado para resolver el problema de no inicio simultáneo de emisión y recepción, y por tanto estos métodos fueron descartados.

La solución finalmente empleada para reducir el acoplamiento fue la separación física de las antenas, lo que permite realizar detecciones a mayor distancia pero reduce la precisión de las estimaciones. Las dos opciones para conseguir esto serían separar las antenas de una misma radio mediante un alargue de los conectores, o el uso de una radio transmisora y otra receptora. Teniendo en cuenta el material disponible optamos por el uso de dos radios, aliviando el efecto del acoplamiento, pero introduciendo complicaciones de sincronización de reloj que llevan a añadir una fase más en el procesado del sistema.

En la figura 24 se muestra un ejemplo de una captura sin separación de antenas y sin inventanado.

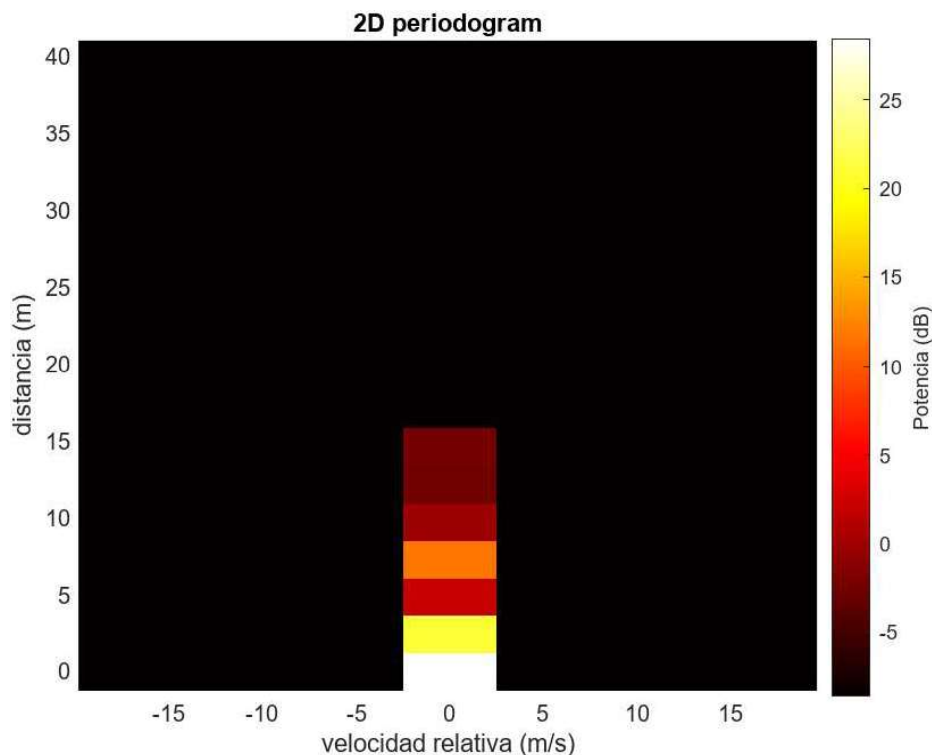


FIGURA 24 PERIODOGRAMA DE CAPTURA USANDO UNA RADIO EN FULL-DUPLEX SIN SEPARACIÓN DE ANTENAS Y SIN ENVENTANADO

Teniendo en cuenta la cercanía de las antenas y el rango dinámico en recepción, el resultado esperado sería un único máximo a distancia 0, que se podría extender hacia el siguiente *bin*, debido a que la técnica usada para fijar el inicio de trama de la señal directa al primer *bin* de distancia sólo corrige valores enteros de  $n$ .

Se puede ver en la figura 24 que este no es el caso, el periodograma se mantiene por encima del umbral de detección cinco *bins* más de lo previsto. Para confirmar que este resultado no es debido a objetos estáticos en el entorno, las siguientes pruebas se han realizado dentro de una cámara anecoica.

## 5.2 Prueba 2: Dos SDR y dentro de cámara anecoica

El objetivo de estas pruebas fue comprobar el correcto funcionamiento del prototipo, esta vez usando radios distintas para transmisión y recepción. Para descartar variables en caso de obtener resultados inesperados, estas pruebas se hicieron dentro de una cámara anecoica.

El escenario de las pruebas y la posición de los equipos se muestra en la figura 25.

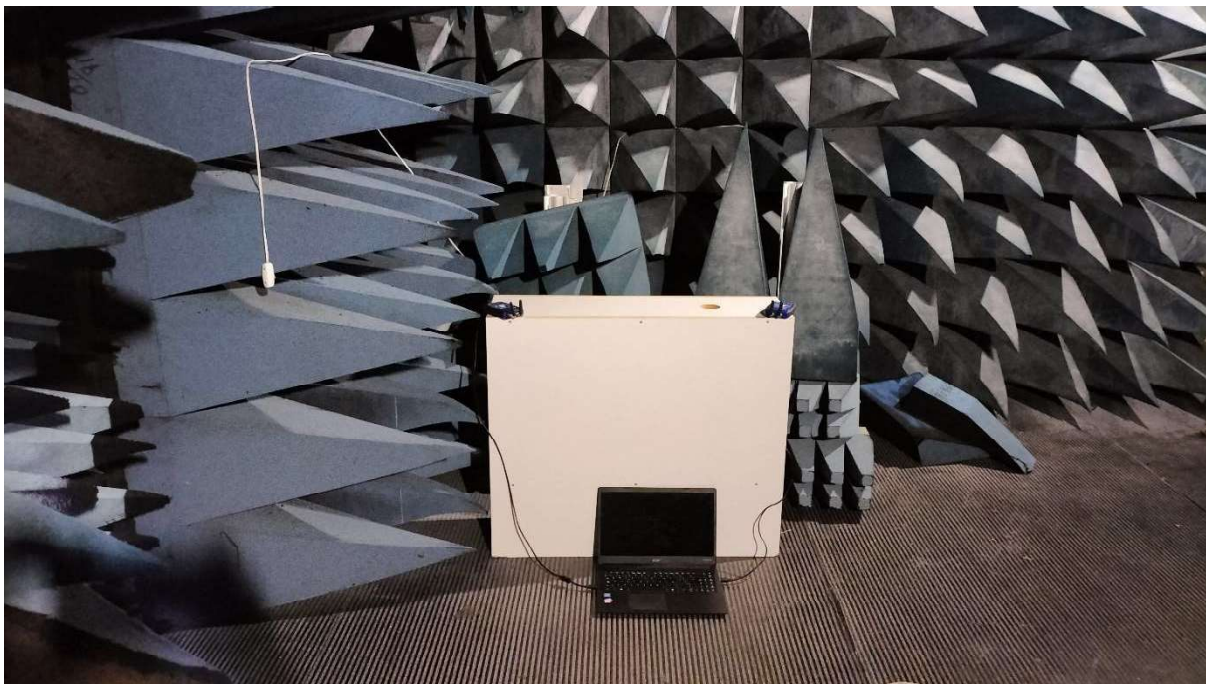


FIGURA 25 ESCENARIO DE LAS PRUEBAS DENTRO DE LA CÁMARA ANECOICA

Los parámetros del sistema fueron seleccionados con el fin de obtener la mejor resolución en distancia posible, sin comprometer la resolución de velocidad. Para ello hacemos uso de la configuración de ancho de banda extendido de ADALM-PLUTO.

TABLA 1 PARÁMETROS DE LA SEGUNDA PRUEBA

| Parámetro                                  | Símbolo    | Valor      |
|--|------------|------------|
| <b>Frecuencia central</b>                  | $f_c$      | 3 GHz      |
| <b>Separación entre subportadoras</b>      | $\Delta_f$ | 13,533 KHz |
| <b>Número de subportadoras por símbolo</b> | $N$        | 4096       |
| <b>Número de símbolos por trama</b>        | $M$        | 256        |
| <b>Ancho de banda</b>                      | $BW$       | 55,431 MHz |
| <b>Resolución de distancia</b>             | $\Delta_D$ | 2,706 m    |
| <b>Resolución de velocidad</b>             | $\Delta_v$ | 2,488 m/s  |

Con esta configuración se realizaron conjuntos de cincuenta capturas realizadas de forma contigua en las que:

- La cámara está vacía.
- Una persona estática se sitúa entre las dos radios.
- Una persona estática se sitúa a dos metros de las radios.
- Una persona se acerca y se aleja periódicamente de las radios.

En el primer escenario cabría esperar que los periodogramas de todas las capturas fueran prácticamente idénticos, con un solo máximo causado por la señal directa y el resto del periodograma por debajo del umbral de detección.

Sin embargo, como se puede ver en la figura 26 que muestra los periodogramas de cuatro capturas contiguas, los resultados inesperados de las primeras pruebas se mantienen, con detecciones imprevistas hasta los veinte metros de distancia. A esto se le añade en estas pruebas un desplazamiento horizontal del máximo, junto con un ensanchamiento espectral en el eje horizontal que varía con el tiempo.

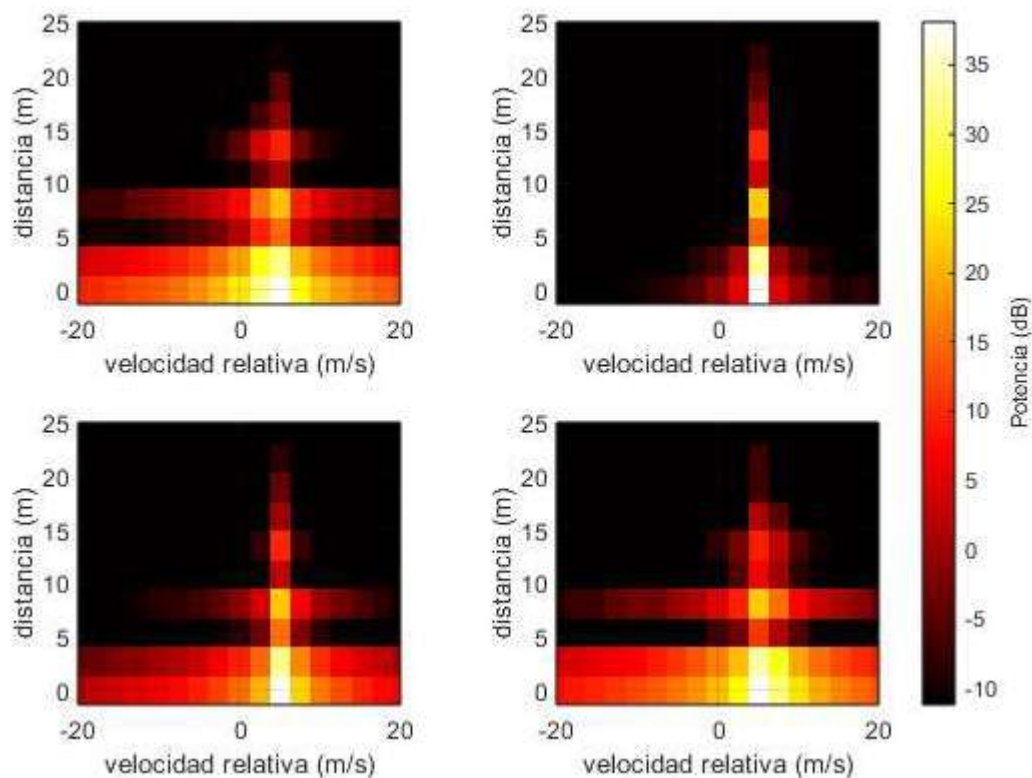


FIGURA 26 EJEMPLO DE VARIACIÓN DE PERIODOGRAMAS DE CAPTURAS CONTIGUAS EN LA SEGUNDA PRUEBA

### 5.2.1 Problema: Desincronización de reloj de emisor y receptor

La causa de los errores añadidos en esta batería de pruebas es la diferencia entre las frecuencias de reloj de ambas radios, y la variación en el tiempo es debida a la inestabilidad de los propios relojes.

ADALM-PLUTO utiliza el mismo reloj para transmisión y recepción, lo que evitaría el problema de sincronización en el caso de usar una sola radio. Sin embargo, la solución usada para reducir acoplamiento, el uso de dos radios, introduce este problema en el sistema.

Para resolver este problema barajamos dos posibles formas de sincronizar en frecuencia, el uso de un reloj externo de referencia y la detección y corrección de la diferencia entre frecuencias.

La solución más directa en este caso es el uso de un reloj externo conectado a ambas radios. Con este método la sincronización estaría garantizada y no habría que añadir más carga de procesamiento. Sin embargo, la funcionalidad de añadir un reloj externo fue añadida para ADALM-PLUTO Rev D [30], mientras que, como está detallado en la descripción de las radios usadas, nuestro modelo es Rev B.

Con el uso de reloj externo descartado, pasamos a la corrección de frecuencias, que lleva también a un cambio en el método de estimación de inicio de trama.

## Validación

### 5.2.2 Solución: Corrección de frecuencia

El primer paso para sincronizar en frecuencia es realizar una estimación aproximada de la diferencia de frecuencias entre Tx y Rx. Con este dato se puede modificar la frecuencia de una o ambas radios hasta corregir la mayor parte del error de frecuencia.

Sin embargo, esta corrección no es suficiente, ya que los osciladores incorporados en ADALM-PLUTO tienen una inestabilidad de  $\pm 25$  partes por millón [31], que obliga a añadir una corrección más fina en cada trama procesada.

La primera solución implementada con este fin fue detectar el máximo absoluto de  $Per_D$ , y rotar cíclicamente dicha matriz  $\hat{m}_{max}$  columnas a la hora de representar visualmente los resultados, y restar  $\hat{m}_{max}$  a los valores estimados  $\tilde{m}$  de cada blanco detectado. Esta rotación es similar a la usada con buenos resultados para sincronización temporal, y de forma teórica también da resultados correctos, como describimos a continuación.

El efecto de una diferencia de frecuencias  $\Delta f_c$  sobre una señal  $x(t)$  se puede expresar como

$$y(t) = x(t) \exp(j2\pi\Delta f_c t) \quad (39)$$

Aplicando esta modificación a (10) queda

$$y(t) = \sum_{k=0}^{M-1} \exp(j2\pi f_D t) \sum_{l=0}^{N-1} A(k, l) d_{Tx}(kM + l) \quad (40)$$

$$* \exp(j2\pi f_n t) \exp\left(-j2\pi f_n \frac{2R}{c}\right) \exp(j2\pi\Delta f_c t)$$

que se puede simplificar como

$$y(t) = \sum_{k=0}^{M-1} \exp(j2\pi(f_D + \Delta f_c)t) \sum_{l=0}^{N-1} A(k, l) d_{Tx}(kM + l) \quad (41)$$

$$* \exp(j2\pi f_n t) \exp\left(-j2\pi f_n \frac{2R}{c}\right)$$

considerando que la diferencia de frecuencias entre radios en cada subportadora es aproximadamente constante, siempre y cuando  $f_c \gg BW$ . A partir de esta expresión se sigue el desarrollo del algoritmo y llegamos a la expresión equivalente a (22),

$$\frac{m}{M_{Per}} = (f_D + \Delta f_c)T_o = \frac{2vf_c T_o}{c} + \Delta f_c T_o. \quad (42)$$

A partir de esta expresión se puede ver que el efecto de  $\Delta f_c$  se puede aproximar como una adición constante al índice  $m$  de cada objeto detectado, equivalente a la rotación mencionada previamente.

Además, en (42) se puede ver la alta sensibilidad del radar a esta diferencia de frecuencias. Como ejemplo, para una persona andando a una velocidad  $v = 1.5 \text{ m/s}$  y  $f_c = 3 \text{ GHz}$ , se calcula una frecuencia Doppler  $f_D = 30 \text{ Hz}$ . En comparación, la inestabilidad de los osciladores de ADALM-

PLUTO es de  $f_c * (\pm 25) * 10^{-6} = \pm 75 \text{ KHz}$ . A lo largo de varias medidas realizadas, se han observado desviaciones de frecuencia a lo largo de ellas que pueden llegar a una parte por millón.

Aunque substraer  $\tilde{m}_{max}$  a los valores estimados  $\tilde{m}$  de cada blanco da resultados correctos, esta operación no corrige el efecto que la diferencia de frecuencias provoca en el periodograma. Similar al caso del periodograma teórico, en el que se ve un ensanchamiento espectral en el eje horizontal dada la falsa asunción de que la frecuencia Doppler es igual para cada subportadora, la diferencia de frecuencias de reloj entre ambas radios genera ensanchamiento espectral en el mismo eje.

Este ensanchamiento puede enmascarar fácilmente otros objetos y dificultar la interpretación visual del periodograma. Adicionalmente, la diferencia de frecuencias cambia con el tiempo, variando el ensanchamiento en cada muestra y añadiendo a la dificultad de interpretación.

Para evitar este ensanchamiento corregimos la desviación de frecuencia aprovechando el desarrollo de la solución anterior.

Asumiendo que el máximo absoluto del periodograma se corresponde con la señal directa entre ambas radios en reposo y por tanto  $v = 0$ , aplicando (42) queda

$$\frac{\tilde{m}_{max}}{M_{Per}} = \frac{2vf_c T_o}{c} + \Delta_{f_c} T_o = \Delta_{f_c} T_o, \quad (43)$$

y por tanto

$$\Delta_{f_c} = \frac{\tilde{m}_{max}}{M_{Per} T_o} \quad (44)$$

Conociendo  $\Delta_{f_c}$  y usando el modelo en (39), se puede corregir la señal recibida aplicando

$$\begin{aligned} y_2(t) &= y(t) \exp(-j2\pi\Delta_{f_c} t) = \\ x(t) \exp(j2\pi\Delta_{f_c} t) \exp(-j2\pi\Delta_{f_c} t) &= x(t) \end{aligned} \quad (45)$$

Alternativamente, se puede corregir la desviación de frecuencia directamente en la matriz  $D$ . Modificando (17) para tener en cuenta la diferencia de frecuencias de reloj, y teniendo en cuenta que el efecto de ésta es constante para todas las señales recibidas,

$$D = \sum_{h=0}^{H-1} u_{R_h} * \exp(j2\pi(f_{D,h} + \Delta_{f_c})T_o k) = \sum_{h=0}^{H-1} u_{R_h} * u_{v_h} \exp(j2\pi\Delta_{f_c} T_o k). \quad (46)$$

Sustituyendo  $u_{\Delta_{f_c}}(k) = \exp(j2\pi\Delta_{f_c} T_o k)$ ,  $D$  en forma de matriz queda

$$D = \sum_{h=0}^{H-1} \begin{bmatrix} 1 & \cdots & u_{v_h}(M-1)u_{\Delta_{f_c}}(M-1) \\ u_{R_h}(1) & \cdots & u_{R_h}(1)u_{v_h}(M-1)u_{\Delta_{f_c}}(M-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ u_{R_h}(N-1) & \cdots & u_{R_h}(N-1)u_{v_h}(M-1)u_{\Delta_{f_c}}(M-1) \end{bmatrix}, \quad (47)$$

## Validación

que como se ve se puede corregir multiplicando cada columna  $k$  de la matriz  $D$  por  $\exp(-j2\pi\Delta f_c T_O k)$ .

En la figura 27 se comparan tres periodogramas 2D de una misma captura, sin inventanar previamente y sin corrección de inicio de trama. En el primero no se ha realizado ningún tipo de corrección de frecuencia, en el segundo se ha corregido la desviación de frecuencia aplicando (48), y en el tercero se ha aplicado el último método descrito. Se puede ver que, cómo se ha mencionado al principio del apartado, un giro del espectrograma no corregiría el ensanchamiento espectral provocado por la desviación de frecuencia, mientras que ambos métodos propuestos sí que logran corregirlo.

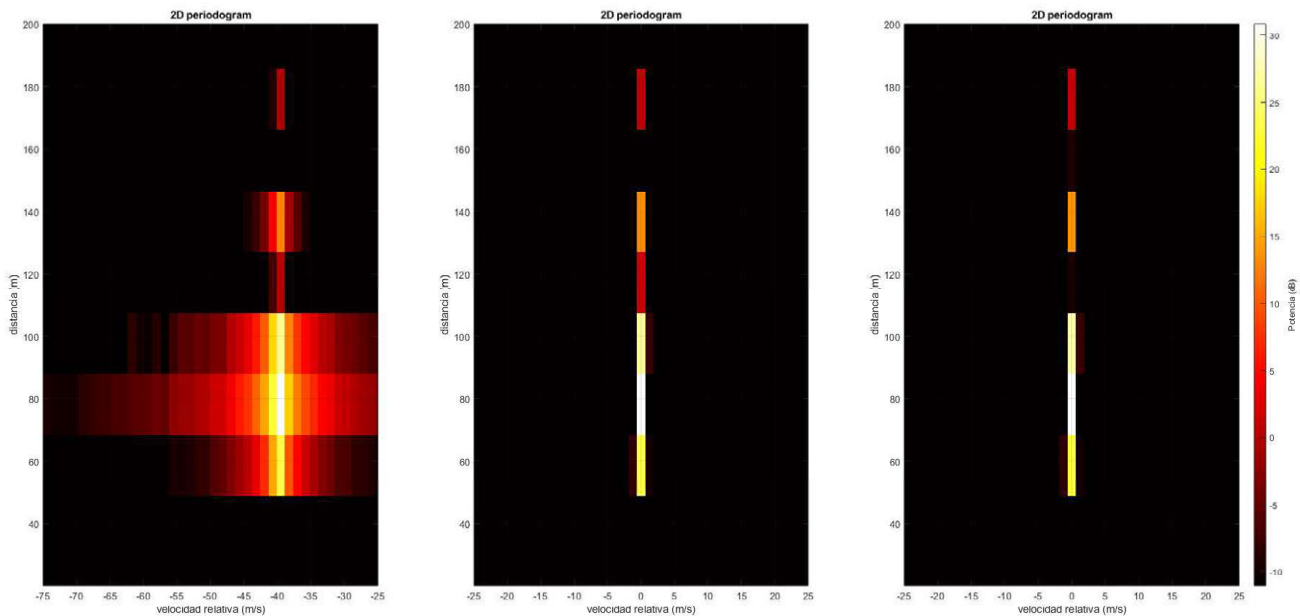


FIGURA 27 PERIODOGRAMA SIN Y CON CORRECCIÓN FINA DE FRECUENCIA, SIN ENVENTANADO Y SIN CORRECCIÓN DE INICIO DE TRAMA

El segundo método de corrección explicado es más eficiente, y su desarrollo permite ver que se puede realizar un proceso similar en la corrección de la estimación del inicio de trama.

### 5.2.3 Cambio a la corrección de estimación de inicio de trama

El efecto de un retardo sobre una señal  $x(t)$  se puede expresar como

$$y(t) = x(t - \tau). \quad (49)$$

Aplicando esta modificación a (10) queda

$$y(t) = \sum_{k=0}^{M-1} \exp(j2\pi f_D t) \sum_{l=0}^{N-1} A(k, l) d_{Tx}(kM + l) \quad (50)$$

$$* \exp(j2\pi f_n t) \exp\left(-j2\pi f_n \left(\frac{2R}{c} + \tau\right)\right)$$

donde  $\tau$  es el error de estimación de inicio de trama. Siguiendo el desarrollo original se llega a la expresión

$$\frac{n}{N_{Per}} = \Delta_f \left(\frac{2R}{c} + \tau\right). \quad (51)$$

Tomando el inicio de la trama de la señal directa como  $R = 0$  para aproximar el inicio simultáneo de transmisión y recepción, se puede calcular el error de estimación mediante

$$\tau = \frac{\tilde{n}_{max}}{N_{Per}\Delta_f}. \quad (52)$$

Una vez más modificando (17), esta vez para tener en cuenta el retardo adicional, y teniendo en cuenta que el efecto de éste es constante para todas las señales recibidas,

$$D = \sum_{h=0}^{H-1} \exp\left(-j2\pi l \Delta_f \left(\frac{2R_h}{c} + \tau\right)\right) u_{v_h} = \sum_{h=0}^{H-1} u_{R_h} \exp(-j2\pi l \Delta_f \tau) * u_{v_h}, \quad (53)$$

se puede ver que se puede corregir la estimación de inicio de trama multiplicando cada fila  $l$  de la matriz  $D$  por  $\exp(j2\pi l \Delta_f \tau)$ .

En la figura 28 se comparan los periodogramas generados por los dos métodos utilizados en dos capturas consecutivas. Se puede ver cómo en ambos métodos se consigue ajustar el primer máximo a  $n = 0$ , pero en el primer método el periodograma sufre mayor variación entre capturas debido a que solo se tiene en cuenta valores enteros de  $n$  en el ajuste.

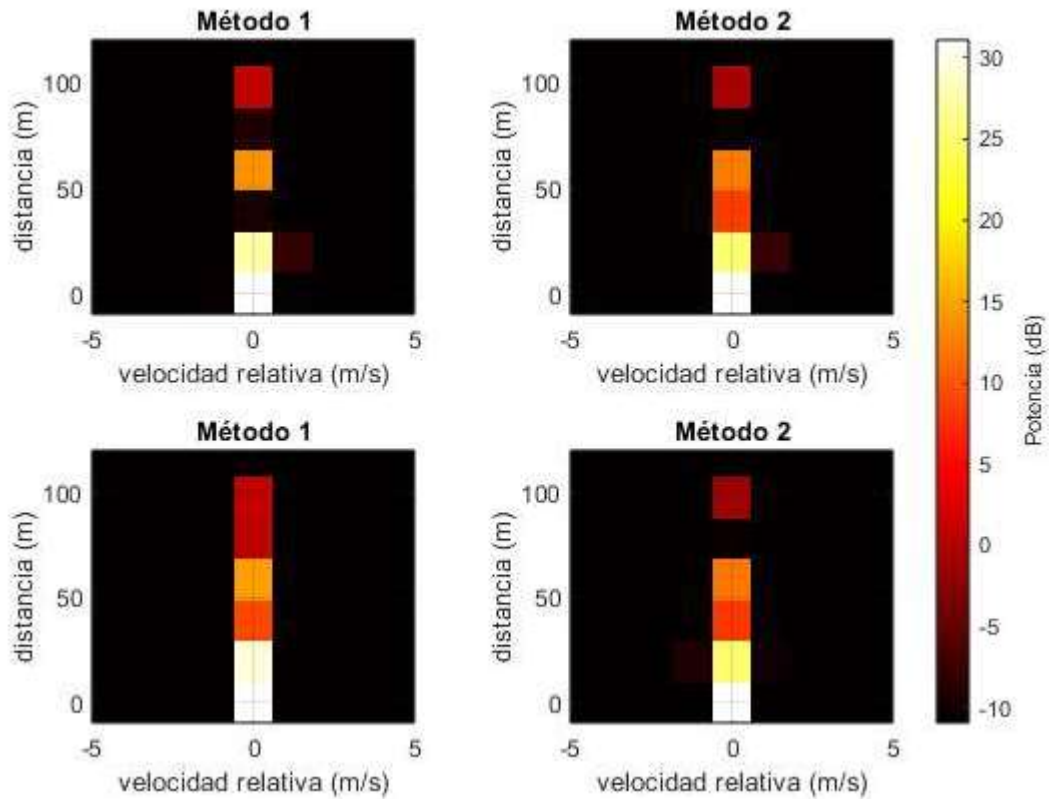


FIGURA 28 COMPARACIÓN DE MÉTODOS DE CORRECCIÓN DE ESTIMACIÓN DE INICIO DE TRAMA SIN ENVENTANADO

Finalmente, es posible combinar esta corrección junto con la corrección de frecuencia mediante el producto exterior  $M_c = \exp(j2\pi l \Delta_f \tau) * \exp(-j2\pi \Delta_f T_O k)$  y multiplicando  $D$  y  $M_c$  elemento a elemento.

Como consecuencia de la eficiencia de este método de corrección, la estimación precisa pero con alto coste computacional de inicio de trama utilizando el método de Park deja de ser útil y es descartada en posteriores pruebas.

#### 5.2.4 Resultados de la segunda batería de pruebas

Aplicando la corrección descrita en el apartado anterior, los resultados de las pruebas coinciden con los resultados esperados, exceptuando las aparentes detecciones de objetos estáticos.

En el primer escenario con cámara vacía, el periodograma permanece estable a lo largo de la prueba, exceptuando dos capturas al principio que muestran movimiento, que se corresponde con una persona saliendo de la sala después de iniciar las capturas. En la figura 29 se puede ver dicho movimiento en las capturas 2 y 4.

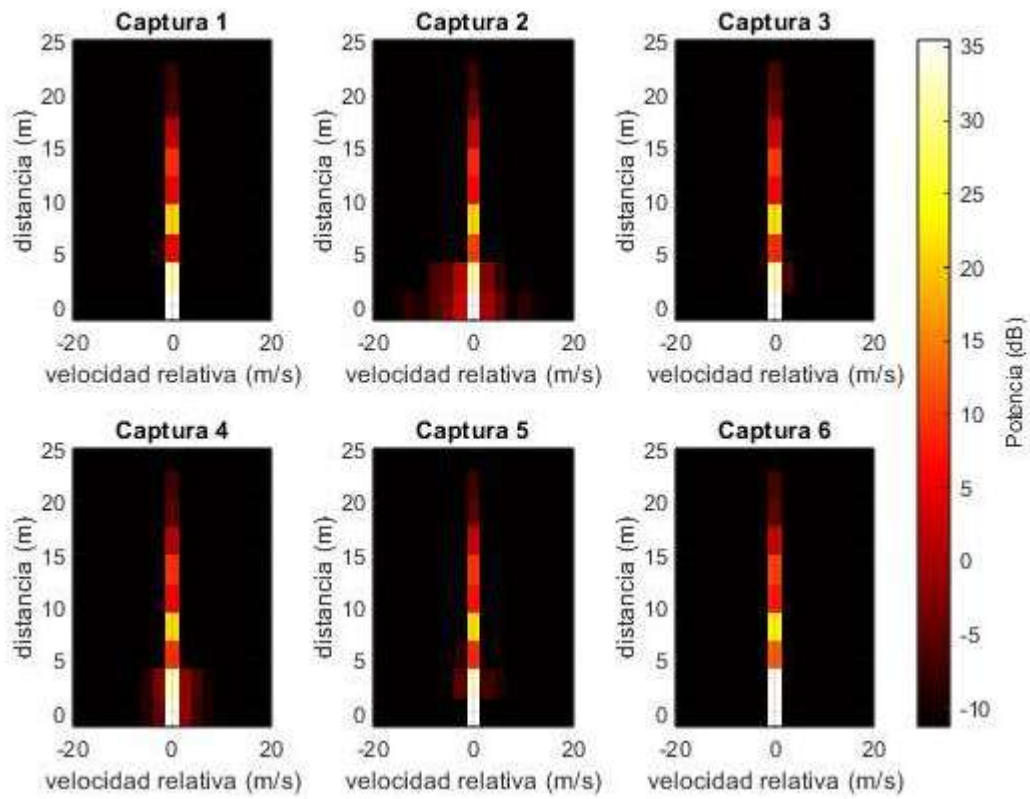


FIGURA 29 RESULTADOS DE LA SEGUNDA PRUEBA CON CÁMARA VACÍA CON CORRECCIÓN DE FRECUENCIA Y TIMING Y SIN ENVENTANADO

Para poner en perspectiva la efectividad de la corrección de frecuencia realizada, los periodogramas de la figura 26 pertenecen a esta prueba.

## Validación

En el escenario con una persona estática entre las radios se puede ver la atenuación causada por el bloqueo de la línea de visión entre las radios.

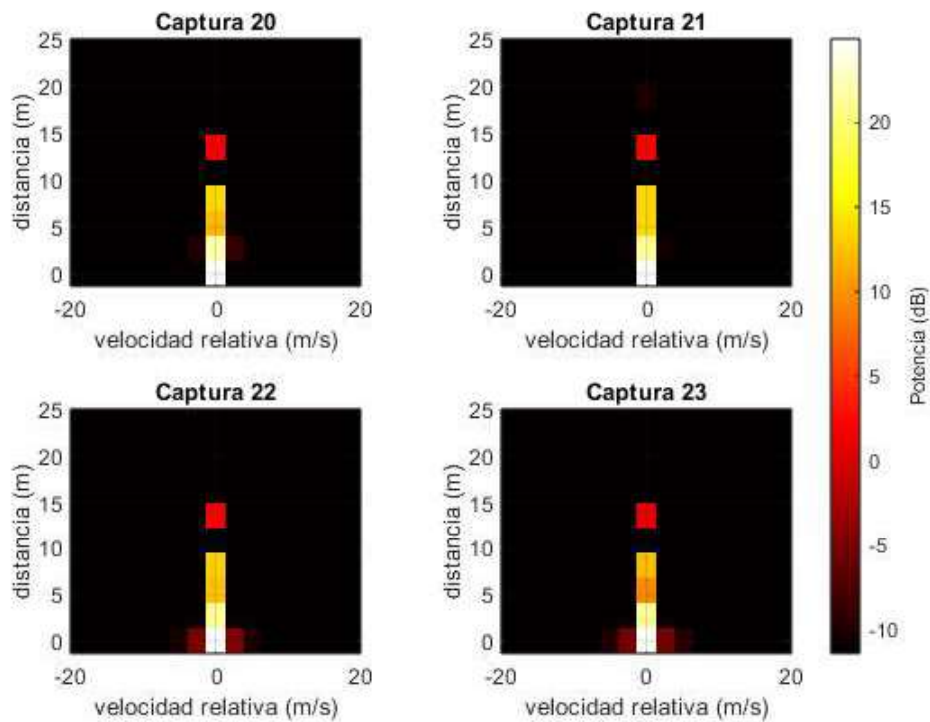


FIGURA 30 RESULTADOS DE LA SEGUNDA PRUEBA CON BLOQUEO DE LÍNEA DE VISIÓN CON CORRECCIÓN DE FRECUENCIA Y TIMING Y SIN ENVENTANADO

En el escenario con una persona alejándose y acercándose repetidamente, los resultados permiten ver que hay movimiento, pero es difícil discernir la dirección y velocidad del movimiento.

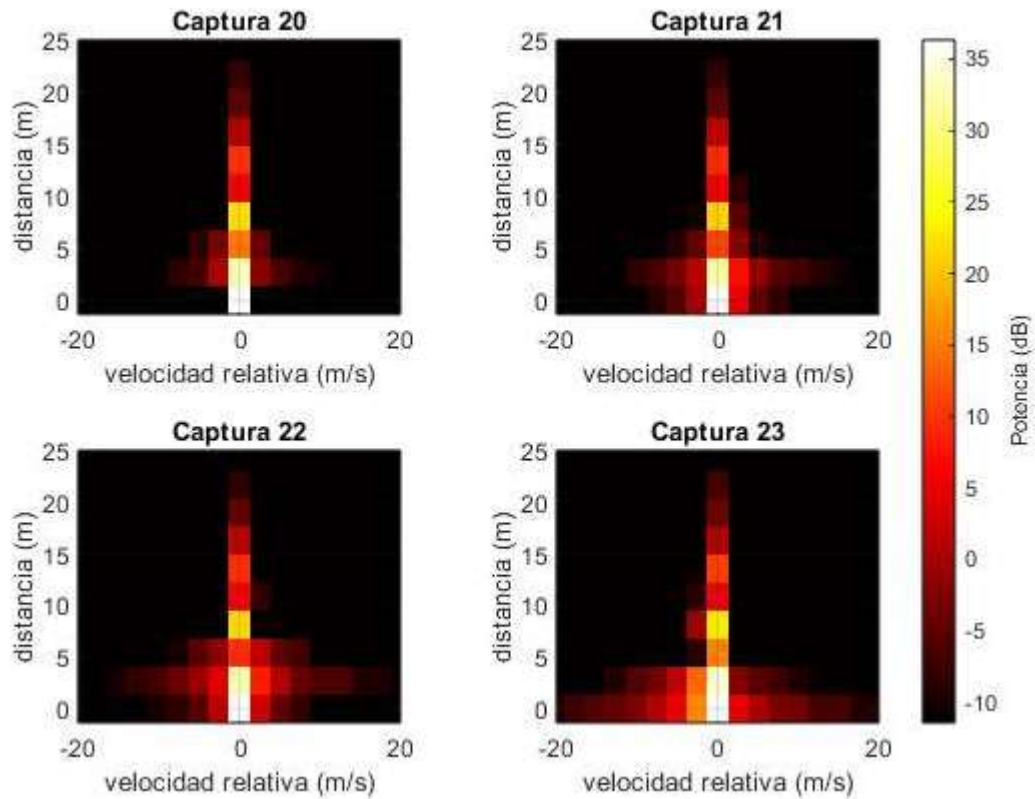


FIGURA 31 RESULTADOS DE LA SEGUNDA PRUEBA CON PERSONA EN MOVIMIENTO SIN ENVENTANADO

Como se ha apuntado en el apartado 2.7, debido a la falsa asunción en el desarrollo teórico de que el efecto Doppler es constante para todas las subportadoras de un símbolo OFDM, todo objeto en movimiento que es detectado por el radar provoca un ensanchamiento espectral en el eje horizontal. Para reducir el impacto de este ensanchamiento se puede enventanar la matriz  $D$  antes de calcular su periodograma 2D.

Sin embargo, la resolución de velocidad  $\Delta_v$  en estas pruebas es de 2.488 m/s, mientras que la velocidad media de una persona caminando es aproximadamente 1.4 m/s. Esto implica que el uso de ventanas con mayor ancho de lóbulo principal que la ventana rectangular provoca que el máximo en el periodograma causado por la señal directa oculte el movimiento de personas. Este efecto se puede ver en la figura 32, en la que las mismas capturas de la figura 31 han sido procesadas usando la ventana de Hamming en las filas de la matriz  $D$ .

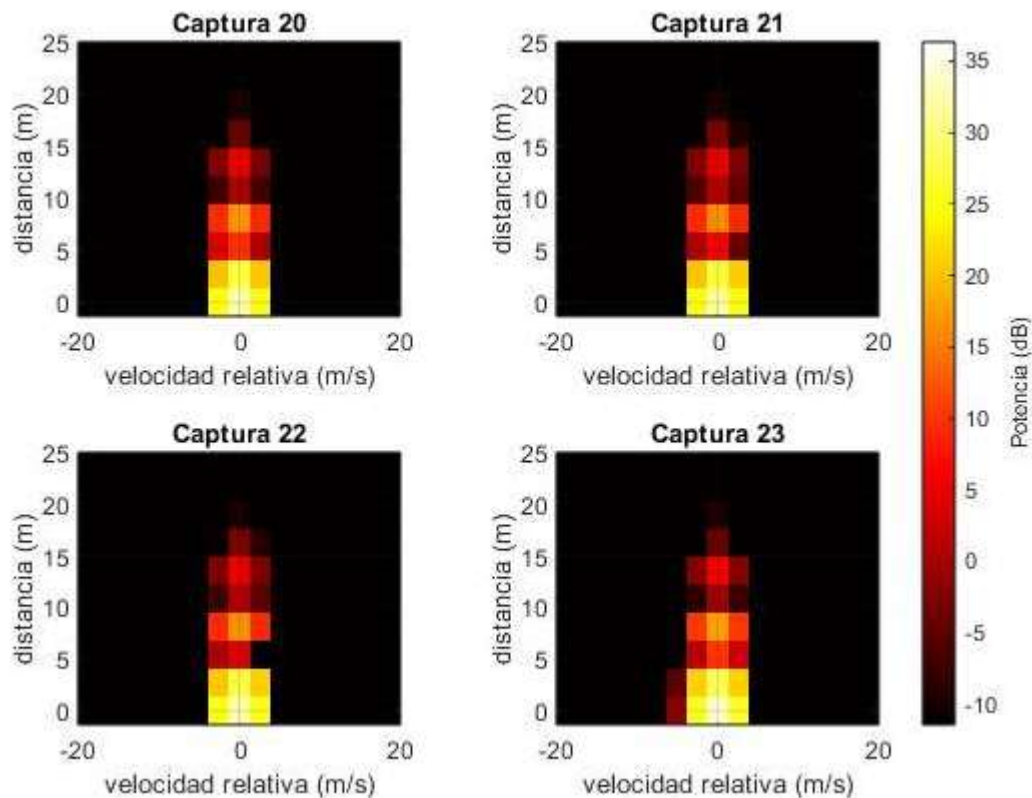


FIGURA 32 RESULTADOS DE LA SEGUNDA PRUEBA CON PERSONA EN MOVIMIENTO CON ENVENTANADO

Al problema de la resolución de velocidad hay que añadirle el tiempo entre capturas. Con los parámetros usados en estas pruebas, la cantidad de bytes que la radio envía a la unidad de procesado es

$$(4096 + 256) \text{ muestras/símbolo} * 256 \text{ símbolos} * 4 \text{ bytes/muestra} * 2 = 8912896 \text{ bytes}, \quad (54)$$

que teniendo en cuenta la velocidad de transmisión por USB 2.0 medida de 25 MB/s se traduce en un tiempo de transmisión por USB de 0.32 segundos. Si a esto se le añade que para estas pruebas las capturas fueron guardadas después de realizar el procesado de estimación de inicio de trama, más el tiempo de guardado de muestras en ficheros, el tiempo entre capturas llega a superar el segundo.

La combinación de baja resolución temporal, baja resolución de frecuencia y espacio limitado de la cámara implica que con estos parámetros no es posible muestrear el movimiento de una persona acercándose y alejándose periódicamente.

Por último, en el escenario en el que una persona permanece estática a dos metros de las radios, la caída lenta del espectro en el eje de la distancia oculta e impide detectar diferencias respecto a las pruebas con cámara vacía.

#### 5.2.5 Conclusiones de la segunda batería de pruebas

Se ha demostrado que con la corrección de frecuencia e inicio de trama los resultados de las pruebas son consistentes con la teoría, al menos en el eje de la velocidad. En cuanto al eje de la distancia,

gracias a la cámara anecoica se ha confirmado que los resultados inesperados son detecciones erróneas, aunque en estas pruebas no encontramos su causa.

Por otra parte, el elevado tiempo entre capturas y cantidad de muestras limita el tipo de pruebas que se puede hacer, y el número de capturas por prueba que se pueden guardar. Teniendo en cuenta los buenos resultados en cuanto a detección de movimiento, decidimos cambiar los parámetros del sistema para la tercera batería de pruebas, con el propósito de detectar movimientos con mayor precisión y frecuencia de captura.

### 5.3 Prueba 3: Mejora de parámetros para detección de blancos en movimiento

El objetivo de esta batería de pruebas fue comprobar el correcto funcionamiento del sistema, usando parámetros que ofrecen mejor resolución temporal y resolución de velocidad.

El escenario de las pruebas sigue siendo el mostrado en la figura 25. Adicionalmente, en la figura 33 se muestra el recorrido realizado en las pruebas con movimiento.

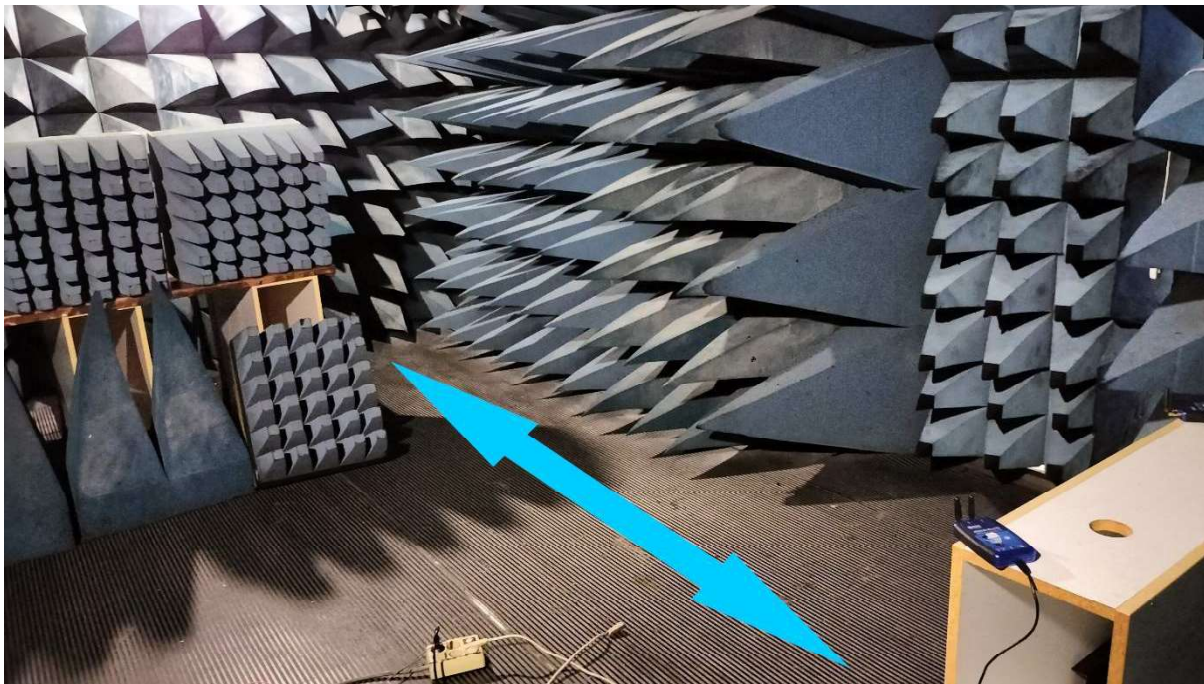


FIGURA 33 RECORRIDO DE LAS PRUEBAS CON MOVIMIENTO EN LA CÁMARA ANECOICA

Uno de los parámetros del sistema que influyen en la resolución de distancia es la frecuencia central. Previamente a realizar las pruebas comprobamos la respuesta en frecuencia de las antenas Jinchang Electron JCG401 en el rango de frecuencias disponible con ADALM-PLUTO. Esto lo conseguimos conectando dos antenas a los puertos de un analizador de red R&S@ZVL [32] y midiendo el parámetro  $S_{21}$ , que representa la potencia transferida desde el puerto transmisor (2) al puerto receptor (1).

## Validación

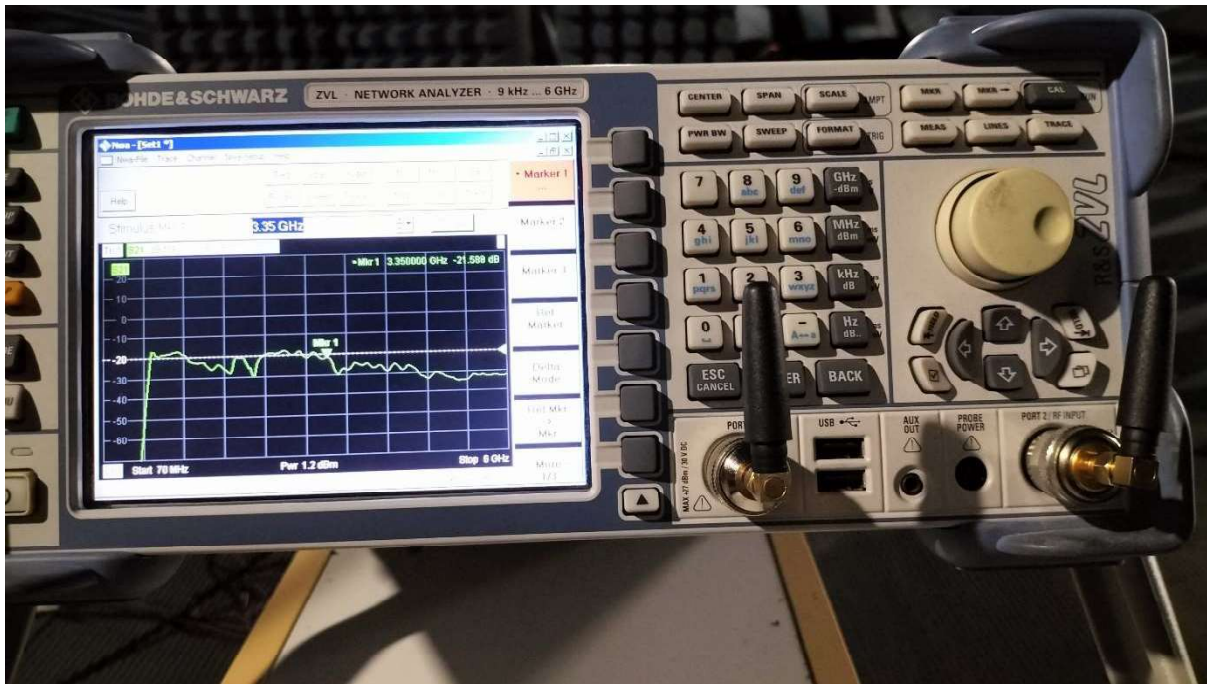


FIGURA 34 FOTO DEL ANALIZADOR DE RED R&S®ZVL Y LAS ANTENAS CONECTADAS

En la siguiente foto se ve la medida del parámetro S21.

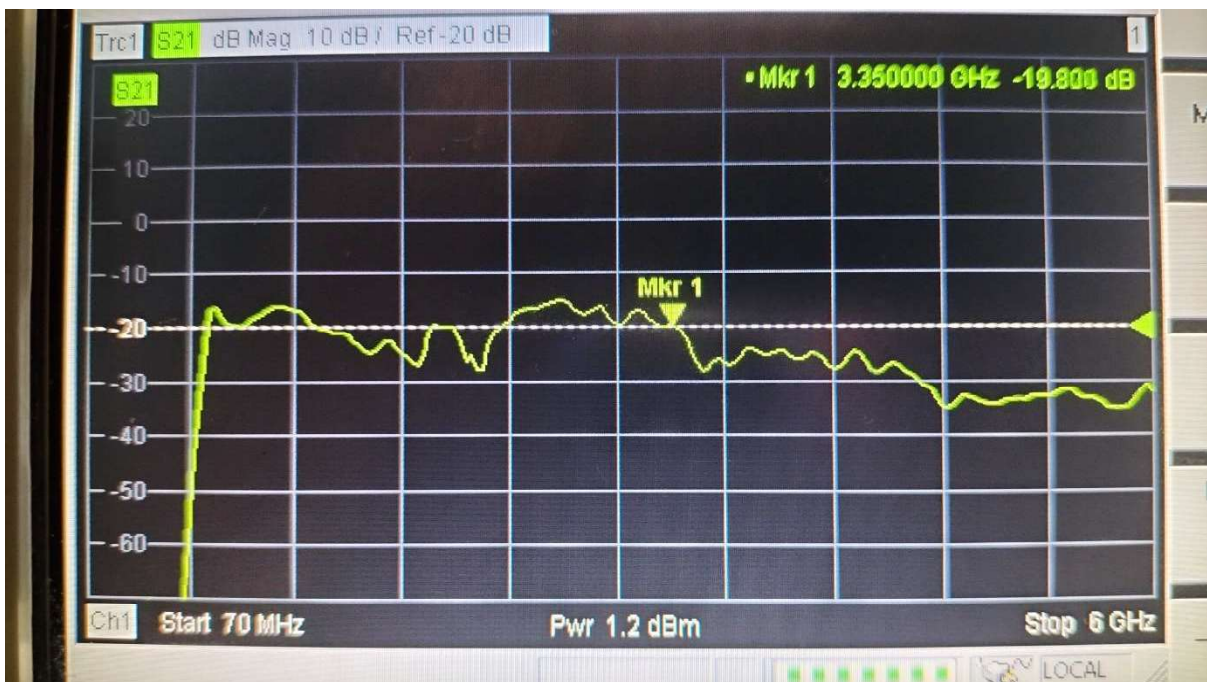


FIGURA 35 MEDIDA PROPIA DE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LAS ANTENAS

Con estos resultados, la frecuencia central escogida para la tercera batería de pruebas es 3.35 GHz. En esta frecuencia las antenas tienen buena respuesta, y aumentando la frecuencia en torno a 3.5 GHz se consigue una pérdida de 8dB. Además, como se muestra en la siguiente foto, dentro del ancho de

banda máximo de ADALM-PLUTO el parámetro S21 es muy plano, característica muy importante para el correcto funcionamiento del sistema.

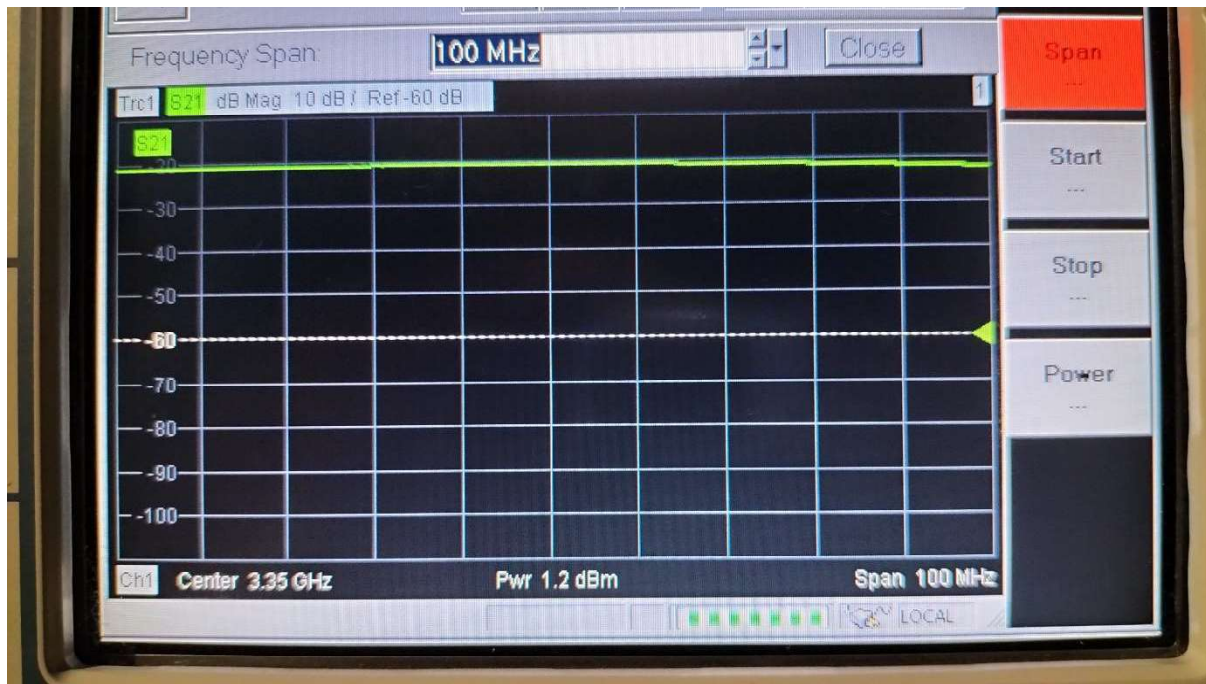


FIGURA 36 RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LAS ANTENAS EN TORNO A 3.35 GHz

Un detalle que revela esta medida es que en la banda de frecuencias en la que se trabajó en la segunda batería de pruebas la respuesta en frecuencia de las antenas no es plana.

Además de aumentar ligeramente la frecuencia central, en estas pruebas aumentamos el número de símbolos por trama para mejorar la resolución en frecuencia del radar, mientras que para limitar el ancho de banda reducimos el número de subportadoras por símbolo. Como el tiempo entre capturas depende del número de muestras, la reducción del número de subportadoras tiene que ser mayor que el aumento de símbolos por trama. En la siguiente tabla con los parámetros de la tercera batería de pruebas se pueden ver los cambios mencionados y las nuevas resoluciones resultantes.

TABLA 2 PARÁMETROS DE LA TERCERA PRUEBA

| Parámetro                           | Símbolo    | Valor     |
|-------------------------------------|------------|-----------|
| Frecuencia central                  | $f_c$      | 3,35 GHz  |
| Separación entre subportadoras      | $\Delta_f$ | 15 KHz    |
| Número de subportadoras por símbolo | $N$        | 512       |
| Número de símbolos por trama        | $M$        | 512       |
| Ancho de banda                      | $BW$       | 7,68 MHz  |
| Resolución de distancia             | $\Delta_D$ | 19,53 m   |
| Resolución de velocidad             | $\Delta_v$ | 1,235 m/s |

## Validación

Con estos parámetros, se realizaron 200 capturas a 2.5 capturas por segundo en los siguientes escenarios:

- Cámara vacía.
- Persona estática tapando parcialmente la línea de visión de las radios.
- Persona alejándose y acercándose a las radios según la figura 33, con tres segundos de pausa entre cambios de sentido.

En los dos primeros escenarios, los resultados obtenidos concuerdan con los resultados obtenidos en la segunda batería de pruebas. En el tercer escenario, el ajuste de parámetros y la pausa entre movimientos permite el seguimiento de los movimientos.

Por otra parte, la caída lenta del espectro en el eje vertical se mantiene, y es independiente de la resolución en distancia del sistema. En la figura 37 se muestran cuatro versiones del periodograma de una de las capturas con cámara vacía, para  $v = 0$ . En la primera figura se puede observar que el enventanado no da los resultados esperados, manteniéndose los picos en distancias elevadas. En la segunda figura se muestra la misma captura, realizando un *zero-padding* de  $N_{per} = 8N$  que permite ver el origen del problema.

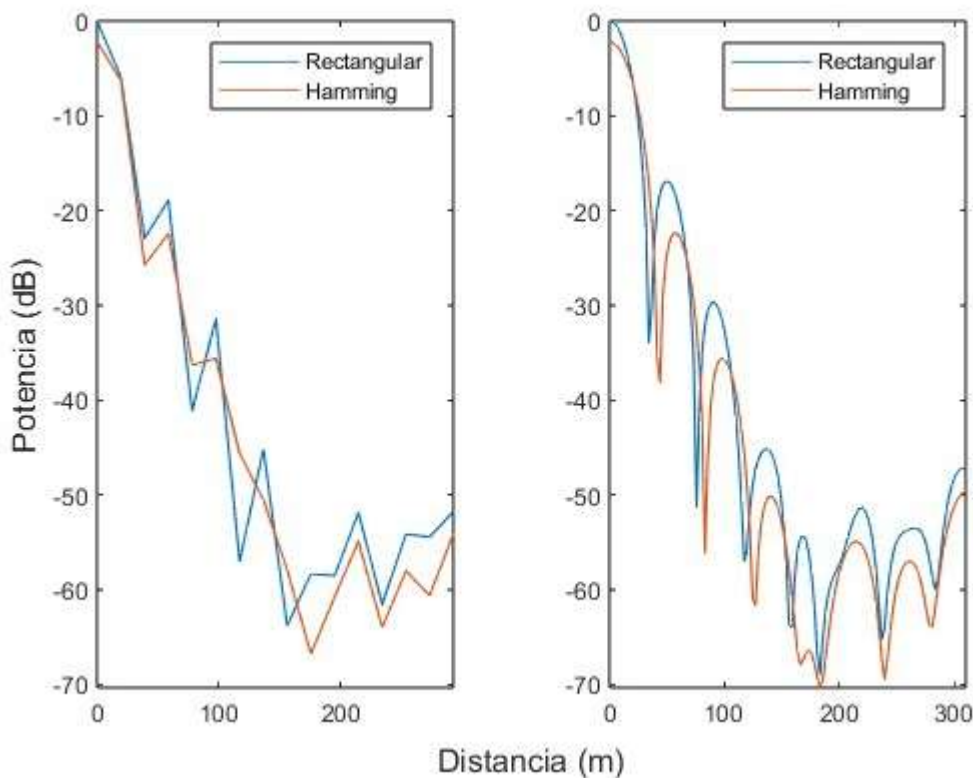
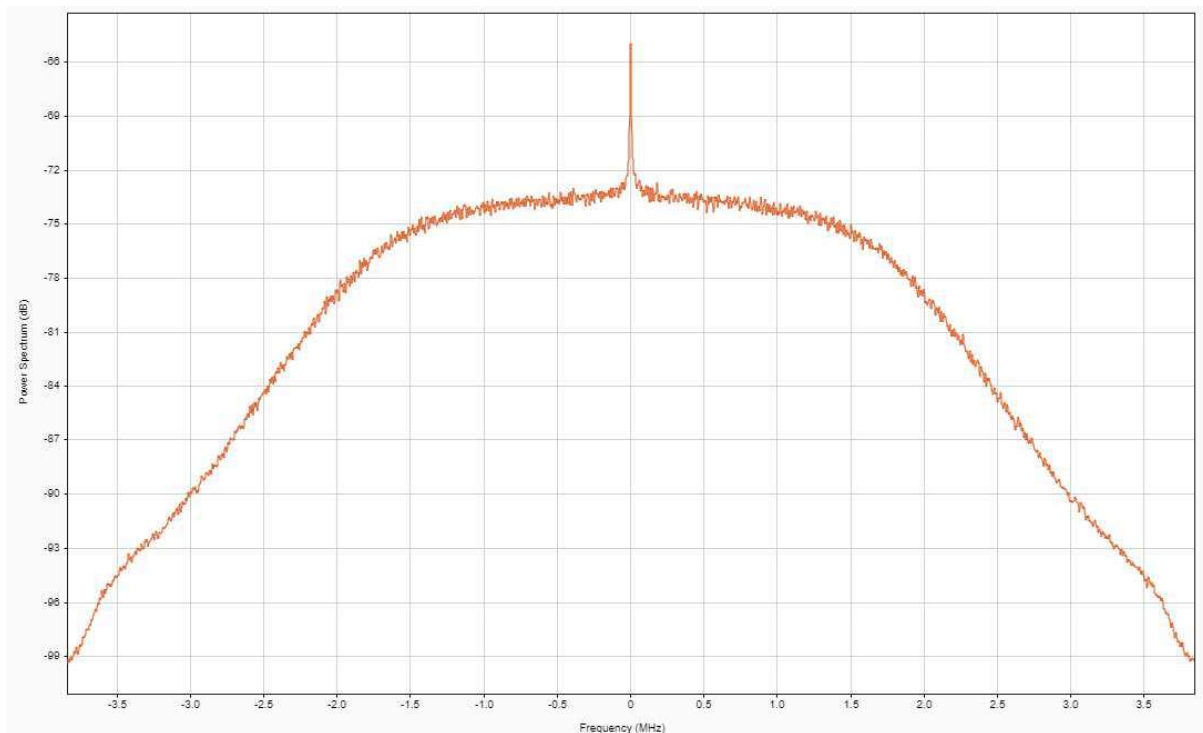


FIGURA 37 COMPARACIÓN DE PROCESADOS DE PERIODOGRAMA PARA  $v=0$

### 5.3.1 Problema: Respuesta de frecuencia no es plana en la banda de trabajo

El desarrollo teórico asume que se trabaja con una respuesta en frecuencia plana en el ancho de banda de la trama OFDM. Sin embargo, en las pruebas hechas hasta ahora no hemos tenido en cuenta el efecto de las cadenas de filtros de ambas radios.

En la figura 38 se puede ver el espectro de una de las capturas, usando la herramienta de análisis de señal de MATLAB. La forma de coseno alzado del espectro explica los lóbulos secundarios en el periodograma 2D, y el comportamiento del enventanado.



**FIGURA 38 ESPECTRO DE SEÑAL RECIBIDA CON FILTROS PREDETERMINADOS**

### 5.3.2 Solución: Modificación de filtros de las radios y sobremuestreo de la trama OFDM

Para mejorar los resultados del sistema, aplicamos dos medidas. En primer lugar, es necesario reducir el ancho de banda utilizado por la trama OFDM, mediante el uso de subportadoras nulas en los laterales o mediante sobremuestreo de la trama.

La técnica finalmente utilizada es el sobremuestreo, ya que su implementación es más directa para este sistema. Sin embargo, mientras que ambas técnicas reducen el ancho de banda y en consecuencia la resolución en distancia, el sobremuestreo tiene como consecuencia la reducción de la distancia entre subportadoras, que lleva a un aumento de la resolución de velocidad y una disminución de la velocidad máxima proporcionales al factor de sobremuestreo.

La segunda medida aplicada es la modificación de los filtros de ambas radios, con el objetivo de aumentar el ancho de banda en el que se puede trabajar y obtener una respuesta plana en la banda de paso.

## Validación

Analog Devices ofrece la aplicación AD9361 Filter Design Wizard [33], que permite diseñar los filtros FIR programables de ADALM-PLUTO, teniendo en cuenta la respuesta conjunta de la cadena de filtros. En la figura 39 se puede ver el aspecto de la aplicación y los parámetros y respuesta en frecuencia de uno de los filtros diseñados para la radio receptora.

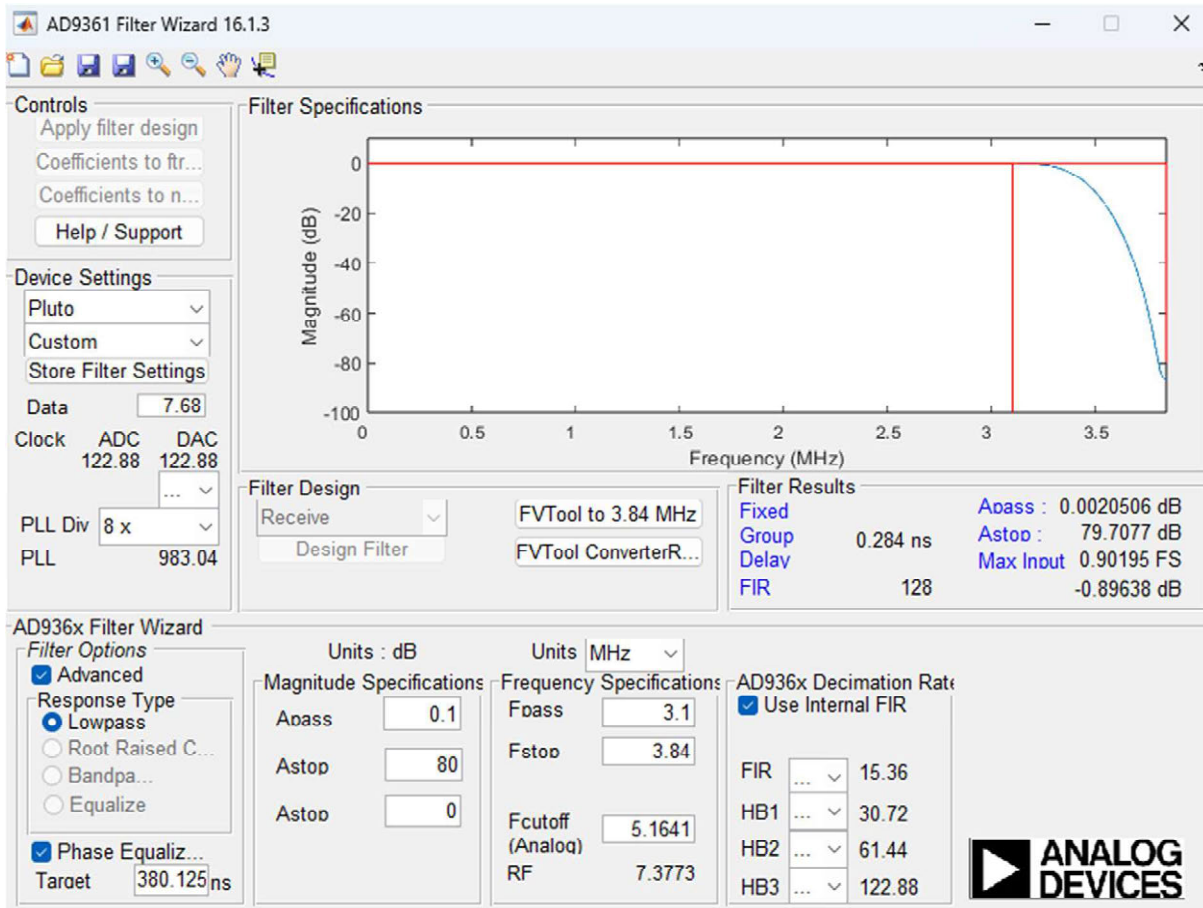


FIGURA 39 DISEÑO DE LA CADENA DE FILTROS EN LA RADIO RECEPTORA EN LA APLICACIÓN AD9361 FILTER WIZARD

Diseñando un filtro para la radio transmisora con los mismos parámetros, y realizando un sobremuestreo de 1,25x a la trama enviada, se espera que el espectro de la señal recibida sea plano en el ancho de banda ocupado por la trama. La figura 40 muestra el espectro de una captura realizada con los filtros diseñados y dicho sobremuestreo. Esta captura fue realizada fuera de la cámara anecoica, lo que explica la aparición de interferencia a 3,348 MHz.

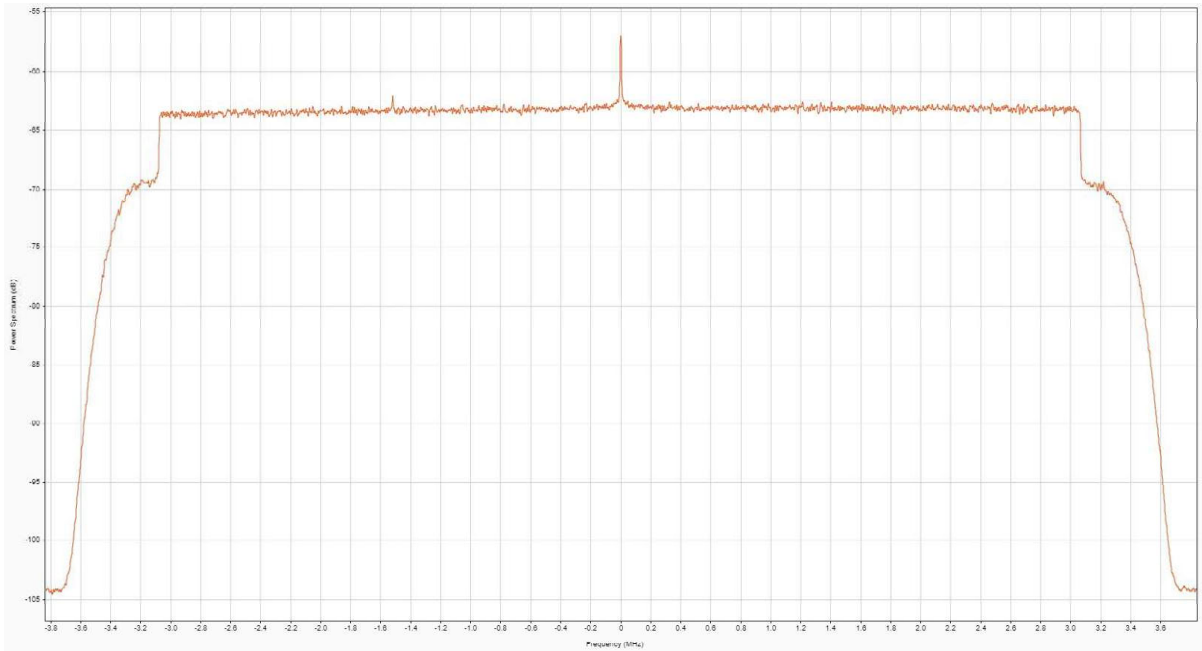


FIGURA 40 ESPECTRO DE SEÑAL RECIBIDA CON FILTROS PERSONALIZADOS Y SOBREMUESTREO

En la figura 41 se compara una de las columnas de la matriz  $D$ , resultante de dividir los símbolos recibidos demodulados por la matriz de datos modulados en QPSK con los que se genera la trama.

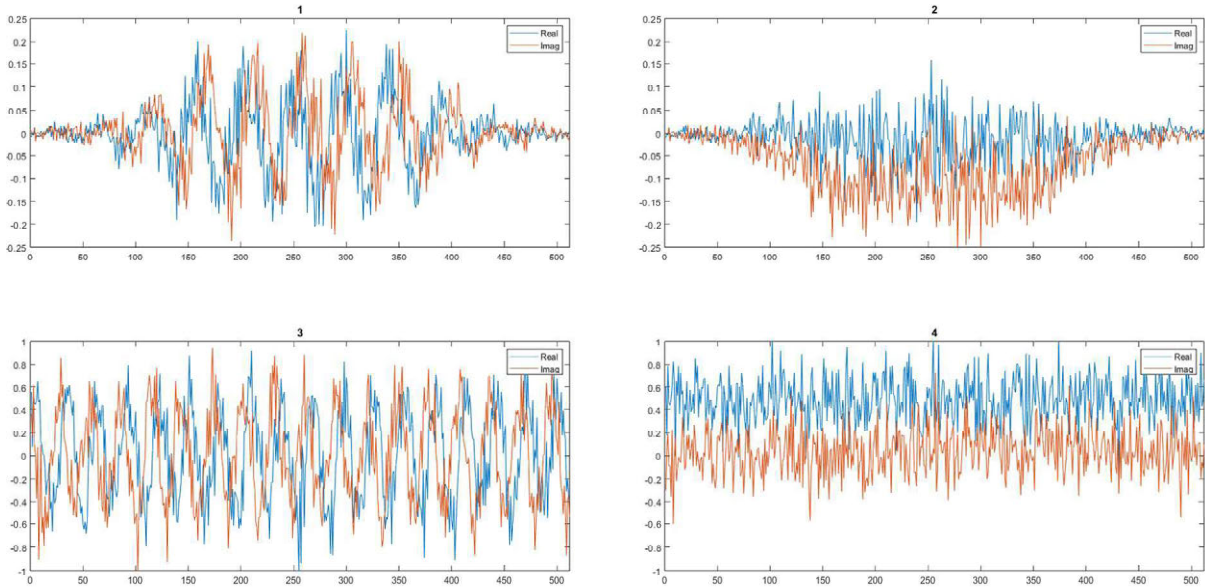


FIGURA 41 COMPARACIÓN DE SÍMBOLOS DE MATRIZ  $D$

La columna de la subfigura 1 es procesada a partir de la captura cuyo espectro se muestra en la figura 38, como se puede ver en su envolvente. En la subfigura 2, la captura pasa por el proceso de corrección de frecuencia e inicio de trama, que corrige la fase de las subportadoras pero mantiene la envolvente.

## Validación

Los símbolos de las subfiguras 3 y 4 son procesados a partir de la captura con filtro personalizado y sobremuestreo de la figura 40, sin y con corrección de frecuencia e inicio de trama. Se puede ver que la envolvente en ambos es constante, y el símbolo de la subfigura 4 se aproxima al símbolo de la matriz  $D$  teórica en caso de señal directa, que es una matriz de unos. El efecto de estos cambios en el periodograma se puede ver comparando la figura 42 con la figura 37.

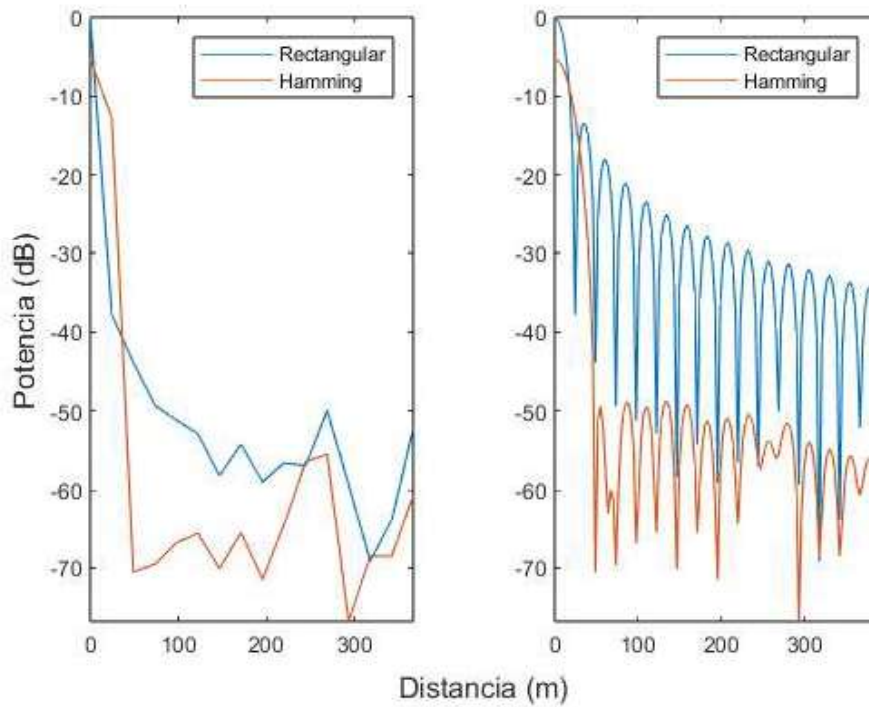


FIGURA 42 COMPARACIÓN DE PROCESADOS DE PERIODOGRAMA PARA  $v=0$  CON FILTRO PERSONALIZADO Y SOBREMUESTREO

Por último, en la figura 43 se puede ver el resultado del conjunto de correcciones hechas en el propio periodograma, sin enventanado y con enventanado Hamming 2D. Los resultados obtenidos son los esperados a partir de la teoría y las simulaciones.

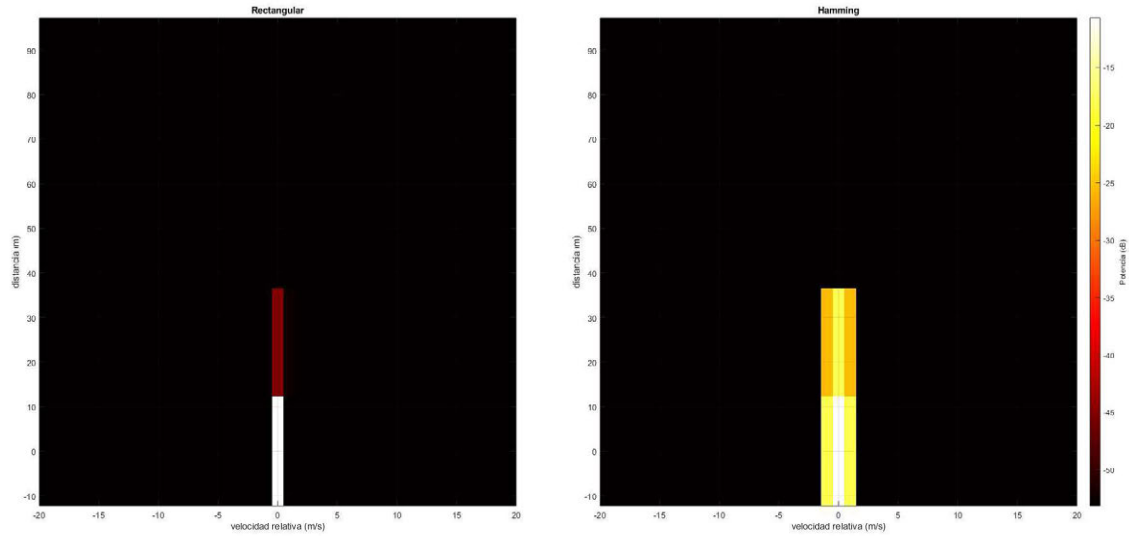


FIGURA 43 PERIODOGRAMAS RESULTADO DEL PROTOTIPO FINAL SIN Y CON ENVENTANADO HAMMING 2D

### 5.3.3 Conclusiones de la tercera batería de pruebas

En estas pruebas se ha comprobado que los cambios a los parámetros hechos del sistema con el objetivo de detectar movimientos con mayor precisión han dado los resultados esperados.

Por otra parte se ha podido identificar la causa del alzamiento de espectro en el eje de la distancia del periodograma que arrastrábamos desde las primeras pruebas, y se han encontrado soluciones en la modificación de los filtros FIR de las radios y el sobremuestreo de la señal. Sin embargo, estas soluciones no permiten resolver los errores en postprocesado, al contrario que en el caso de la corrección de frecuencia implementada en la segunda prueba, lo que nos impide mejorar los resultados obtenidos de las capturas de esta prueba.



## 6 Conclusiones y líneas futuras de trabajo

### 6.1 Conclusiones

En este proyecto hemos conseguido implementar un prototipo de radar OFDM mediante dos radios definidas por software ADALM-PLUTO y una unidad de procesado. Para trabajar con este prototipo hemos creado una aplicación que permite modificar los parámetros de la señal OFDM, modificar los parámetros del procesado radar y manipular directamente las radios, entre otras funciones.

A lo largo del proyecto han ido apareciendo dificultades, especialmente relacionadas con el paso de la teoría a la práctica, que han llevado a la modificación y añadido de etapas en el procesado de la imagen radar.

Aunque el sistema fue inicialmente ideado con un único transceptor emitiendo únicamente una trama OFDM y recibiendo simultáneamente, las limitaciones en el control del inicio de transmisión y recepción de ADALM-PLUTO nos llevaron a la transmisión continua de la trama, a la que le añadimos un preámbulo. En consecuencia, en la recepción es necesario capturar el doble de duración de la trama para asegurar que recibimos al menos una trama completa, doblando al mismo tiempo la duración de transmisión de los datos recibidos desde la radio receptora a la unidad de procesado, que debido a la conexión por USB 2.0 disponible en ADALM-PLUTO es un factor importante en el aumento del tiempo entre imágenes radar.

Debido a que la transmisión y recepción se producen al mismo tiempo, usamos una radio para transmisión y otra para recepción para evitar acoplamiento. La consecuencia de esta modificación fue problemas de sincronización de frecuencia debido a la inestabilidad de los relojes de las radios y la precisión que requiere el algoritmo radar, que llevaron al desarrollo de un procesado de corrección conjunta de frecuencia e inicio de trama. Finalmente, fue necesario modificar los filtros FIR de ambas radios y sobremuestrear la trama enviada para conseguir los resultados deseados.

La combinación del ancho de banda limitado de ADALM-PLUTO, la relación directa entre ancho de banda y resolución de distancia del procesado radar implementado, y el uso intencionado de la señal directa para sincronización, deja un rendimiento del sistema radar, respecto a la resolución de distancia y la distancia máxima, con mucho margen de mejora con el uso de hardware de superiores prestaciones. Por otra parte, hemos comprobado que el prototipo ofrece mejores prestaciones en cuanto a la resolución de velocidad y velocidad máxima factibles.

### 6.2 Líneas futuras

En líneas generales, los trabajos futuros que se pueden realizar se dividen en dos tipos: trabajo adicional con el hardware usado y cambio del hardware.

En cuanto al primer tipo, una posible línea futura sería comprobar el efecto que las distintas configuraciones de OFDM en sistemas como 4G, 5G y WiFi pueden tener en el sistema radar, dado que el objetivo final es la integración de ambos sistemas. Otra posible línea sería el uso de otros algoritmos radar como ESPRIT, CLEAN y 2D-MUSIC y explorar los cambios necesarios en el sistema para

## Conclusiones y líneas futuras de trabajo

trabajar con este algoritmo, y las ventajas y desventajas de estos algoritmos respecto al implementado, usando nuestro modelo de SDR.

En cuanto a las mejoras de hardware, una posible línea futura es la comparación del rendimiento de nuestro prototipo con el rendimiento de un sistema con una única ADALM-PLUTO y separación de antenas mediante cables coaxiales. Otra opción sería cambiar las ADALM-PLUTO por una versión más avanzada u otro modelo de SDR que permita la sincronización de relojes de transmisión y recepción mediante un reloj externo.

Por último, el uso de SDR con inicio simultáneo de transmisión y recepción permitiría eliminar la necesidad de acoplamiento en nuestro sistema, y combinando con antenas directivas se podrían realizar pruebas que validen el comportamiento del algoritmo radar implementado en cuanto a estimación de distancia de objetos detectados.

## 7 Referencias

- [1] Z. Wei, H. Qu, Y. Wang, X. Yuan, H. Wu, Y. Du y Z. Feng, «Integrated sensing and communication signals towards 5G-A and 6G: A survey,» *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 10, n° 13, pp. 11068-11092, 2023.
- [2] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, 2 ed., Prentice Hall PTR, 2002.
- [3] M. I. Skolnik, *Radar Handbook*, Third Edition, McGraw Hill, 2008.
- [4] R. Prasad, *OFDM for Wireless Communications Systems*, Artech, 2004.
- [5] M. Braun, C. Sturm, A. Niethammer y F. K. Kondral, «Parametrization of joint OFDM-based radar and communication systems for vehicular applications,» de *IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Tokio, 2009.
- [6] S. Mercier, S. Bidon, D. Roque y C. Enderli, «Comparison of Correlation-Based OFDM Radar Receivers,» *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 56, n° 6, pp. 4796-4813, 2020.
- [7] H. G y Y. B, «A Novel Intercarrier-Interference Free Signal Processing Scheme for OFDM Radar,» *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, n° 6, pp. 5158-5167, 2018.
- [8] C. B. Barneto, T. Riihonen, M. Turunen, L. Anttila, M. Fleischer, K. Stadius, J. Ryynänen y M. Valkama, «"Full-Duplex OFDM Radar With LTE and 5G NR Waveforms: Challenges, Solutions, and Measurements,"» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, n° 10, pp. 4042-4054, 2019.
- [9] R. R y K. T, «ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques,» *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 37, n° 7, pp. 984-995, 1989.
- [10] R. Xie, D. Hu, K. Luo y T. Jiang, «Performance Analysis of Joint Range-Velocity Estimator With 2D-MUSIC in OFDM Radar,» *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 69, pp. 4787-4800, 2021.
- [11] C. S. y. W. Wiesbeck, «Waveform Design and Signal Processing Aspects for Fusion of Wireless Communications and Radar Sensing,» *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, n° 7, pp. 1236-1259, 2011.
- [12] K. Braun, *OFDM Radar Algorithms in Mobile Communication Networks*, 2014.

## Referencias

- [13] J. A. Scheer, M. A. Richards y W. A. Holm, Principles of Modern Radar: Basic Principles, 2013.
- [14] «Sobre GNU Radio,» [En línea]. Available: <https://www.gnuradio.org/about/>. [Último acceso: 4 Junio 2024].
- [15] «MATLAB,» [En línea]. Available: <https://es.mathworks.com/products/matlab.html>. [Último acceso: 4 Junio 2024].
- [16] «Simulink,» [En línea]. Available: <https://es.mathworks.com/products/simulink.html>. [Último acceso: 4 Junio 2024].
- [17] «IIO Oscilloscope,» [En línea]. Available: [https://wiki.analog.com/resources/tools-software/linux-software/iio\\_oscilloscope](https://wiki.analog.com/resources/tools-software/linux-software/iio_oscilloscope). [Último acceso: 4 Junio 2024].
- [18] «rtl-sdr,» [En línea]. Available: <https://osmocom.org/projects/rtl-sdr/wiki/Rtl-sdr>. [Último acceso: 4 Junio 2024].
- [19] «HackRF One,» [En línea]. Available: <https://greatscottgadgets.com/hackrf/one/>. [Último acceso: 4 Junio 2024].
- [20] «USRP B200,» [En línea]. Available: <https://www.ettus.com/all-products/ub200-kit/>. [Último acceso: 4 Junio 2024].
- [21] «AD9363 Product Overview,» [En línea]. Available: <https://www.analog.com/en/products/ad9363.html#product-overview>. [Último acceso: 2 Sept 2023].
- [22] «ADALM-PLUTO Detailed Specifications,» [En línea]. Available: <https://wiki.analog.com/university/tools/pluto/devs/specs>. [Último acceso: 2 Sept 2023].
- [23] «Customizing the Pluto Configuration,» [En línea]. Available: <https://wiki.analog.com/university/tools/pluto/users/customizing>. [Último acceso: 2 Sept 2023].
- [24] «parfor,» [En línea]. Available: <https://es.mathworks.com/help/matlab/ref/parfor.html>. [Último acceso: 27 Mayo 2024].
- [25] «JCG401 GSM Antenna,» [En línea]. Available: <https://www.jinchanggps.com/JCG401-GSM-Antenna-pd45551675.html>. [Último acceso: 4 Sept 2023].
- [26] «ADALM-PLUTO Antennas,» [En línea]. Available: <https://wiki.analog.com/university/tools/pluto/users/antennas>. [Último acceso: 4 Sept 2023].

- [27] T. M. Schmidl y D. C. Cox, «"Robust frequency and timing synchronization for OFDM,"» *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, n° 12, pp. 1613-1621, 1997.
- [28] B. Park, H. Cheon, C. Kang y D. Hong, « "A simple preamble for OFDM timing offset estimation",» *Proceedings IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, n° 56, pp. 729-732, 2002.
- [29] J. Tsao y B. Steinberg, «Reduction of sidelobe and speckle artifacts in microwave imaging: the CLEAN technique,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 36, n° 4, pp. 543-556, 1988.
- [30] «ADALM-PLUTO Hardware,» [En línea]. Available: <https://wiki.analog.com/university/tools/pluto/hacking/hardware>. [Último acceso: 9 Sept 2023].
- [31] «Why Pluto,» [En línea]. Available: <https://wiki.analog.com/university/tools/pluto/users/name>. [Último acceso: 10 Sept 2023].
- [32] «R&S®ZVL vector network analyzer,» [En línea]. Available: [https://www.rohde-schwarz.com/es/productos/test-y-medida/analizadores-de-redes/rs-zvl-vector-network-analyzer\\_63493-9014.html](https://www.rohde-schwarz.com/es/productos/test-y-medida/analizadores-de-redes/rs-zvl-vector-network-analyzer_63493-9014.html). [Último acceso: 28 Mayo 2024].
- [33] «ad936x-filter-wizard,» [En línea]. Available: <https://github.com/analogdevicesinc/ad936x-filter-wizard/releases>. [Último acceso: 24 Abril 2024].
- [34] «Medir el rendimiento del código,» [En línea]. Available: [https://es.mathworks.com/help/matlab/matlab\\_prog/measure-performance-of-your-program.html](https://es.mathworks.com/help/matlab/matlab_prog/measure-performance-of-your-program.html). [Último acceso: 5 Mayo 2024].
- [35] «ADALM-PLUTO overview,» [En línea]. Available: <https://www.analog.com/en/resources/evaluation-hardware-and-software/evaluation-boards-kits/ADALM-PLUTO.html#eb-overview>. [Último acceso: 5 Junio 2024].

Referencias

## 8 Anexo I: Código fuente

### ofdmTx

```
function [signalTx,qpskModData] = ofdmTx(p)
% Función que genera una señal OFDM con parámetros p. Genera la señal a
% partir de datos aleatorios modulados en QPSK y añade preámbulo. La
% función devuelve la señal a transmitir y la matriz de datos modulados en
% QPSK

% en caso de llamar a la función sin argumento, se usan los parámetros
% predefinidos
if nargin < 1
    p = Param();
end

%% 1 Generación de un vector de NxM número de datos
dataSource = randsrc(1, p.symbolLength*p.frameLength, 0:4-1);

%% 2 Modulación QPSK de los datos
qpskModData = pskmod(dataSource, 4, pi/4);
qpskModData = reshape(qpskModData,[p.symbolLength,p.frameLength,1]);

%% 3 IFFT y añadido de cp
% relleno de ceros a la matriz de datos modulados en QPSK en caso de sobremuestreo
qpskModData2 = [zeros((p.symbolLength*p.oversample-p.symbol-
Length)/2,p.frameLength);
    qpskModData;
    zeros((p.symbolLength*p.oversample-p.symbolLength)/2,p.frameLength)];

% ifft de los datos modulados en QPSK
ifftDataMatrix = ifft(ifftshift(qpskModData2,1),p.symbolLength*p.oversample,1);

% añadido del prefijo cíclico al principio del símbolo
cpStart = (p.symbolLength-p.CPLength)*p.oversample;
ofdmSignal = ifftDataMatrix([(1+cpStart):end 1:end], :);

% conversión de matriz a vector y normalización
ofdmSignal = ofdmSignal(:);
ofdmSignal = ofdmSignal.*(1/max(abs(ofdmSignal))));

%% 4 Preámbulo
% creación del preámbulo para mejor sincro en la recepción basado en
% Byungjoon Park, Hyunsoo Cheon, Changeon Kang and Daesik Hong, "A simple
```

## Anexo I: Código fuente

```
% preamble for OFDM timing offset estimation," Proceedings IEEE 56th
% Vehicular Technology Conference, Vancouver, BC, Canada, 2002, pp. 729-732
% vol.2, doi: 10.1109/VETECF.2002.1040695.

pL = p.preambleLength;
pnpre = randn(pL,1);
pnpre(2:2:end) = 0;
preamble = (ifft((pnpre))).';
preamble(pL/4+1:pL*3/4) = conj(preamble(pL/4+1:pL*3/4));
preamble = preamble.*(1/max(abs(preamble)));

cpStart = p.preambleLength-p.CPLength;
preamble = preamble([(1+cpStart):end 1:end]);

%% 5 Señal final
% añadido del preámbulo a la trama
signalTx = [preamble.' ; ofdmSignal];

end
```

## reflectSim

```
function signalRx = reflectSim(signalTx, pObj, p)
% Simulación simple que solo tiene en cuenta el efecto doppler y el delay
% causados por la velocidad y la distancia de los blancos.
% Los argumentos de entrada son la señal transmitida, un vector con pares de pro-
% piedades
% de los blancos y los parámetros del sistema
% Devuelve la suma de las señales reflejadas

% generación del canal simulado
prop = phased.FreeSpace("OperatingFrequency",p.fc,...
    TwoWayPropagation=true,SampleRate=p.fs);

% posición y velocidad del radar, en nuestro caso estático
pos0 = [0;0;0];
vel0 = [0;0;0];

% padding a signalTx porque prop (la simulación) desplaza la señal en el tiempo
% sin aumentar el tamaño de la señal, dejando los últimos datos
% fuera si no hay padding. Esto no es problema si se quiere simular un
% radar convencional, pero si se quiere hacer pruebas con el preámbulo este
% paso es necesario
signalTx = [signalTx; zeros(200,1)];
```

```

signalRx = zeros(length(signalTx),1);

% por cada par de velocidad y posición
for k = 1:2:length(pObj)
    vel = [pObj(k);0;0];
    pos = [pObj(k+1);0;0];

    %si el par es [0,0], la señal reflejada es la señal enviada, útil para
    %detectar errores
    if pObj(k) == 0 && pObj(k+1) == 0
        signalRx = signalRx + signalTx;
    else
        %simulación de reflejo de un blanco
        signalRx = signalRx + prop(signalTx,pos0,pos,vel0,vel);
    end
end
end

```

## timingEstimation

```

function startSymbol = timingEstimation(signal, p)
% función que devuelve el inicio estimado de la trama OFDM en la señal
% recibida, a partir del preámbulo de Park y la estimación de Park o
% Schmidl y Cox

%% 1 Parámetros
L = (p.preambleLength)/2;

%% 2 Generación de M con Park
% [R,P]= deal(zeros(1,length(signal)-L));
% R(L+1) = sum(abs(signal(L+1:L+1+L)).^2);
%
% for d = L+2:length(signal)-L
%     R(d) = R(d-1)+abs(signal(d+L))^2-abs(signal(d-1))^2;
% end
%
% parfor d = L+1:length(signal)-L
%     P(d) = signal(d:-1:d-L).'*signal(d:d+L);
% end
%
% M = (abs(P)).^2./(R.^2);

%% 2 Generación rápida de M con Schmidl y Cox
[R,P]= deal(zeros(1,length(signal)-2*L));

```

## Anexo I: Código fuente

```
P(1) = signal(1:L).'*signal(1+L:2*L);
R(1) = sum(abs(signal(1+L:2*L)).^2);

for d = 2:length(signal)-2*L
    P(d) = P(d-1)+signal(d+L-1)*(signal(d+2*L-1)-signal(d-1));
    R(d) = R(d-1)+abs(signal(d+2*L-1))^2-abs(signal(d-1+L))^2;
end

M = (abs(P)).^2./(R.^2);

%relleno para hacer coincidir los índices de ambos métodos
M = [zeros(1,L) M];

%% 3 Generación de iStartSymbolArray
M(isnan(M)) = 0;

[~,startSymbol] = max(M);

startSymbol = startSymbol + L;

end
```

## ofdmRx

```
function modDataRx = ofdmRx(signalRx, p)
% Demodulación OFDM de la trama recibida, devuelve matriz de datos sin
% demodular en QPSK

% usa parámetros predefinidos en caso de no introducir parámetros en la
% llamada de la función
if nargin < 2
    p = Param();
end

% reestructuración en matriz con símbolo por columna
matRx = reshape(signalRx,p.sentSymbolLength*p.oversample,p.frameLength);

% retirada de prefijo cíclico
matRx(1:p.CPLength*p.oversample,:)=[];
```

```

% demodulación teniendo en cuenta sobremuestreo
modDataRx = fftshift(fft(matRx,[],1),1);
modDataRx = modDataRx((p.symbolLength*p.oversample-p.symbolLength)/2+ ...
    1:(p.symbolLength*p.oversample-p.symbolLength)/2+p.symbolLength,:);

end

```

## periodogram2D

```

function periodogram = periodogram2D(data, entero, p)
% función que calcula el periodograma 2D de la matriz data. El segundo
% decide si se realiza el periodograma entero o solo la parte con
% información util para el radar. El periodograma entero es necesario para
% la sincronización en tiempo y frecuencia. Una vez se corrige la señal
% recibida en ambas, no hace el periodograma entero

fftTarget = fftshift(fft(data, p.Mper,2),2);

if entero
    periodogram = ifft(fftTarget(:,end:-1:1),p.Nper,1);
end

if ~entero
    ifftTarget = ifft(fftTarget(:,1+p.Mper/2+(p.maxM:-1:-p.maxM)),p.Nper,1);
    periodogram = ifftTarget(1:p.maxN,:);
end

periodogram = periodogram * p.paddingN;

periodogram = abs(periodogram).^2;

end

```

## MLestimate

```

function [ansOpt,mag,magn1,magn2] = MLestimate(n,m,noData)
% Estima velocidad y distancia con precisión usando periodograma continuo
% Los argumentos de entrada son la estimación del máximo del periodograma
% de la matriz noData, y noData
% Devuelve la estimación por optimización calculada, la magnitud del máximo
% del periodograma con esta estimación, y la magnitud de los máximos en los
% valores de n enteros adyacentes, para realizar pruebas

```

## Anexo I: Código fuente

```
n_o = n;
m_o = m;

M = size(noData,2);
N = size(noData,1);

maxEst = contPer(n_o,m_o);

% Create optimization variables
n = optimvar("n","LowerBound",n_o-0.5,"UpperBound",n_o+0.5);
m = optimvar("m","LowerBound",m_o-0.5,"UpperBound",m_o+0.5);

% Set initial starting point for the solver
initialPoint.n = n_o;
initialPoint.m = m_o;

% Create problem
problem = optimproblem("ObjectiveSense","Maximize","Description",'');
% Define problem objective
problem.Objective = fcn2optimexpr(@contPer,n,m);

% Solve problem
options = optimoptions(problem,'Display','off');
[ansOpt,mag] = solve(problem,initialPoint,Options=options);

% Clear variables
clearvars n m initialPoint

mag = (mag / maxEst)^2;
magn1 = (contPer(floor(ansOpt.n),ansOpt.m) / maxEst)^2;
magn2 = (contPer(floor(ansOpt.n)+1,ansOpt.m) / maxEst)^2;

function resultado = contPer(n,m)

    optexp1 = exp(-2*pi*1j*m*(1:M)'/M);
    optexp2 = exp(2*pi*1j*n*(1:N)/N);
    resultado = abs(optexp2*noData*optexp1);

end

end
```

## timeFreqSync

```

function [noData,deltafc] = timeFreqSync(signalRxRadio,modDataTx,p)
% Función que corrige en timing y en frecuencia la señal recibida por radio.
% Para que funcione el algoritmo de detección tiene que poder detectar la
% señal directa entre radios para calibrar.
% En caso de que no se detecte señal directa, la función devuelve la matriz
% noData sin modificar
deltafc = 0;

% estimación del timing usando la primera mitad de la señal recibida más un
% símbolo extra para asegurar que se detecta un símbolo entero y reducir
% casi a la mitad el tiempo de procesado de timingEstimation
timing = timingEstimation(signalRxRadio(1:p.signalLength*p.oversample),p);

% extracción de la trama con el timing estimado
signalRx = signalRxRadio(timing-1+(1:p.sentSymbolLength*p.frameLength*p.oversample));

% demodulación OFDM
modDataRx = ofdmRx(signalRx,p);

% retirada del efecto de la información enviada
noData = modDataRx./modDataTx;

% estimación básica del primer target que debería ser el camino directo entre radios
per2D = periodogram2D(noData,1,p);
[pt,n,m] = maxPer(per2D);
threshold = perThreshold(per2D,p);

% condicional en caso de que no se detecte un primer target
if 10*log10(pt) > threshold
    %estimación por optimización del target detectado
    [nmopt] = MEstimate(n/p.paddingN, m/p.paddingM, noData);
    n = nmopt.n;
    m = nmopt.m;

    %convierte índices altos de n en su correspondiente negativo
    if n > p.symbolLength/2
        n = n - p.symbolLength;
    end

    % cálculo de la desviación de frecuencia a partir del desplazamiento
    % horizontal en el periodograma, teniendo en cuenta el prefijo cíclico

```

## Anexo I: Código fuente

```
deltafc = m/(p.frameLength*p.To);

% vector de corrección de timing
vectorTiming = exp(1i*2*pi*n*(0:p.symbolLength-1)'/p.symbolLength);

% vector de corrección fina de frecuencia
vectorDesinc = exp(-1i*2*pi*deltafc*p.To*(0:p.frameLength-1));

% producto exterior de ambos para agilizar procesado
matcorr = vectorTiming*vectorDesinc;

% aplicación de la corrección
noData = noData.*matcorr;

end
```