



Centro Universitario de la Defensa en la Escuela Naval Militar

TRABAJO FIN DE GRADO

*Optimización de un sistema de radar pasivo para la detección
avanzada de blancos de baja sección radar mediante técnicas de
beamforming.*

Grado en Ingeniería Mecánica

ALUMNO: Manuel María Suárez Maté

DIRECTORES: Rubén Nocelo López

Lydia Martínez del Pino

CURSO ACADÉMICO: 2025-2026

Universida_{de}Vigo



Centro Universitario de la Defensa en la Escuela Naval Militar

TRABAJO FIN DE GRADO

*Optimización de un sistema de radar pasivo para la detección
avanzada de blancos de baja sección radar mediante técnicas de
beamforming.*

Grado en Ingeniería Mecánica
Intensificación en Tecnología Naval
Cuerpo General

UniversidadeVigo

RESUMEN

La detección de blancos con baja sección radar equivalente (RCS) como drones o embarcaciones de pequeño tamaño constituye un desafío crítico en seguridad y defensa debido a la reducida relación señal a ruido (SNR) de sus ecos. Este Trabajo Fin de Grado (TFG) se enmarca en la optimización del demostrador de radar pasivo biestático Mirapamar, desplegado en la Escuela Naval Militar, mediante la implementación de técnicas de beamforming aplicadas a un array lineal uniforme (ULA).

Partiendo de capacidades previas de calibración en fase y optimización de parámetros de señal DVB-T, este trabajo propone una mejora sustancial a través de la calibración integral (amplitud y fase) de los elementos del array. El núcleo de la investigación reside en la evaluación comparativa de métodos de combinación de señales, contrastando técnicas de maximización de ganancia como Maximal Ratio Combining (MRC) frente a estrategias de cancelación de interferencias como Zero Forcing (ZF).

Mediante simulaciones y validaciones experimentales en la Ría de Pontevedra, se analiza el impacto del beamforming en la probabilidad de detección de contactos de baja RCS. Los resultados pretenden demostrar cómo la formación de haces direccionales permite extender el alcance operativo del sistema y mejorar la discriminación de blancos en escenarios reales de operación naval, consolidando la eficacia del radar pasivo como tecnología de vigilancia discreta y resiliente.

PALABRAS CLAVE

Optimización, Radar pasivo, Sistema biestático, Beamforming, Procesado de señal.

AGRADECIMIENTOS

Quisiera agradecer la ejecución del trabajo en primer lugar a mis tutores encargados para que pudiera salir adelante. El Sr Nocelo y la AN Lydia Martínez del Pino hand mostrado plena voluntad para alcanzar los logros. Aun habiendo tenido obstáculos para poder llevar a cabo ideas que se tenían en mente, se podría decir que al finalizar la ejecución del trabajo se han cumplido los objetivos con grandes expectativas.

CONTENIDO

Contenido	1
Índice de Figuras	4
Índice de Tablas.....	6
1 Introducción y objetivos	8
1.1 Motivación	8
1.2 Objetivo.....	8
1.3 Estructura del trabajo	9
2 Estado del arte.....	11
2.1 Contexto inicial.....	11
2.2 Radar Pasivo	12
2.2.1 Clasificación de radares según su geometría.....	12
2.2.2 Sistema de radar Biestático	15
2.2.2.1 Ambigüedad y contactos fantasmas	16
2.2.2.2 Resolución biestática y celdas de incertidumbre.....	17
2.3 Beamforming en Sistemas de Radar Pasivo	19
2.3.1 Fundamentos del beamforming en sistemas pasivos.....	19
2.3.2 Modelo de señal y geometría del array	20
2.3.2.1 Uniform Linear Array (ULA)	20
2.3.3 Configuración del array: número de elementos y espaciado.....	21
2.3.4 Técnicas de distribución de pesos	25
2.3.5 Algoritmos de beamforming	28
2.3.5.1 Retardo y suma (Delay-and-Sum).....	29
2.3.5.2 Métodos de maximización de la SNR	29
Simple Matrix Inversion (SMI).....	29
Maximum Ratio Combining (MRC).....	29
2.3.5.3 Métodos de cancelación de interferencias.....	30
Zero Forcing (ZF)	30
Minimum Mean Square Error (MMSE).....	30
2.3.5.4 Métodos estadísticos	30
Minimum Variance Distorsionless Response (MVDR).....	30
Linearly Constrained Minimum Variance (LCMV)	31
2.3.5.5 Métodos subespaciales (MUSIC).....	31
2.3.6 Estrategia de procesamiento: Combinación de MRC y Filtrado ECA	32

2.3.7	Optimización de sistemas radar.....	32
2.3.8	Refuerzo teórico simulación.....	37
3	Desarrollo del TFG	39
3.1	Reto del trabajo	39
3.2	Entorno de simulación	39
3.2.1	Entorno MIRAPAMAR	39
3.2.1.1	Escenario	39
3.2.1.2	Antena transmisora.....	40
3.2.1.3	Antena receptora	40
3.2.2	Simulación.....	43
3.2.2.1	Escenario inicial o referencial	43
	Escenarios con múltiple número de antenas	44
	Simulación en entorno ruidoso	48
3.3	Escenario real.....	50
3.3.1	Componentes antena receptora.....	51
3.3.1.1	Montaje.....	52
3.3.2	Proceso de calibración.....	54
3.3.3	Medidas de análisis	56
3.3.3.1	Escenario 1: entorno con nivel de ruido bajo	56
3.3.3.2	Escenario 2: entorno con nivel de ruido denso	58
4	Resultados.....	63
4.1	Análisis de resultados ensayo real	63
4.1.1	Análisis SNR frente al número de antenas	63
4.1.1.1	Entorno con nivel bajo de ruido	63
4.1.1.2	Entorno con nivel de ruido denso.....	64
4.1.2	Análisis distancia detección frente al número de antenas	67
4.1.3	Cierre final análisis.....	68
5	Conclusiones y líneas futuras	70
5.1	Síntesis global del trabajo	70
5.2	Principales resultados obtenidos	70
5.3	Limitaciones de trabajo.....	71
5.4	Aspectos a mejorar y líneas futuras	71
6	Bibliografía	73
	Anexo I: Reflexiones Éticas y Sociales.....	76
	Anexo II: Implicaciones Económicas Y Ambientales.....	77

Anexo III: SIMULACIÓN MATLAB	78
------------------------------------	----

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2-1. Primer radar para detección de buques [6].	11
Figura 2-2. Conformado de rayos para detección de blancos (Beamforming) [7].	12
Figura 2-3: MFCR (Multifunction Fire Control Radar) como sistema monoestático [8].	13
Figura 2-4: Sistema biestático activo (Batería del sistema PATRIOT) [10].	13
Figura 2-5: Sistemas de radar pasivos [11].	14
Figura 2-6: Esquema multiestático [12].	14
Figura 2-7: Sistema radar pasivo [7].	15
Figura 2-8: Explicación distancia biestática [5].	15
Figura 2-9: Ejemplo sistema multiestático [5].	16
Figura 2-10: Resoluciones para diferentes ángulos de demora. Arriba: ángulo longitudinal con el semieje mayor. Debajo: ángulo perpendicular semieje mayor [7].	18
Figura 2-11: Arco capaces para diferentes ángulos de β [7].	18
Figura 2-12: Ejemplo de diagrama de radiación con beamforming [14].	19
Figura 2-13: Geometría array lineal [7].	20
Figura 2-14: Diagramas de radiación con 4, 8 y 16 elementos con antenas separadas $\lambda/2$.	22
Figura 2-15: Diagramas de radiación con diferente distanciamiento entre antenas (N=8).	22
Figura 2-16: Ancho de haz en función del distanciamiento de antenas.	23
Figura 2-17: Diagrama radiación para ángulos de 0°, 30° y 60°.	24
Figura 2-18: Ancho de banda para diferentes ángulos y diferente número de elementos.	25
Figura 2-19: Distribución de pesos rectangular, con su diagrama de radiación.	26
Figura 2-20: Distribución de pesos de Taylor, a) pesos b) diagrama de radiación.	26
Figura 2-21: Distribución de pesos de Chebyshev con su diagrama de radiación.	27
Figura 2-22: Distribución de pesos de Gauss con su diagrama de radiación.	27
Figura 2-23: Comparativa con distintos métodos de pesos.	28
Figura 2-24: Variación RCS según frecuencia del Radar	34
Figura 2-25: Tabla Criterio de Neyman-Pearson Pfa vs Pd [16].	35
Figura 3-1: Cross Ambiguity Function (CAF) relacionando Magnitud de la señal (dB) y Doppler (Hz).	40
Figura 3-2: Diagrama de CAF combinada 3D.	41
Figura 3-3: CFAR para la detección de tres blancos claramente distinguibles.	42
Figura 3-4: Estrategias de procesado [11].	42
Figura 3-5: Esquema proceso.	43
Figura 3-6: Representación escenario inicial donde un contacto queda situado a 4 km.	43
Figura 3-7: Diagrama CAF a 4km de antena receptora.	44

Figura 3-8: Escenario con 4 antenas.....	45
Figura 3-9: Representación del número de antenas frente al nivel de señal con datos experimentales de la Tabla 3-3.....	46
Figura 3-10: Distancia ganada vs número de antenas empleadas.	48
Figura 3-11: Diagrama CAF de una antena bajo entorno ruidoso.....	49
Figura 3-12: CFAR en entorno con exceso de Ruido.....	49
Figura 3-13: CAF resultante para cuatro antenas.	50
Figura 3-14: Detección en la CFAR con el uso de beamforming.	50
Figura 3-15: Imagen satélite de sistema biestático (fuente: Google Earth).....	51
Figura 3-16: Antena Yagi con enlace directo a Poio.....	52
Figura 3-17: Array de antenas receptoras.....	52
Figura 3-18: Oscilador disciplinado GPS.....	53
Figura 3-19: Transceptor USRP X310 para la recepción de las señales en mediciones reales.	54
Figura 3-20: Montaje de calibración	54
Figura 3-21: Imagen de recepción de la señal de Poio.....	55
Figura 3-22: Representación del canal en cada una de las antenas y su coseno para calibración....	55
Figura 3-23: Desplazamiento embarcación durante 10 segundos.	56
Figura 3-24: Mapa CAF 2D de primera antena en el instante CPI=1.	57
Figura 3-25: CAF 3D antena individual.....	57
Figura 3-26: CFAR para el instante CPI=1.	58
Figura 3-27: Representación del escenario de análisis.....	58
Figura 3-28: Datos de calibración obtenidos para las diferentes antenas.....	59
Figura 3-29: Diagrama CAF 3D primera antena.....	59
Figura 3-30: CAF 2D primera antena.....	60
Figura 3-31: CFAR primera antena.....	60
Figura 4-1: Mapa 3D señal combinada con dos antenas	64
Figura 4-2: CAF 3D combinada.....	65
Figura 4-3: Nivel de señal del array para CPI=10 s.	66
Figura 4-4: CFAR para n=4.....	66
Figura 4-5: Combinación gráficos en función del número de antenas.....	67
Figura 4-6: SNR necesaria para el ensayo 2 variando el número de antenas.....	68

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2-1: Número de contactos fantasma en función de pares biestáticos “M” y contactos “T” [5].	17
Tabla 2-2: Desglose parámetros con un array de N=16 [7].	28
Tabla 3-1: Valores para una única antena.	44
Tabla 3-2: Medidas para 4 antenas.	45
Tabla 3-3: Análisis para 8, 16, 32 y 64 antenas.	47
Tabla 3-4: Datos recogidos para las 2 antenas para un CPI=1s.	58
Tabla 3-5: Datos recogidos para las 4 antenas del ensayo para el CPI=1s.	61
Tabla 3-6: Datos de una antena del sistema desglosados en el intervalo de tiempo de análisis.	61
Tabla 3-7: Datos de cuatro antenas del sistema desglosados en el intervalo de tiempo de análisis.	62
Tabla 4-1: Resultados beamforming para dos antenas.	64
Tabla 4-2: Resultados para 4 antenas.	65

LISTADO DE ACRÓNIMOS

AEW:	Aereal Early Warning
AF:	Array Factor
BBC:	British Broadcast Corporation
CA-CFAR:	Cell Averaging Constant False Alarm Rate
CAF:	Cross Ambiguity Function
CFAR:	Constant False Alarm Rate
CPI:	Coherent Processing Time
DoA:	Direction of Approach
DPI:	Direct Path Interference
DVB-T:	Digital Video Broadcasting-Terrestrial
ECA:	Extensive Cancellation Algorithm, Extensive Cancellation Algorithm
GO-CFAR:	Greatest Of Constant False Alarm Rate
GPS:	Global Positioning System
HPBW:	Half Power Beam Width
LCMV:	Linearly Constrained Minimum Variance
LTE/5G:	Long Term Evolution
MMSE:	Minimum Mean Square Error
MRC:	Maximum Ratio Combining
MUSIC:	Multiple Signal Classification
MVDR:	Minimum Variance Distorsionless Response
OS-CFAR:	Ordered Statics Constant False Alarm Rate
PCL:	Passive Coherent Location
PPS:	Pulse Per Second
RCS:	Radar Cross Section
SLL:	Side Lobe Level
SMI:	Simple Matrix Inversion
SNR:	Signal to Noise Ratio
SO-CFAR:	Smallest Of Constant False Alarm Rate
TDT:	Televisión Digital Terrestre
ULA:	Uniform Lineal Array
USRP:	Universal Software Radio Peripheral
ZF:	Zero Forcing

1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

1.1 Motivación

Históricamente, los conflictos bélicos se han entendido como enfrentamientos entre fuerzas simétricas con tácticas predecibles. Sin embargo, desde mediados del siglo XX, en escenarios como Vietnam, Afganistán o, más recientemente, la invasión de Ucrania, las reglas del juego han evolucionado hacia la guerra asimétrica [1]. En este contexto, los avances tecnológicos han permitido que fuerzas con presupuestos limitados empleen tácticas de guerrilla capaces de infligir daños severos a ejércitos convencionales.

El exponente máximo de esta revolución tecnológica es el uso masivo de vehículos aéreos no tripulados (UAVs) o drones. Estas plataformas ofrecen una capacidad de vigilancia y ataque de alta precisión con un coste operativo mínimo, reduciendo la exposición del personal militar y permitiendo doctrinas de saturación o enjambre [2].

Ante esta amenaza letal, surge la necesidad crítica de desarrollar escudos tecnológicos como los sistemas de detección temprana capaces de proteger instalaciones estratégicas [3]. No obstante, los drones presentan un desafío mayúsculo para los sistemas de vigilancia tradicionales debido a su reducida Sección Radar Equivalente (RCS), fruto de su pequeño tamaño y el uso de materiales con baja reflectividad electromagnética [2].

En este escenario, el radar pasivo emerge como una solución innovadora y discreta. Al no emitir señal propia y aprovechar iluminadores de oportunidad, como las señales de televisión digital, permite una vigilancia silente y resiliente. La integración de técnicas de beamforming en estos sistemas resulta fundamental, ya que la combinación coherente de múltiples antenas permite concentrar la sensibilidad del sistema en direcciones específicas. Esto no solo aumenta el alcance de detección, sino que proporciona la ganancia necesaria para identificar esos retornos de baja potencia característicos de los drones, transformando un array de antenas en un sensor de alta precisión capaz de neutralizar la ventaja de la asimetría enemiga.

1.2 Objetivo

El objetivo principal de este TFG es optimizar la detección de blancos con baja sección radar equivalente (RCS) en el demostrador de radar pasivo biestático Mirapamar [3], ubicado en la Escuela Naval Militar. Para ello, se implementarán y analizarán técnicas de beamforming aplicadas a un array de antenas receptoras, con el fin de incrementar la relación señal a ruido (SNR) y, por consiguiente, mejorar la probabilidad de detección en escenarios operativos reales.

Este trabajo se fundamenta en capacidades previas del demostrador, tales como la calibración en fase de los elementos del array, la cual es esencial para la estimación de ángulos de llegada (*beam steering*), y la maximización de la SNR mediante la optimización de parámetros como el ancho de banda y el tiempo de integración coherente [4].

Para alcanzar este objetivo principal, se establecen los siguientes objetivos secundarios:

- Analizar los fundamentos teóricos del radar pasivo y del conformado de haz (*beamforming*), profundizando en la calibración integral de arrays (amplitud y fase) y en la síntesis de diagramas de radiación direccionales.
- Implementar un algoritmo de beamforming para un array lineal uniforme (ULA), integrando procedimientos de calibración que corrijan las desviaciones tanto en fase como en amplitud de cada canal de recepción. Las diferencias de amplitud suelen venir de las distintas longitudes de cable o tolerancias de los front-ends de los receptores (SDRs) y es de esperar que un simple pesado de los coeficientes del array puede reducir drásticamente los lóbulos secundarios y mejorar la respuesta del sistema.
- Evaluar y comparar diferentes estructuras de procesamiento, contrastando métodos orientados a la maximización de la SNR, como *Maximal Ratio Combining* (MRC), frente a técnicas de cancelación de interferencias, como *Zero Forcing* (ZF). Es de esperar que, en radar pasivo, el MRC sea un algoritmo óptimo para sacar a flote un blanco sobre ruido térmico, mientras que el ZF podría comportarse mejor para eliminar el *clutter* (ecos de tierra) o la señal directa del iluminador DVB-T que entra por los lóbulos laterales.
- Simular escenarios de operación real con blancos de baja RCS para cuantificar el impacto del beamforming en la capacidad de detección frente a niveles críticos de ruido e interferencias.
- Validar la calibración del array mediante la detección experimental de contactos en demoras conocidas, verificando la precisión del sistema.
- Analizar el rendimiento en entornos reales, realizando campañas de medida con contactos de diversa RCS en la Ría de Pontevedra para contrastar los resultados experimentales con las hipótesis teóricas.

1.3 Estructura del trabajo

La memoria se divide en los siguientes apartados:

- Un estado del arte en el que se presentan los fundamentos teóricos, comenzando por los conceptos más generales y avanzando hacia un análisis centrado en el problema específico planteado en el título del trabajo, relacionado con la optimización de un sistema radar.
- A continuación, el desarrollo del trabajo se divide en dos apartados:
 - Un primer bloque dedicado a una fase de simulación en un entorno controlado, cuyo propósito es establecer relaciones entre las distintas variables implicadas en el diseño

de un radar. Al tratarse de un entorno más estable y predecible, resulta más sencillo identificar y analizar dichas relaciones con precisión.

- Un segundo bloque compuesto por ensayos realizados en un escenario real, donde se evalúa un sistema biestático empleando técnicas de beamforming para la detección de blancos.
- Finalmente, el trabajo concluye con un apartado de conclusiones, acompañado de posibles líneas futuras de investigación y aspectos susceptibles de mejora.

2 ESTADO DEL ARTE

2.1 Contexto inicial

Los orígenes de la tecnología radar se remontan a 1904, con las investigaciones del alemán Christian Hülsmeyer. Su dispositivo, denominado telemobiloscopio, fue pionero al demostrar la detección de ondas de radio reflejadas en buques para mejorar la seguridad marítima. Sin embargo, a pesar de su carácter innovador, la tecnología carecía de viabilidad operativa debido a un alcance máximo limitado a una milla náutica [5].

En 1922, Guglielmo Marconi retomó estos estudios, concluyendo que la clave para una detección eficaz capaz de proporcionar presencia, distancia y demora bajo cualquier condición meteorológica no residía únicamente en la frecuencia o el tamaño físico de la antena, sino en la capacidad de focalizar la energía electromagnética [6]. Marconi comprendió que la concentración del haz era el factor determinante para obtener resoluciones más nítidas y alcances superiores. Aunque estas investigaciones preliminares no recibieron el apoyo institucional necesario en su momento, sentaron las bases del concepto de directividad. Esta capacidad de concentrar la energía, que Marconi defendía, es el pilar fundamental sobre el que se asientan las técnicas modernas de beamforming y los arrays de antenas que se analizan en este trabajo.

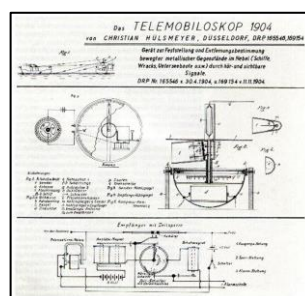


Figura 2-1. Primer radar para detección de buques [6].

No fue hasta el periodo de entreguerras cuando el desarrollo del radar experimentó un avance definitivo. En 1935, Sir Robert Watson-Watt, bajo el auspicio de la Fuerza Aérea Británica, logró detectar una aeronave a 15 millas y un bombardero a más de 40 millas. Este hito, basado en los principios de focalización de energía de Marconi, marcó el nacimiento del radar operativo. Es relevante destacar que este experimento se realizó de forma biestática y pasiva, utilizando las emisiones de la antena de onda corta de la BBC en Daventry como fuente de iluminación [6].

Aunque la evolución posterior del radar hacia sistemas activos y pulsados es extensa, los cimientos aquí expuestos permiten enmarcar conceptualmente el presente trabajo. Desde su origen, la mejora en la capacidad de detección y el aumento del alcance han sido objetivos prioritarios. En esta línea, el empleo de técnicas de conformado de haz en agrupaciones de antenas equiespaciadas, conocidas como *beamforming*, se plantea como una solución avanzada para optimizar el rendimiento de los sistemas actuales. El propósito es incrementar la directividad y la ganancia de procesamiento del array, permitiendo así la detección de objetos con superficies radáricas (RCS) extremadamente reducidas a mayores distancias.

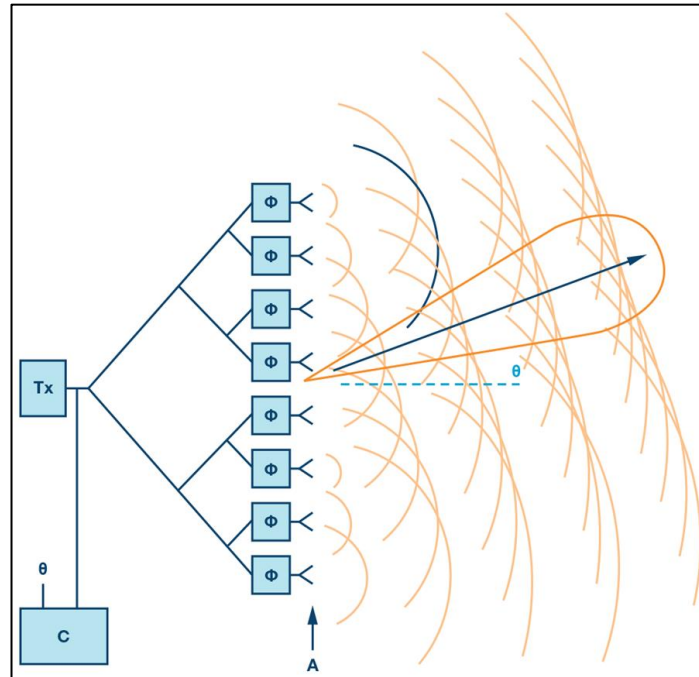


Figura 2-2. Conformado de rayos para detección de blancos (Beamforming) [7].

2.2 Radar Pasivo

Antes de entrar en cuestión con lo que significa un sistema de radar pasivo. Es preciso mencionar los diferentes tipos de configuraciones radar que existen. En todas ellas hay dos figuras importantes, un transmisor y un receptor.

2.2.1 Clasificación de radares según su geometría

- **Radar monoestático:** Es la configuración más convencional, donde el transmisor y el receptor se encuentran en la misma ubicación. Al compartir emplazamiento, ambas etapas analizan el mismo volumen de espacio, lo que facilita enormemente la sincronización y coordinación de datos. Generalmente, ambos elementos están integrados en una única antena que alterna pulsos de transmisión y recepción mediante el uso de un duplexor [5].



Figura 2-3: MFCR (Multifunction Fire Control Radar) como sistema monoestático [8].

- **Radar biestático:** En esta configuración, el transmisor y el receptor están separados por una distancia considerable, denominada distancia de línea de base (*baseline*). Esta separación física minimiza las interferencias directas entre el emisor y el receptor. Dentro de la geometría biestática, es vital distinguir entre sistemas activos y pasivos [7]:
 - En un **sistema activo**, se tiene control total sobre los parámetros del transmisor (frecuencia, forma de onda, potencia). Un ejemplo es el de la Figura 2-4 que es una imagen de un sistema de defensa antiaérea PATRIOT el cual posee radares AEW (Aéreo Early Warning) para detección según las necesidades. Estos radares son configurables.
 - En un **sistema pasivo**, el receptor aprovecha **iluminadores de oportunidad** ya presentes en el espectro radioeléctrico —como señales de TDT (DVB-T), radio FM o telefonía móvil (LTE/5G)— para operar sin emisiones propias [7].

Patriot air defense system

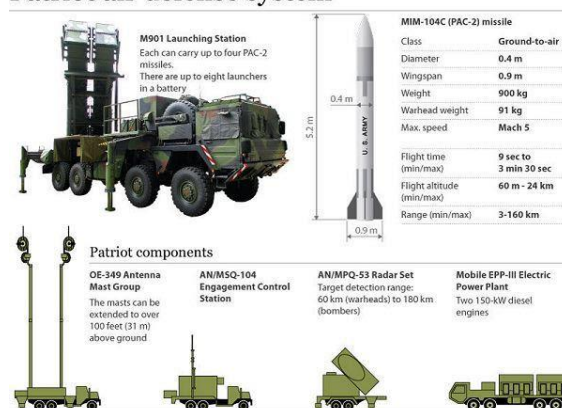


Figura 2-4: Sistema biestático activo (Batería del sistema PATRIOT) [10].



Figura 2-5: Sistemas de radar pasivos [11].

- **Radar multiestático:** Está compuesto por múltiples nodos de recepción y/o transmisión distribuidos geográficamente. Este sistema permite una caracterización mucho más precisa del blanco mediante la combinación de datos desde diferentes ángulos, lo que mejora la triangulación, aumenta la probabilidad de detección y aporta redundancia frente a posibles desvanecimientos de la señal. Estos sistemas cada vez son más sofisticados y poseen capacidades y algoritmos para interceptar hasta los contactos más sigilosos a la tecnología radar.



Figura 2-6: Esquema multiestático [12].

2.2.2 Sistema de radar Biestático

Dado que el presente trabajo se centra en el radar pasivo, el estudio se restringirá a la configuración biestática. En este escenario, al estar el transmisor y el receptor físicamente separados como se muestra en la Figura 2-7, sus áreas de cobertura y volúmenes de resolución difieren, lo que añade complejidad a la sincronización y detección de blancos.

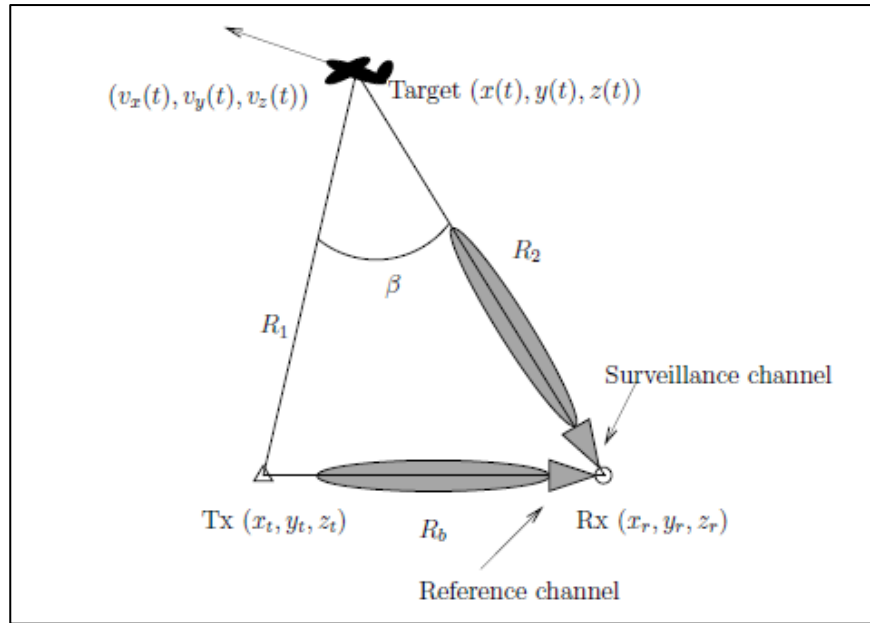


Figura 2-7: Sistema radar pasivo [7].

El principio de funcionamiento se basa en la existencia de dos canales de recepción: un canal de referencia que captura la señal directa emitida por el iluminador de oportunidad y un canal de vigilancia que captura la señal reflejada (eco) tras incidir en el blanco. A partir de estas señales, el sistema calcula el retardo biestático (τ), que representa la diferencia de tiempo entre la llegada de la señal directa y la señal reflejada. Este retardo define una superficie conocida como elipse biestática (ver Figura 2-8), donde el transmisor y el receptor ocupan los focos. La distancia biestática total (R_b) (2-1) es la suma de las distancias desde el transmisor al contacto (R_t) y de este al receptor (R_r), cumpliendo la relación:

$$R_b = R_t + R_r = c \cdot \tau + L \quad (2-1)$$

donde c es la velocidad de la luz y L es la distancia de línea base.

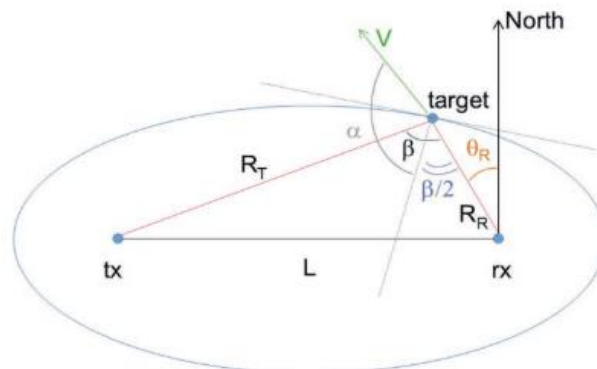


Figura 2-8: Explicación distancia biestática [5].

Sin embargo, el conocimiento del retardo biestático solo sitúa al blanco en el perímetro de una elipse, resultando insuficiente para determinar su posición exacta (falta la información de demora o ángulo de llegada). Para resolver esta ambigüedad, existen dos aproximaciones principales:

- **Sistemas Multiestáticos:** Emplean múltiples transmisores o receptores distribuidos para triangular la posición mediante la intersección de varias elipses [8]. Un ejemplo de sistema multiestático se puede observar en la Figura 2-9, donde el punto rojo simboliza a la antena transmisora y el resto de puntos a las receptoras.

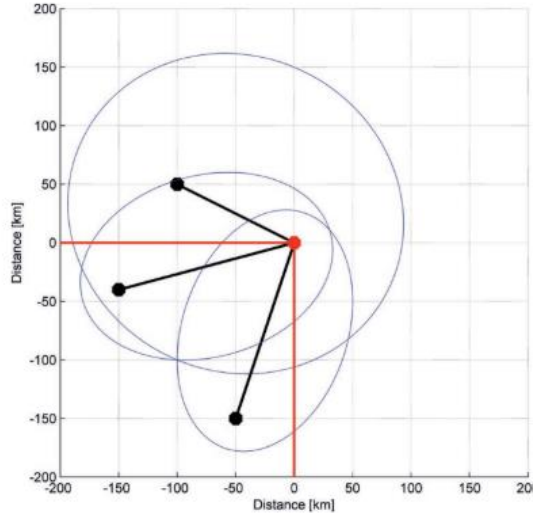


Figura 2-9: Ejemplo sistema multiestático [5].

- **Sistemas de Array de Antenas (Beamforming):** Utilizan un único receptor compuesto por múltiples elementos que, mediante el procesamiento de señal, forman haces directivos. Esta técnica permite determinar con precisión la demora (ángulo de llegada) del eco reflejado.

Este segundo enfoque es el implementado en el sistema biestático del Centro Universitario de la Defensa en la Escuela Naval Militar, objeto de estudio de este proyecto, donde el beamforming sustituye la necesidad de múltiples estaciones remotas por una capacidad de resolución angular interna.

2.2.2.1 Ambigüedad y contactos fantasmas

En los sistemas multiestáticos compuestos por antenas omnidireccionales, surge el problema de los contactos fantasma (*ghost targets*). Como se observa en la geometría biestática (Figura 2-9), la intersección de una única pareja de emisor-receptor sitúa al blanco en una elipse, pero no en un punto único. Al introducir múltiples transmisores (M), las elipses se cruzan en varios puntos; sin embargo, no todas las intersecciones corresponden a la posición real del blanco (T).

Para cuantificar este fenómeno, se emplea la ecuación de Howland (2-2), que estima el número de contactos fantasma (N_g) en función del número de parejas biestáticas (M) y el número de blancos presentes (T):

$$N_g = (2T^2 - T)(M^2 - M)/2 \quad (2-2)$$

Como se desprende de la Tabla 2-1, el número de soluciones falsas crece de forma exponencial con el número de blancos, lo que complica drásticamente el procesamiento de datos. Aunque teóricamente bastaría con buscar la intersección común a todas las elipses, la realidad física del entorno radar introduce incertidumbres que impiden que estas líneas sean ideales.

Maximum Number of Ghosts Generated by T Targets for M Transmit-Receive Pairs [1]										
M \ T	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
2	1	6	15	28	45	66	91	120	153	190
3	3	18	45	84	135	198	273	360	459	570
4	6	36	90	168	270	396	546	720	918	1,140
5	10	60	150	280	450	660	910	1,200	1,530	1,900
6	15	90	225	420	675	990	1,365	1,800	2,295	2,850
7	21	126	315	588	945	1,386	1,911	2,520	3,213	3,990
8	28	168	420	784	1,260	1,848	2,548	3,360	4,284	5,320

Tabla 2-1: Número de contactos fantasma en función de pares biestáticos “M” y contactos “T” [5].

En la práctica, la elipse posee un grosor o banda de incertidumbre definida por la resolución del sistema. Esta degradación de la precisión se debe a diversos factores críticos como la SNR, el ancho de banda de la señal, factores temporales de sincronización y fenómenos de propagación como el multitrayecto. Es aquí donde el beamforming aporta una ventaja determinante: al añadir la dimensión angular (demora) desde un único nodo receptor, se puede descartar la inmensa mayoría de estos fantasmas sin necesidad de desplegar una infraestructura multiestática compleja, cortando la elipse con un haz estrecho que define unívocamente la posición del blanco.

2.2.2.2 Resolución biestática y celdas de incertidumbre

Además de los errores de correlación y la aparición de fantasmas, la resolución espacial del sistema impone una limitación física fundamental. Una resolución insuficiente impide discriminar blancos cercanos, provocando que múltiples contactos se fusionen en una única detección "gruesa" o distorsionada, cuya localización exacta resulta imposible de determinar.

En un radar monoestático convencional, la resolución en distancia (ΔR_{mono}) depende exclusivamente de la velocidad de la luz (c) y del ancho de banda de la señal (B):

$$\Delta R_{mono} = \frac{c}{2B} \quad (2-3)$$

Sin embargo, en la geometría biestática, esta resolución se ve penalizada por la disposición relativa del transmisor, el receptor y el blanco. La resolución biestática (ΔR_{bis}) se define mediante la (2-4), incorporando el factor del semiángulo biestático ($\beta/2$) (ver Figura 2-8):

$$\Delta R_c = \frac{c}{2 \cos(\beta/2) B} \quad (2-4)$$

Analizando esta expresión, observamos que la capacidad de discriminación del sistema varía dinámicamente según la posición del blanco:

- **Configuración cuasi-monoestática:** Cuando el blanco se encuentra lejos de la línea de base y el ángulo biestático (β) tiende a cero, el término $\cos(\beta/2)$ se aproxima a la unidad. En este escenario, el sistema se comporta de manera análoga a un radar monoestático, alcanzando su máxima resolución (mínimo valor en metros).
- **Zona de degradación:** A medida que el blanco se desplaza hacia el eje que une al transmisor y al receptor, o se sitúa en los extremos del semieje menor de la elipse, el ángulo biestático

aumenta. Esto provoca que el denominador de la ecuación disminuya, aumentando el valor de ΔR_{bis} y, por tanto, empeorando la resolución del sistema.

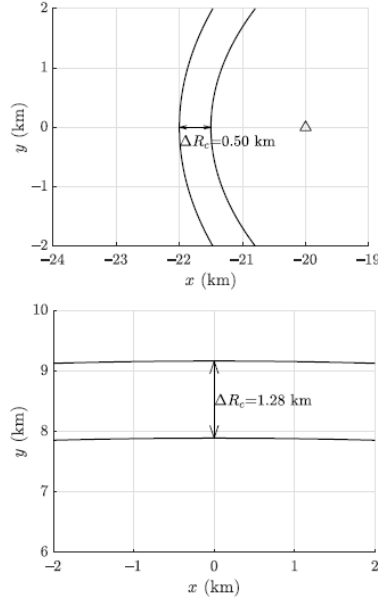


Figura 2-10: Resoluciones para diferentes ángulos de demora. Arriba: ángulo longitudinal con el semieje mayor. Debajo: ángulo perpendicular semieje mayor [7].

La resolución y el rendimiento del sistema están también intrínsecamente ligados a la excentricidad de la elipse biestática y a la disposición relativa de los nodos. Como se observa la Figura 2-11 es posible definir arcos que agrupan todos los puntos con un mismo ángulo biestático (β). A medida que el blanco se aleja de la línea de base, el ángulo biestático disminuye, tendiendo a la configuración cuasi-monoestática. En estas regiones, el sistema goza de su mejor resolución en distancia, aunque la potencia del eco recibido es menor debido a la atenuación por trayectoria (zonas de baja excentricidad). En las proximidades de la línea de base, especialmente cerca del transmisor o del receptor, el ángulo biestático aumenta drásticamente. Esto provoca una mayor excentricidad en las elipses de resolución y una degradación de la capacidad de discriminación del radar (zonas de alta excentricidad).

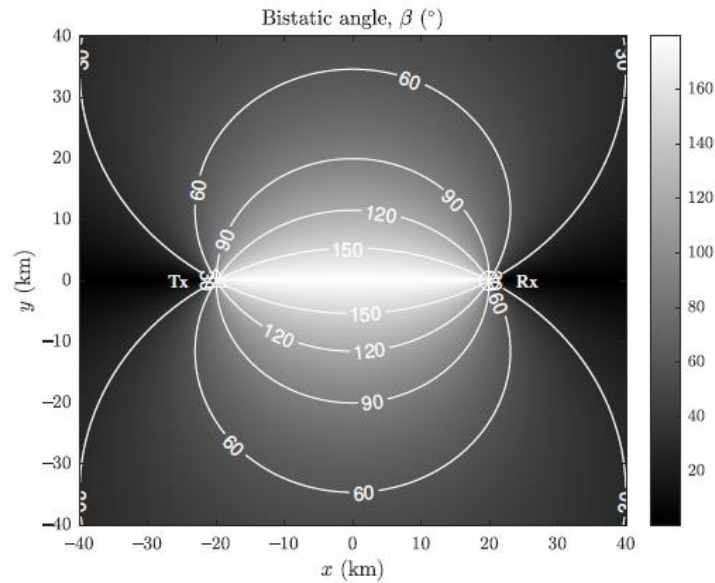


Figura 2-11: Arco capaces para diferentes ángulos de β [7].

Esta variabilidad intrínseca en la resolución espacial y la excentricidad de las elipses refuerza la necesidad de implementar técnicas de beamforming digital. Mientras que la resolución en distancia está rígidamente limitada por el ancho de banda del iluminador de oportunidad (DVB-T), el conformado de haz añade una dimensión de resolución angular independiente. Esta capacidad es crucial para discriminar blancos que, debido a su posición geográfica en zonas de alto ángulo biestático, presentan una resolución de distancia degradada.

En consecuencia, la eficacia del sistema para detectar blancos de baja RCS en la Ría de Pontevedra dependerá de un compromiso estratégico: identificar zonas donde el ángulo biestático permita mantener una resolución espacial aceptable, mientras la ganancia de procesamiento proporcionada por el array compensa la reducida potencia de los ecos reflejados. De este modo, el beamforming no solo actúa como un amplificador de señal, sino como un elemento de resolución espacial que mitiga las carencias geométricas inherentes al radar biestático.

2.3 Beamforming en Sistemas de Radar Pasivo

El espectro electromagnético es un recurso finito y densamente regulado, lo que limita la libertad operativa de los radares activos convencionales. En escenarios saturados por interferencias o restricciones de frecuencia, un radar activo puede ver su sensibilidad drásticamente mermada. En este contexto, el radar pasivo (PCL) surge como una alternativa estratégica, aprovechando "iluminadores de oportunidad" (FM, TDT, LTE o 5G) que ya saturan el entorno. Estas señales no solo eliminan la necesidad de transmisiones propias, sino que ofrecen anchos de banda adecuados para la vigilancia sin incrementar la carga espectral.

Sin embargo, el uso de estos sistemas pasivos introduce retos técnicos considerables: la aparición de contactos fantasma, la degradación por multitrayecto (*multipath*) y la elevada incertidumbre provocada por el clutter biestático (ecos de tierra y edificios). Para mitigar estos efectos, es imperativo incorporar técnicas que refinan la discriminación espacial del receptor. Aquí es donde el beamforming adquiere un papel protagonista, permitiendo concentrar la ganancia del array en la dirección del blanco mientras se suprimen activamente las señales interferentes.

2.3.1 Fundamentos del beamforming en sistemas pasivos

El *beamforming*, o conformado de haz, es una técnica de procesamiento de señal que permite sintetizar un diagrama de radiación con una ganancia máxima en una dirección de interés específica. Esto se logra mediante la ponderación compleja (ajuste de fase y amplitud) de las señales captadas por cada elemento del array. Al aplicar los retardos o desfases adecuados, las señales procedentes de la dirección deseada se combinan de forma constructiva, mientras que las de otras direcciones se cancelan o atenúan.

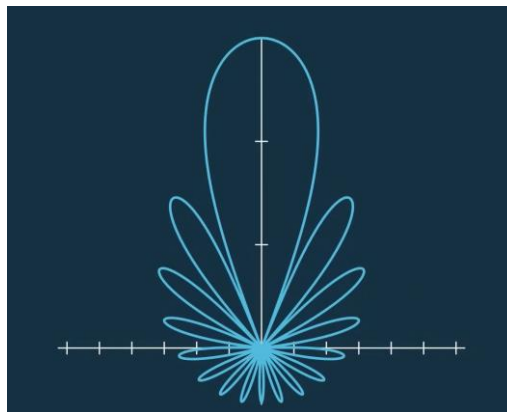


Figura 2-12: Ejemplo de diagrama de radiación con beamforming [14].

En un sistema de radar pasivo, la implementación del *beamforming* ofrece ventajas críticas:

- **Optimización de la SNR:** Al sumar coherentemente las señales de los N elementos del array, se obtiene una ganancia de procesamiento que eleva los ecos débiles de blancos con baja RCS por encima del ruido de fondo.
- **Control del Diagrama de Radiación:** Permite estrechar el haz principal y reducir el nivel de los lóbulos laterales, minimizando así la entrada de ruido ambiental y señales directas del transmisor que podrían saturar el receptor.
- **Resolución Angular:** Proporciona la capacidad de determinar la demora del blanco, permitiendo al radar "escanear" el espacio mediante barridos digitales sucesivos sin necesidad de movimiento mecánico de las antenas.

2.3.2 Modelo de señal y geometría del array

Para analizar el comportamiento de un array, es necesario establecer una aproximación que simplifique el tratamiento del campo electromagnético. Aunque una fuente puntual irradia ondas esféricas, cuando el receptor se encuentra a una distancia considerable (denominada región de campo lejano o de Fraunhofer), la curvatura del frente de onda es despreciable. En este escenario, el frente de onda se aproxima a una onda plana, lo que permite asumir que la señal incide sobre todos los elementos del array con la misma intensidad y una dirección de propagación paralela.

2.3.2.1 Uniform Linear Array (ULA)

La configuración más elemental y utilizada es el Array Lineal Uniforme (ULA). Este consiste en una agrupación de N elementos sensores dispuestos a lo largo de una línea recta y separados por una distancia uniforme d . Típicamente, esta separación se fija en $d=\lambda/2$ (donde λ es la longitud de onda de la portadora) para evitar el fenómeno de *aliasing* espacial o la aparición de lóbulos de rejilla (*grating lobes*). En este estudio, se asume la hipótesis de banda estrecha, donde el ancho de banda de la señal es mucho menor que la frecuencia portadora ($B \ll f_c$). Bajo esta premisa, un retardo temporal (τ) entre elementos se traduce directamente en un desfase (α) en la señal sinusoidal percibida.

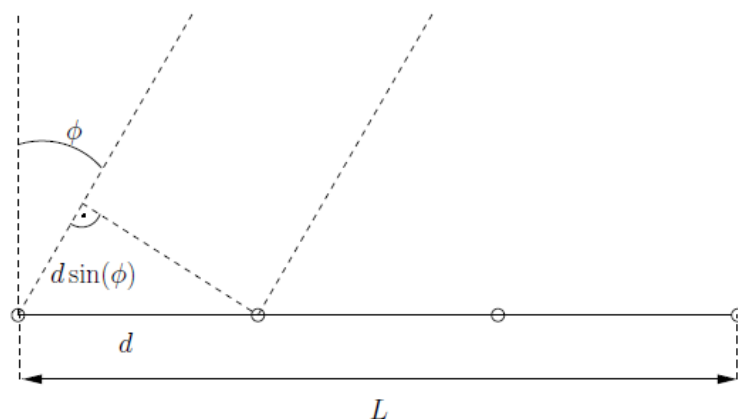


Figura 2-13: Geometría array lineal [7].

Como se observa en la Figura 2-13 cuando una onda plana incide sobre el array con un ángulo Φ respecto a la normal, existe una diferencia de camino geométrico entre elementos adyacentes. Para un elemento n , esta diferencia de camino respecto al elemento de referencia (habitualmente el elemento 0) es $n \cdot d \cdot \sin(\phi)$. En consecuencia, el desfase progresivo que experimenta la señal en el elemento n viene dado por (2-5):

$$\alpha_n = \frac{2\pi}{\lambda} n \cdot d \sin(\phi) \quad (2-5)$$

donde n es el índice del elemento (0, 1, ..., N-1), d es la distancia entre elementos, ϕ es el ángulo de incidencia (demora) y λ es la longitud de onda de la señal DVB-T. Este conjunto de desfases define el vector de dirección (*steering vector*), que es la base matemática para apuntar el haz digitalmente hacia cualquier dirección del espacio sin necesidad de movimiento mecánico.

A partir de esto, se puede deducir que el desfase acumulado a lo largo del array es una función directa de su apertura total (la longitud física de la antena). Estos desfases individuales, asociados a cada elemento receptor, se agrupan para conformar el steering vector. Este vector actúa como una firma espacial que permite al sistema identificar la procedencia de la señal:

$$\alpha_n(\phi) = e^{j\alpha_n} = e^{j\frac{2\pi d}{\lambda} n \cdot d \cdot \sin(\phi)} \quad (2-6)$$

En un escenario ideal, cada componente de este vector posee una amplitud unitaria, asumiendo que todos los elementos del array son idénticos y reciben la señal con la misma intensidad. Sin embargo, en un sistema real como Mirapamar, factores como las tolerancias de fabricación de las antenas, las pérdidas desiguales en los cables coaxiales y las diferencias de ganancia entre los canales de los receptores SDR pueden introducir desviaciones. Es en este punto donde cobra importancia uno de los objetivos de este trabajo como es la calibración en amplitud. Si el vector no se calibra correctamente tanto en amplitud como en fase, el haz resultante sufrirá deformaciones, aumentando el nivel de los lóbulos secundarios. Para blancos de baja RCS, un lóbulo secundario mal controlado puede provocar que el ruido ambiental o la señal directa del transmisor enmascaren por completo el eco del contacto, imposibilitando su detección.

Para simplificar el análisis sin perder la esencia del concepto, se asume inicialmente que los elementos del array irradian de forma isotrópica (uniformemente en todas las direcciones). Bajo esta premisa, el diagrama de radiación total del sistema depende exclusivamente de la geometría del array y de los pesos aplicados a cada elemento. El patrón de radiación resultante, denominado Factor de Array (AF), se obtiene mediante la suma coherente de las contribuciones de cada antena. Matemáticamente, para un array de N elementos, el Factor de Array se expresa como:

$$F(\phi, w) = \sum_{n=0}^{N-1} w_n * \alpha_n(\phi) \quad (2-7)$$

donde w_n representa el peso complejo asignado a cada elemento (que incluye tanto el control de amplitud como el desfase para el apuntamiento) y ϕ es el ángulo de observación.

En un sistema real, el patrón total de la antena es el producto del patrón del elemento individual por el Factor de Array. Al asumir elementos isotrópicos, el análisis se centra en cómo la interacción entre las antenas (fases y amplitudes) genera los máximos de radiación (lóbulos principales) y los mínimos (nulos). En este trabajo los elementos individuales serán antenas directivas tipo Yagi.

2.3.3 Configuración del array: número de elementos y espaciado

El diseño de un array lineal requiere un compromiso entre la ganancia deseada y la complejidad del sistema. Como se observa en la Figura 2-14, el diagrama de radiación se estrecha a medida que incrementamos el número de elementos (N). Al aumentar el número de elementos, se produce una suma coherente de las señales que incrementa la directividad y la ganancia de potencia del lóbulo principal. Físicamente, esto equivale a aumentar la apertura del array, lo que resulta en un haz más estrecho y una mayor capacidad de resolución angular. La simetría observada respecto a los 180° (lóbulos traseros) es consecuencia directa de haber asumido elementos isotrópicos; en aplicaciones reales, el uso de

elementos con mayor relación delante/atrás (como las antenas tipo Yagi) permite suprimir estas radiaciones no deseadas.

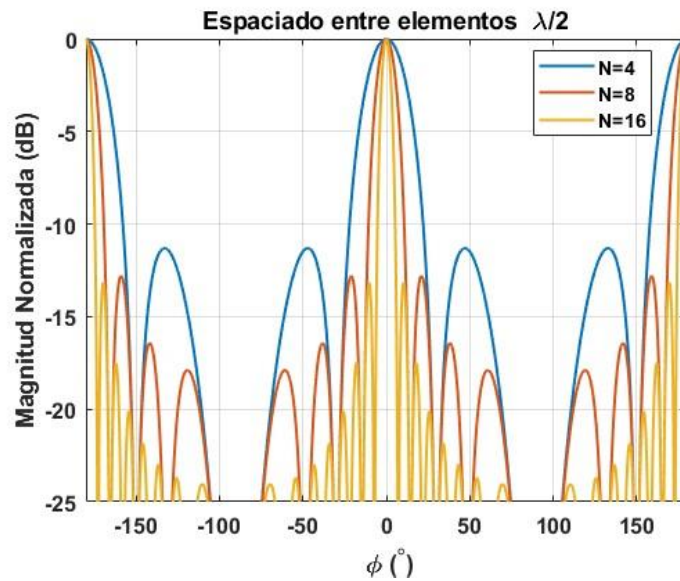


Figura 2-14: Diagramas de radiación con 4, 8 y 16 elementos con antenas separadas $\lambda/2$.

El espaciado entre antenas es el factor crítico para evitar la ambigüedad espacial. Si el espaciado es excesivo ($d > \lambda$), aparecen lóbulos secundarios (grating lobes) con la misma amplitud que el principal. Como se aprecia en el análisis, a partir de 1.0λ surgen máximos en direcciones de $\pm 90^\circ$ que degradan la capacidad de discriminación, ya que el radar no podría distinguir si el blanco está frente al array o en sus extremos laterales. Para garantizar que solo exista un lóbulo principal en el espacio visible $\pm 90^\circ$, se suele fijar un espaciado de $d = \lambda/2$, valor determinado por la condición de no ambigüedad.

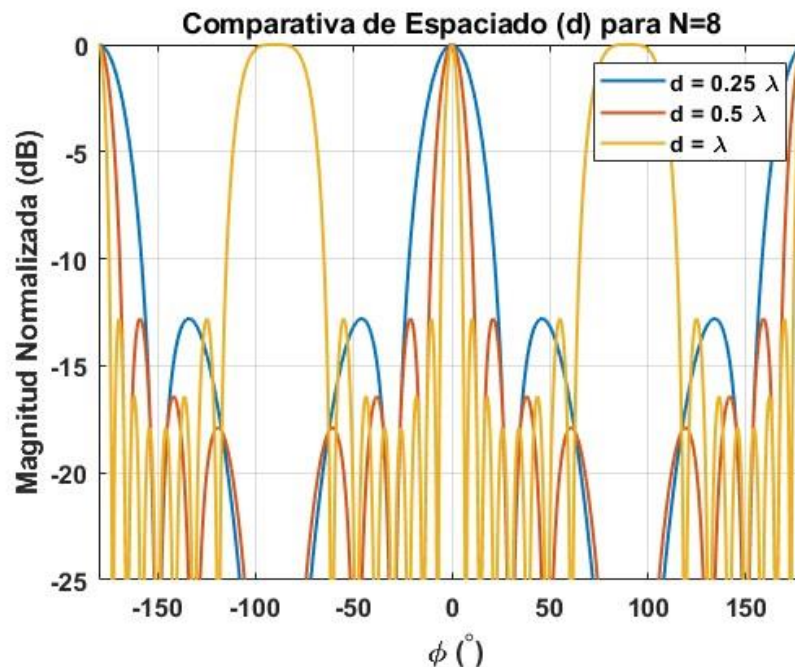


Figura 2-15: Diagramas de radiación con diferente distanciamiento entre antenas ($N=8$).

Matemáticamente, el distanciamiento entre antenas escala el valor del desfase progresivo. Dado que el procesamiento digital de señales opera en un dominio de fase cíclico entre 0 y 2π (o $-\pi$ y π), cualquier desfase que supere este rango debido a una distancia excesiva provocará un solapamiento (*aliasing*) espacial. Por lo tanto, el desfase máximo debe mantenerse acotado para que cada demora del blanco (ϕ)

se corresponda con un único valor de fase inequívoco, permitiendo así una estimación precisa de la demora del contacto de baja RCS.

$$\left[-\frac{2\pi d}{\lambda}, \frac{2\pi d}{\lambda} \right] \quad (2-8)$$

Como se ha analizado, el distanciamiento entre los elementos del array (d) determina la correspondencia entre el ángulo de incidencia físico y el desfase eléctrico percibido. Si se incrementa el distanciamiento más allá de un límite crítico, se incurre en una ambigüedad espacial donde un mismo valor de desfase en el dominio $[0, 2\pi]$ puede representar dos ángulos de llegada distintos. Esto ocurre porque el desfase real supera los 2π radianes, comportándose como un ángulo equivalente o complementario en el círculo unitario. Para evitar esta ambigüedad y garantizar que solo exista un lóbulo principal en el espacio visible (evitando los denominados *grating lobes*), el distanciamiento entre antenas debe cumplir estrictamente el criterio de Nyquist espacial:

$$\frac{4\pi d}{\lambda} < 2\pi \Rightarrow d < \frac{\lambda}{2} \quad (2-9)$$

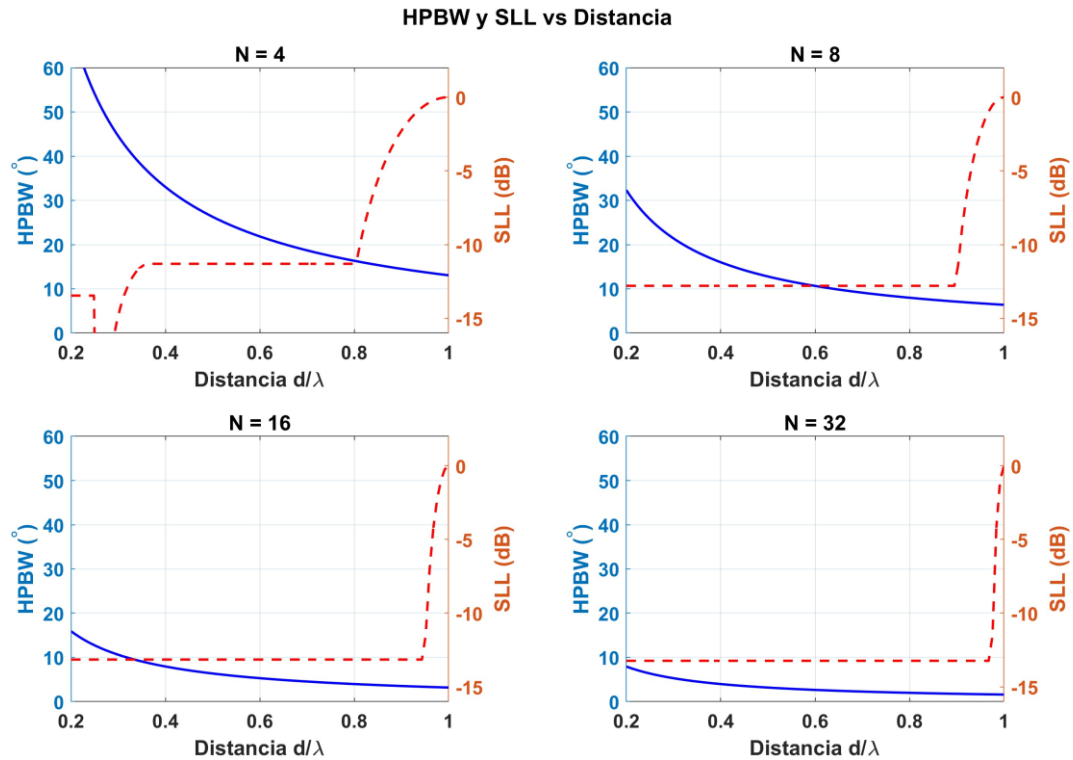


Figura 2-16: Ancho de haz en función del distanciamiento de antenas.

Por otro lado, al aumentar el número de antenas (N), el ancho de haz a mitad de potencia (HPBW) se reduce significativamente. Esto mejora la resolución angular del radar, permitiendo separar contactos de baja RCS que se encuentren en demoras muy próximas. Además, un mayor número de elementos permite un control más fino del nivel de los lóbulos laterales (SLL), que de forma natural se sitúa en los -13 dB para una iluminación uniforme.

No obstante, desde el punto de vista de la ingeniería, no siempre es eficiente aumentar el número de elementos de forma indefinida. Existe un punto de retornos decrecientes donde añadir más hardware (con el consiguiente aumento de complejidad en el receptor y el procesamiento de datos) no compensa la mejora obtenida. Por ejemplo, al comparar un array de 32 elementos frente a uno de 12 (ambos con un

espaciado de 0.7λ), se observa que, aunque el haz es ligeramente más estrecho en el de 32, el nivel de los lóbulos secundarios es proporcionalmente similar y el riesgo de ambigüedad por el espaciado superior a $\lambda/2$ persiste en ambos. En el contexto de este TFG, se busca la configuración óptima para el demostrador Mirapamar [3], donde la eficiencia en el número de canales del receptor es clave para mantener un sistema compacto y funcional sin sacrificar la capacidad de detección en la Ría de Pontevedra.

La resolución en demora y la capacidad de discriminación angular están directamente ligadas al número de elementos del array. Como se ilustra en la Figura 2-17, al desplazar el haz electrónicamente hacia ángulos distintos de la normal (0°), el sistema presenta una ambigüedad intrínseca: la aparición de un lóbulo simétrico (p. ej., un haz apuntado a 30° genera una respuesta idéntica en 150°). Esta simetría se debe al uso de elementos isotrópicos y solo desaparece cuando el haz se dirige hacia los extremos del array (90°), donde ambos lóbulos se solapan o en el caso práctico de usar las antenas directiva tipo Yagi. Un factor crítico a considerar es el ensanchamiento del haz conforme nos alejamos de la normal. A medida que el ángulo de incidencia aumenta, la apertura efectiva del array disminuye, lo que ensancha el lóbulo principal y degrada la precisión en la localización del blanco. Es aquí donde el número de elementos resulta determinante:

- **Arrays de pocos elementos (p. ej., $N=4$):** Poseen un haz relativamente ancho, lo que limita su capacidad de discriminación a un rango estrecho (aproximadamente $\pm 50^\circ$). Más allá de estos ángulos, el haz se ensancha tanto que la precisión de la demora se pierde.
- **Arrays de alta densidad (p. ej., $N=16$):** Al partir de un haz mucho más directivo y estrecho, el sistema puede permitirse un mayor ensanchamiento antes de perder la capacidad operativa, extendiendo el abanico de cobertura eficaz hasta los $\pm 70^\circ$

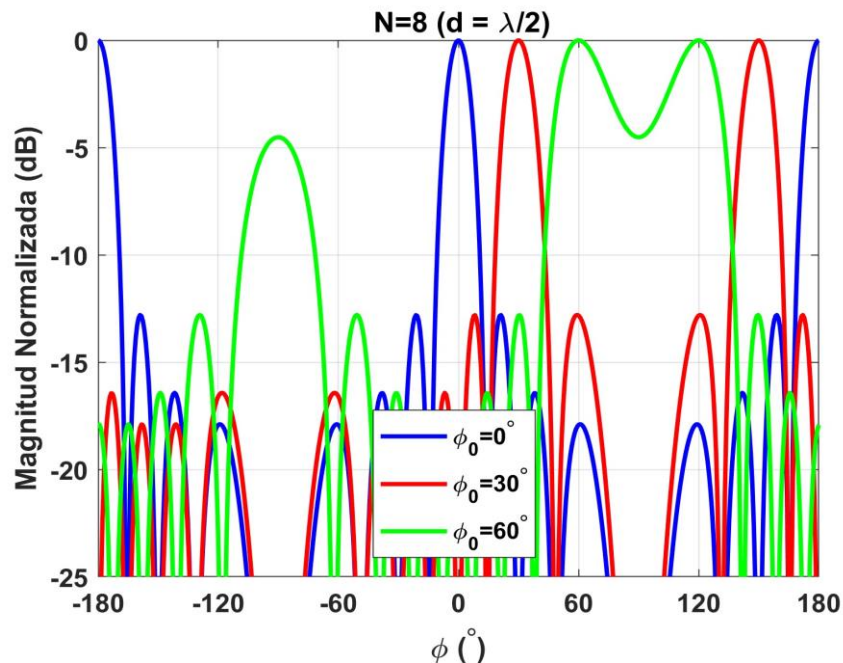


Figura 2-17: Diagrama radiación para ángulos de 0° , 30° y 60° .

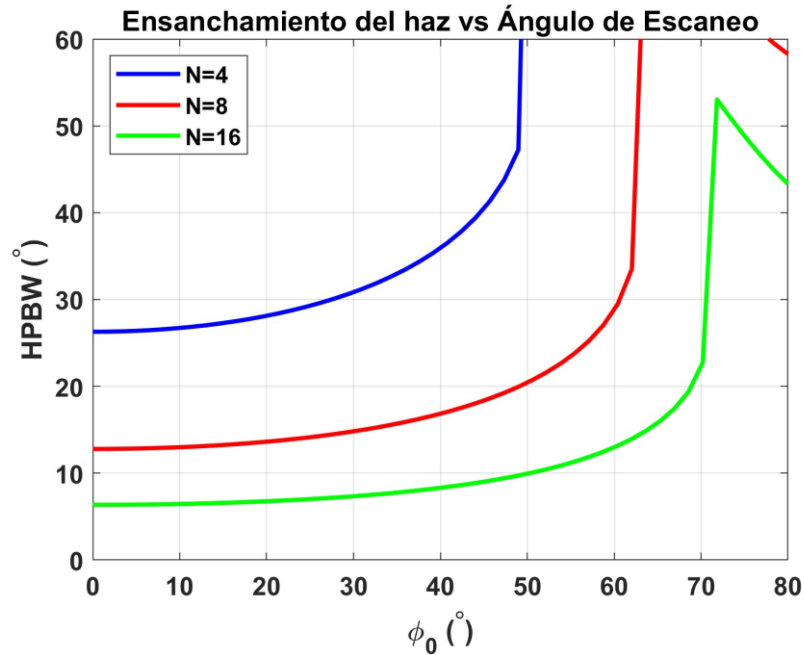


Figura 2-18: Ancho de banda para diferentes ángulos y diferente número de elementos.

En conclusión, la elección del número de elementos para el sistema Mirapamar no solo responde a una necesidad de ganancia (SNR), sino a la exigencia de mantener una resolución angular suficiente en todo el sector de vigilancia de la ría. Para la detección de drones, cuya firma radar es mínima, asegurar un haz estrecho en un abanico angular amplio es esencial para evitar que el contacto se pierda en el ruido o se confunda con interferencias cercanas.

2.3.4 Técnicas de distribución de pesos

Como se ha observado en los análisis previos de distribución uniforme, los lóbulos laterales presentan una ganancia relativa de aproximadamente -13 dB respecto al lóbulo principal. En el contexto del radar pasivo, reducir la sensibilidad de estos lóbulos no solo es deseable para mitigar interferencias externas, sino que es fundamental para optimizar la relación señal-ruido (SNR) y evitar que señales potentes (como la señal directa del transmisor de TV) enmascaren los ecos débiles de un dron.

Para lograr esto, se aplican funciones de distribución de pesos, técnica conocida como *tapering* o ventanado. El objetivo es asignar una ponderación de amplitud distinta a cada elemento del array (típicamente reduciendo la amplitud en los extremos y manteniéndola en el centro) para moldear el diagrama de radiación. Sin embargo, este proceso conlleva un compromiso de diseño:

- **Reducción del SLL (Side Lobe Level):** Al suavizar la transición de amplitud en los bordes del array, se logra que los lóbulos laterales caigan significativamente por debajo de los -13 dB.
- **Ensanchamiento del haz:** Como contrapartida, reducir la contribución de los elementos externos equivale a una reducción de la apertura efectiva del array, lo que ensancha el lóbulo principal y disminuye ligeramente la resolución angular.
- **Pérdida de Ganancia:** Al no alimentar todos los elementos a su máxima potencia, la ganancia absoluta del lóbulo principal se reduce levemente.

Existen diversas metodologías para distribuir estos pesos en función de las necesidades del sistema: como la distribución rectangular o uniforme donde todos los elementos del array operan con la misma ponderación de amplitud ($w_n=1$ para todo n); la distribución de Chebyshev que permite fijar un nivel máximo de lóbulo lateral constante, minimizando el ancho del haz para ese nivel de SLL, siendo ideal cuando se conoce el nivel de interferencia máximo esperado; la distribución de Taylor que ofrece un buen equilibrio entre la reducción de los primeros lóbulos laterales y el mantenimiento de una buena directividad; o las distribuciones clásicas procedentes del procesamiento digital de señales (Hamming, Hann o Blackman), que son sencillas de implementar y ofrecen una caída rápida de los lóbulos laterales lejanos, lo que resulta muy eficaz para suprimir el *clutter* ambiental.

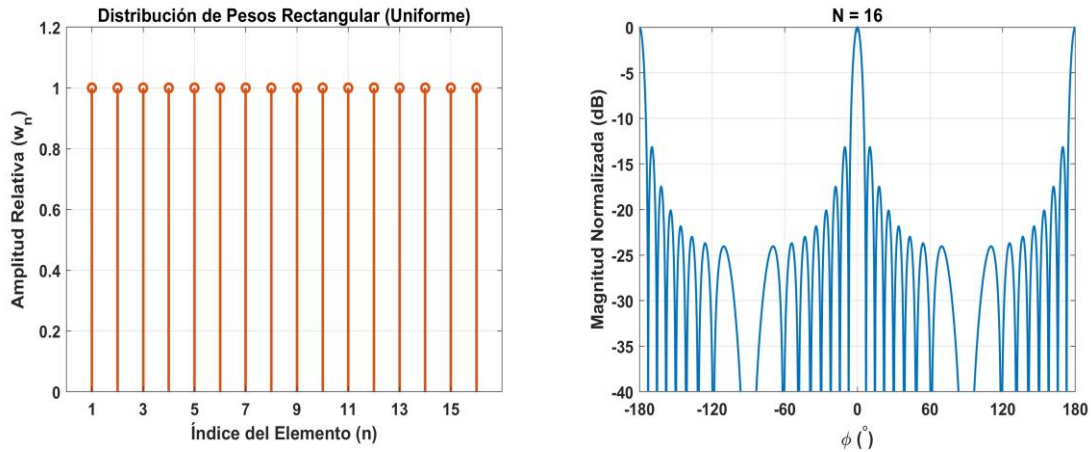


Figura 2-19: Distribución de pesos rectangular, con su diagrama de radiación.

La distribución rectangular de pesos es la más sencilla, ha sido objeto de estudio hasta ahora. Esta distribución es en la que se irradia la máxima energía, por tanto, el lóbulo principal posee el máximo valor de ganancia. Otra desventaja que poseen el resto de distribuciones es que el lóbulo principal se ensancha en el resto, lo cual merma la capacidad de discriminar en demora.

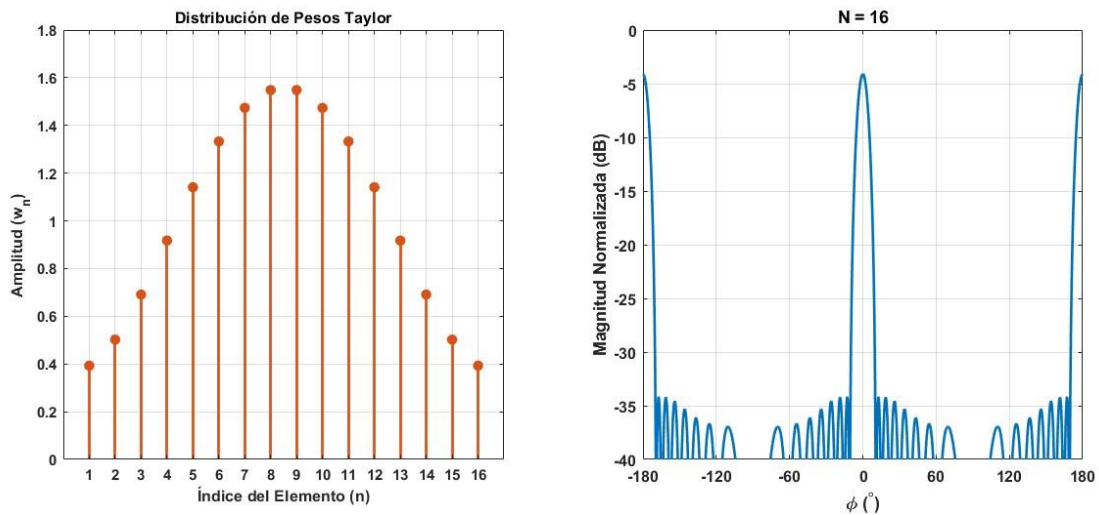


Figura 2-20: Distribución de pesos de Taylor, a) pesos b) diagrama de radiación.

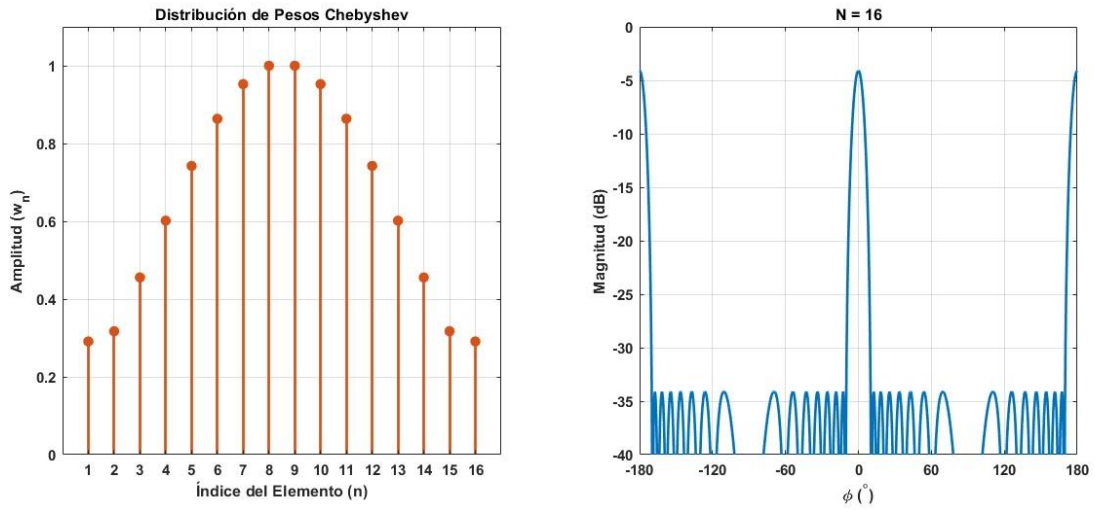


Figura 2-21: Distribución de pesos de Chebyshev con su diagrama de radiación.

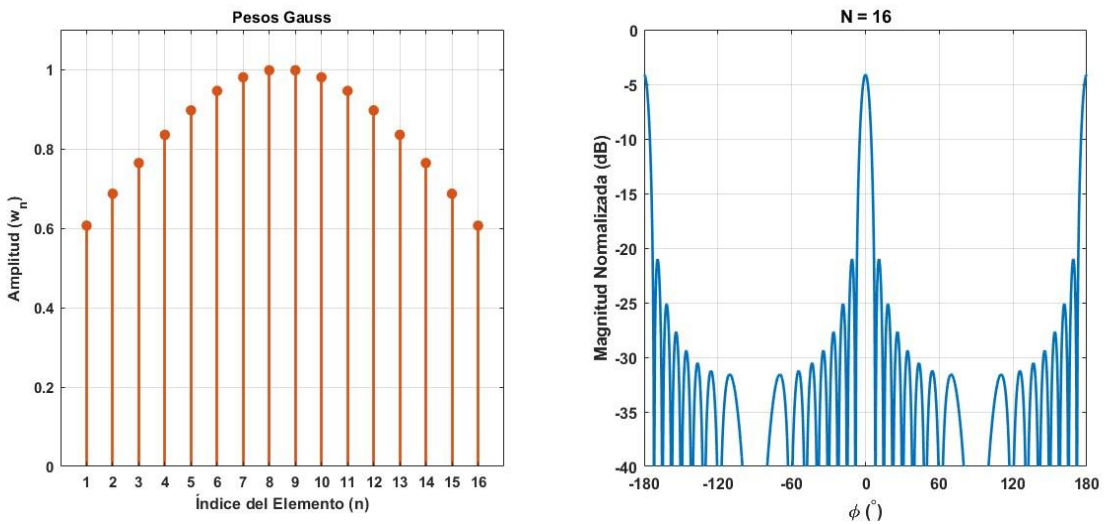


Figura 2-22: Distribución de pesos de Gauss con su diagrama de radiación.

En la Figura 2-20, Figura 2-21 y Figura 2-22 se aprecian distribuciones que cumplen criterios diferentes. En ellas como no se proyecta toda la energía disponible, la ganancia del lóbulo principal es menor que en la rectangular. El ancho del lóbulo es ligeramente más ancho, pero el nivel del lóbulo secundario ronda entre los -30 dB. Además de que, con distribuciones no uniformes, existe una pérdida de señal a ruido (SNR), al ver que los lóbulos laterales se les reduce la ganancia.

A continuación, en la Tabla 2-2 muestra una recopilación de los distintos tipos de pesos desglosados en características para tener una visión más global. Mientras que la ventana rectangular maximiza la resolución, las ventanas Taylor, Chebyshev y Gaussiana proporcionan un control mucho más eficaz de los lóbulos laterales, aspecto crítico en sistemas de radar pasivo donde la presencia de clutter y señales interferentes puede comprometer la detección de blancos de baja RCS. La selección de una u otra ventana dependerá, por tanto, de las necesidades operativas específicas del sistema y del equilibrio deseado entre sensibilidad y robustez frente a interferencias.

Parámetros de diferentes ventanas de atenuación (N=16)					
Ventana	Factor ensanchamiento lóbulo principal	Pérdida de amplitud (dB)	Pérdida de SNR (dB)	Nivel de lóbulos laterales (dB)	HPBW(°)
Rectangular	1.00	0.00	0.00	13.15	6.3
Taylor	1.27	-3.85	-0.69	30.00	8.2
Chebyshev	1.25	-3.70	-0.62	30.00	8.5
Gaussiana	1.29	-4.12	-0.78	30.36	9.8

Tabla 2-2: Desglose parámetros con un array de N=16 [7].

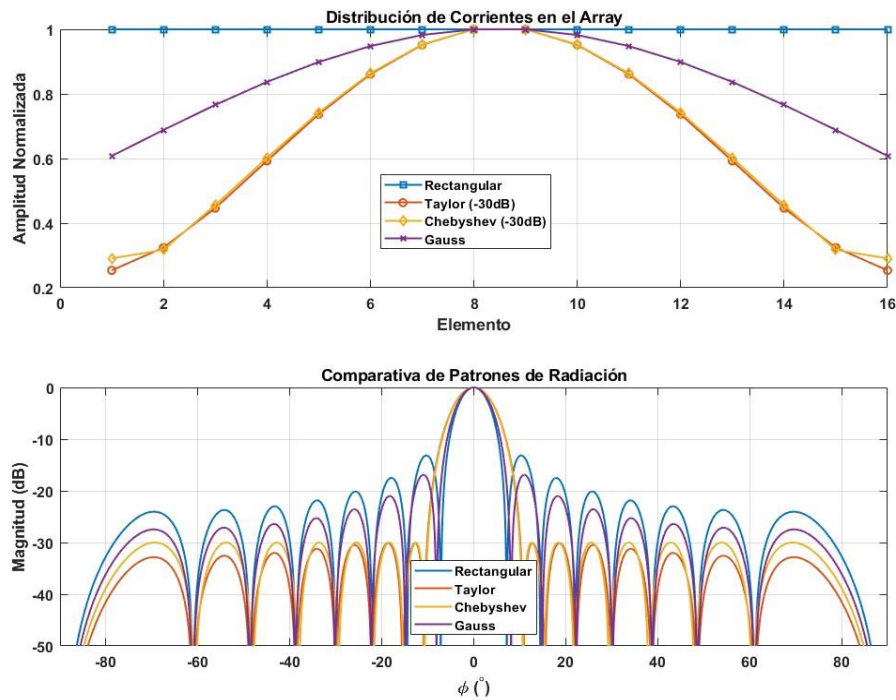


Figura 2-23: Comparativa con distintos métodos de pesos.

En el desarrollo del sistema para este trabajo, a pesar de que la distribución uniforme es la que presenta el peor comportamiento en cuanto a señales no deseadas, con un nivel de lóbulos laterales (SLL) de apenas -13 dB, será la elegida por no introducir una pérdida adicional de ganancia por la reducción de amplitud en ciertos elementos que disminuiría la potencia total integrada, lo que reduciría la sensibilidad del radar para detectar blancos en el límite del alcance.

2.3.5 Algoritmos de beamforming

La evolución de las técnicas de conformado de haz ha estado marcada por el equilibrio entre los objetivos operativos, la complejidad del entorno electromagnético y la capacidad de cómputo disponible. En la práctica, existe una brecha significativa entre los modelos teóricos y la realidad experimental, donde factores como las imperfecciones en el diagrama de radiación, el ruido térmico y los errores de fase/amplitud en los canales del receptor deben ser gestionados.

La implementación del *beamforming* ha evolucionado desde soluciones fijas hacia algoritmos inteligentes capaces de aprender del entorno. A continuación, se detallan los métodos analizados para el demostrador.

2.3.5.1 Retardo y suma (*Delay-and-Sum*)

Es el enfoque más clásico. Se basa en compensar los retardos temporales (o desfases, bajo la hipótesis de banda estrecha) que experimenta la señal al incidir en los diferentes elementos del array. Su objetivo es alinear las señales de cada antena para que se sumen de forma constructiva en la dirección de interés, mientras que en otras direcciones se produce una cancelación parcial por interferencia destructiva [9].

2.3.5.2 Métodos de maximización de la SNR

Estos algoritmos no se limitan a "apuntar" el haz, sino que optimizan activamente la relación señal-ruido mediante el conocimiento estadístico del entorno.

Simple Matrix Inversion (SMI)

Este algoritmo estima la matriz de covarianza (R) a partir de N muestras del entorno.(2-10)

$$R = E[xx^H] \quad (2-10)$$

$$\hat{R} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x(n)x^H(n) \quad (2-11)$$

donde N representa el número de muestras en el espacio.

Al calcular la inversa de R , el sistema identifica y penaliza las direcciones donde la varianza de la señal (potencia de la interferencia) es elevada. El vector de pesos resultante (2-11) orienta el haz hacia la dirección deseada (ϕ) mientras minimiza la respuesta en las zonas de ruido detectadas.

$$w_{SMI} = \frac{\hat{R}^{-1}a(\theta)}{a^H(\theta)\hat{R}^{-1}a(\theta)} \quad (2-12)$$

Maximum Ratio Combining (MRC)

Es un método de baja complejidad computacional que maximiza la ganancia hacia el blanco. El algoritmo asume que el canal de transmisión (h) es conocido (2-13)

$$y = h_m s + n_m \quad (2-13)$$

siendo h el modelo del canal, s la señal que en teoría ya conocemos, n el nivel de ruido y N el número de elementos.

Los pesos se eligen de forma proporcional a la firma espacial del blanco, lo que permite que la señal deseada se refuerce coherentemente (2-14).

$$y = \max_b |b^H d|^2 \quad (2-14)$$

Para evitar que la potencia dependa del número de antenas, se aplica una normalización dividiendo por N (2-15):

$$b_{MRC} = \rho d = \frac{d}{\sqrt{M}} \quad (2-15)$$

2.3.5.3 Métodos de cancelación de interferencias

En entornos de radar pasivo, la Interferencia de Trayecto Directo (DPI) del transmisor de TV suele ser órdenes de magnitud superior al eco del blanco. Estos métodos son vitales para limpiar la señal receptora.

Zero Forcing (ZF)

Este criterio impone nulos matemáticos exactos en las direcciones de las interferencias conocidas, buscando que el beamformer sea ortogonal a la matriz de interferencia R:

$$b^H R = 0 \quad (2-16)$$

El criterio de ZF utiliza un proyector ortogonal (2-17) para eliminar cualquier componente de la señal que esté alineada con el subespacio de interferencia. Su principal limitación es que consume grados de libertad del array y puede degradar la SNR si la interferencia y el blanco están muy próximos angularmente:

$$b = \rho(I - R(R^H R)^{-1} R^H) d \quad (2-17)$$

Minimum Mean Square Error (MMSE)

Es un enfoque híbrido que busca el equilibrio óptimo entre reforzar la señal (como MRC) y cancelar interferencias (como ZF). MMSE minimiza el error cuadrático medio entre la señal recibida y la deseada (2-18) resolviendo. El beamformer se obtiene resolviendo:

$$\min_b [|s[n] - b^H x[n]|^2] \quad (2-18)$$

donde $x[n]$ es el vector de muestras del array, $s[n]$ es la señal deseada y b es el vector de pesos a diseñar.

La solución (2-19) incorpora una regularización basada en el ruido blanco [16]:

$$b_{MMSE} = (R + \sigma^2 I)^{-1} d \quad (2-19)$$

Si el ruido es despreciable, el comportamiento tiende al modo MVDR que definiremos a continuación (2-20), mientras que si las interferencias son nulas, tiende a MRC (2-21):

$$b_{MVDR} = \rho R^{-1} d \quad (2-20)$$

$$b_{MRC} = \rho \frac{1}{\sigma^2} d \quad (2-21)$$

2.3.5.4 Métodos estadísticos

Los algoritmos de métodos estadísticos son fuertemente dependientes de matrices del entorno. Este entorno está definido por el ruido que lo causa y queda recogido en la matriz de interferencias R.

Minimum Variance Distorsionless Response (MVDR)

Este algoritmo minimiza la potencia total de salida del array bajo la restricción de mantener una ganancia unitaria y sin distorsión en la dirección del blanco (3-1):

$$\max \frac{|b^H d|^2}{b^H R b} \quad (2-22)$$

Es extremadamente eficaz para reducir el ruido y las interferencias, aunque en radar pasivo sufre ante una estimación imperfecta de la DPI, lo que puede derivar en la cancelación involuntaria del propio blanco si este es coherente con la interferencia:

$$b_{MVDR} = \frac{R^{-1}d}{d^H R^{-1}d} = \rho R^{-1}d \quad (2-23)$$

Linearly Constrained Minimum Variance (LCMV)

Es la generalización del MVDR. Permite establecer múltiples restricciones lineales simultáneas (2-24) en diferentes ángulos, lo que otorga un control total sobre el diagrama de radiación (por ejemplo, mantener el haz en una dirección mientras se asegura un nulo en la posición exacta del repetidor de TDT).

$$\min b^H R b \quad / \quad C^H b = f \quad (2-24)$$

siendo C la matriz de restricciones lineales y f el vector de valores deseados para las restricciones.

2.3.5.5 Métodos subespaciales (MUSIC)

A diferencia de los anteriores, algoritmos como MUSIC (Multiple Signal Classification) descomponen la matriz de covarianza en dos subespacios ortogonales: el de señal y el de ruido. Esto permite una "superresolución", identificando la dirección de llegada (DoA) de múltiples blancos con una precisión que supera el ancho de haz físico del array, algo fundamental para detectar enjambres de drones. El pseudo-espectro resultante presenta picos muy pronunciados en las direcciones donde existe un objetivo, lo que permite localizar drones de baja RCS incluso cuando se encuentran muy próximos angularmente. No obstante, MUSIC es sensible a errores de calibración y requiere una estimación precisa de la matriz de covarianza, además de un coste computacional elevado, por lo que suele emplearse como complemento a un beamformer adaptativo en lugar de como técnica de formación de haz por sí misma. [16]

El algoritmo, empieza generando la matriz de covarianza del array como se ha visto en los casos anteriores. De esta matriz los autovectores asociados a los autovalores mayores se engloban en el sub espacio de señal mientras que los autovectores asociados a los menores autovalores corresponden en el subespacio de ruido. A partir de aquí se elabora la expresión de beamforming [16]:

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{a^H(\theta) E_n E_n^H a(\theta)} \quad (2-25)$$

donde $a(\theta)$ es el steering vector para la dirección candidata, E_n la matriz formada por autovectores asociados a los valores pequeños (subespacio de ruido), $E_n E_n^H$ es la proyección sobre el subespacio de ruido y $a^H(\theta)$ el hermítico del steering.

Para todo aquello que no sea ruido, hará que el cociente tienda a cero, ya que se ha dicho que son espacios ortogonales entre señales y ruido y, por tanto, el valor del coeficiente se dispara. Aquí es donde entran en juego las ventajas del algoritmo. El algoritmo MUSIC es capaz de detectar variaciones mínimas de energía respecto al ruido, lo que le permite alcanzar una resolución muy elevada en la estimación de la dirección de llegada. A diferencia de los beamformers clásicos, no necesita un haz físico estrecho ni un ancho de banda amplio para lograr buena resolución angular; su precisión proviene de la separación entre el subespacio de señal y el subespacio de ruido. Con una estimación adecuada de este último, MUSIC puede identificar con gran sensibilidad las direcciones en las que existe una señal

coherente, lo que resulta especialmente útil para la detección de múltiples objetivos próximos entre sí, como enjambres de drones.

Aunque MUSIC ofrece una resolución angular muy elevada, presenta varias limitaciones importantes. El algoritmo es sensible a errores en la estimación de la matriz de covarianza, por lo que requiere un número suficiente de capturas instantáneas recibidas por todas las antenas en instantes determinados y una buena calibración del array. Además, necesita conocer de antemano el número de fuentes, lo que puede provocar errores si esta estimación es incorrecta. Su carga computacional es elevada, debido a la descomposición espectral necesaria, y no distingue entre blancos e interferencias: cualquier señal coherente genera un pico en el pseudoespectro, por lo que debe combinarse con información adicional del radar para una clasificación correcta.

2.3.6 Estrategia de procesado: Combinación de MRC y Filtrado ECA

En resumen, tras analizar las diversas técnicas de conformado de haz, en este trabajo se ha optado por implementar el algoritmo MRC como eje central del procesado. Esta decisión se fundamenta en la naturaleza del objetivo principal que es la detección de drones con una sección eficaz de radar extremadamente reducida en el entorno de la Ría de Pontevedra. Dado que estos blancos devuelven ecos de muy baja potencia que a menudo quedan sepultados bajo el nivel de ruido térmico, la prioridad del sistema es la maximización de la ganancia coherente y la optimización de la SNR en la demora del contacto.

A diferencia de métodos como el *Zero Forcing* (ZF), que sacrifican parte de la ganancia del lóbulo principal para generar nulos profundos hacia las interferencias, el MRC concentra todos los recursos del array en reforzar la señal útil. En un escenario de radar pasivo donde la sensibilidad es el factor limitante para detectar amenazas de pequeño tamaño, el uso de MRC, apoyado por una rigurosa calibración en amplitud y fase, garantiza que el sistema opere con la máxima directividad posible, maximizando así la probabilidad de detección de blancos críticos que, de otro modo, serían invisibles para un receptor omnidireccional.

No obstante, la eficacia del MRC se puede ver complementada por la utilización del filtrado ECA (Extensive Cancellation Algorithm) [4]. Mientras que el MRC maximiza la sensibilidad hacia el blanco, el algoritmo ECA permite reducir drásticamente el DPI y los ecos de *clutter* estático procedentes de la orografía de la Ría de Pontevedra.

Esta combinación resulta de vital importancia en el radar pasivo: el ECA limpia el canal de la señal directa del iluminador (TDT) que, por su enorme potencia, saturaría el receptor o enmascararía los ecos débiles; una vez eliminada esta interferencia, el MRC actúa sobre la señal limpia para extraer el máximo rendimiento del array. De este modo, se logra un sistema robusto que no necesita sacrificar grados de libertad del array para cancelar interferencias mediante nulos espaciales (como en *Zero Forcing*), delegando la supresión de la DPI al procesado temporal/doppler del ECA.

2.3.7 Optimización de sistemas radar

Una vez explicado de manera general de lo que consiste la tecnología array e incluso habiendo entrado en detalle en las peculiaridades de beamforming. Serviría de gran ayuda concentrar la explicación de lo que consiste optimizar un sistema radar. Con conceptos ya mencionados y nuevos a continuación se intentará dar una explicación conceptual de cómo mejorar un sistema para lograr detecciones bajo todas las condicionantes posibles.

En mejores palabras se podría decir que este apartado consiste en una explicación teórica más detallada para poder responder con mayor claridad al título del trabajo. La explicación gira en torno a la ecuación radar adaptada para sistemas pasivos (2-22).

$$R_T^2 R_R^2 = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{SNR_{min} (4\pi)^3 L k T B F} \quad (2-26)$$

Donde P_t es la potencia recibida, G_t y G_r las ganancias tanto de transmisión como las de recepción. λ^2 la longitud de onda en función de la velocidad de la luz en el vacío, B el ancho de banda, T la temperatura, σ la sección radar equivalente (RCS) del objetivo. El término SNR representa la señal a ruido mínima necesaria para garantizar la detección. L son las pérdidas de propagación. B el ancho de banda de trabajo y F la figura de ruido de la antena. A mayores el alcance está desglosado en dos distancias complementarias. Una R_T que es la distancia del transmisor al objetivo y una R_R que es la distancia del receptor al objetivo.

A partir de la ecuación radar se pueden ver las distintas contribuciones o factores que determinan que la detección sea mejor o peor.

- **P_t , G_t y G_r**

En un sistema pasivo la P_t normalmente es incontrolable. Estos sistemas cuando se emplean son para propósitos completamente distintos a los de la antena transmisora y por tanto moldear las características de la antena para el servicio de un sistema pasivo no son alcanzables.

Algo similar a lo anterior ocurre con G_t , en cambio con G_r no ocurre lo mismo. Al ser una antena que sí se puede modificar a las necesidades en primer lugar de forma física se puede ampliar el área efectiva, o incluso colocando reflectores para las direcciones en las que no se esperan detecciones.

La ganancia de una antena viene definida por:

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad (2-27)$$

donde a menor longitud de onda (mayor frecuencia), mayor será la ganancia.

Incluso hilando con la tecnología array, la ganancia de una antena también se puede variar como ya se ha visto mediante el conformado de haces. Las contribuciones de distintas antenas colocadas de forma geométrica permiten aunar esfuerzos para lograr un estrechamiento del haz principal y por tanto la ganancia de la antena. No obstante, esta relación no es trivial como puede sonar. Como ya se vio en el apartado 2.3.3, donde se hablaba de que a mayor número de antenas se puede caer en el fenómeno de “lóbulos de rejilla”, los cuales son lóbulos laterales de ganancia igual a la del lóbulo principal, lo que puede mermar considerablemente la capacidad de detección del array.

- **Longitud de onda (λ)**

La longitud de onda del sistema viene determinada por el intervalo de frecuencias disponible en el canal DVB-T empleado como iluminador de oportunidad que posee un canal de 8MHz. Desde un punto de vista puramente teórico, podría parecer ventajoso trabajar en la parte baja de ese rango, ya que una frecuencia menor implica una longitud de onda mayor, lo que mejora la propagación y, por tanto, el alcance potencial del radar. Sin embargo, esta elección no es viable debido a las restricciones físicas del propio array.

Tal como se explicó en el apartado 2.3.3, la separación óptima entre elementos de un array uniforme es del orden de $0,5\lambda$. Para longitudes de onda en torno a 55 cm, correspondientes a frecuencias próximas a 500 MHz, la distancia ideal entre antenas sería aproximadamente 27,5 cm. No obstante, las antenas utilizadas presentan un ancho físico superior a 30 cm, lo que impide respetar la separación óptima sin que los elementos lleguen a solaparse. Esta limitación geométrica introduce desviaciones respecto al comportamiento ideal del array y condiciona la elección de la frecuencia de operación dentro del canal disponible.

El dilema del dominio frecuencial de trabajo no termina aquí, optimizar el sistema no solo supone maximizar el alcance radar, sino que sea óptimo. Como ya se vio en el apartado 2.2.2.2, la resolución de un sistema pasivo (véase la expresión (2-4)) depende en gran parte del ancho de banda disponible. Para un ancho de banda disponible se posee una resolución en distancia de 37,5m, lo cual supone una distancia de discriminación deficiente. Al estar diseñando un sistema de detección de drones, el sistema debe de ser capaz de discriminar en distancia hasta el tamaño más pequeño posible de drones. Una distancia de metros puede suponer un enmascaramiento del número de drones en un mismo crudo. No obstante, la señal de DVB-T posee múltiples de canales de hasta los 32MHz para poder explotar y acentuar la resolución hasta los 9 metros, lo que seguiría siendo mejorable.

Por tanto, lo que sí que está claro es que a mayor ancho de banda mayor resolución en distancia. En cambio, para el análisis del Doppler la frecuencia no juega un papel, sino que el tiempo de procesado. Esto significa que cuanto más tiempo se procese el escenario, mayor número de muestras de datos y por tanto más precisa esa determinación de la frecuencia Doppler. En cambio, a efectos de análisis y mayor velocidad de procesado a la hora de los análisis tanto en simulación como en el caso real, sin pérdida de generalidad se trabajará con un ancho de banda de 8 GHz y resolución en tiempo de un segundo.

• Sección radar (RCS)

Partiendo de la ecuación del cálculo de sección equivalente:

$$\sigma = 4\pi \frac{A^2}{\lambda^2} \quad (2-28)$$

La sección radar equivalente de un contacto es inversamente a la frecuencia empleada. Esta demostración la lleva a cabo [4], donde para un empleo de frecuencias elevadas, es decir valores de λ menores, se obtienen resultados de detección más favorables. A medida que aumenta la frecuencia, el blanco refleja la energía electromagnética con mayor eficiencia. Por tanto, a diferencia de que lo que se buscaba trabajar con frecuencias más bajas, aquí se encuentra una incongruencia de la que habrá que realizar un análisis de optimización más exhaustivo para ver el baremo por el cual se logra la mejor detección. Con frecuencias menores se logran mejores alcances, pero peores detecciones de drones como se puede ver en la Figura 2-24.

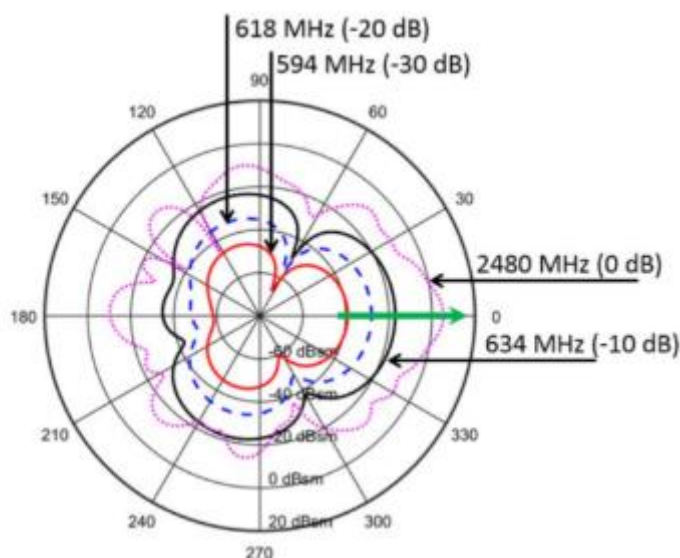


Figura 2-24: Variación RCS según frecuencia del Radar

- **Señal a Ruido (SNR)**

A partir de la Ecuación (2-26) se observa que una reducción en la SNR_{min} admisible permite detectar ecos más débiles y, por tanto, extender la distancia máxima de detección. Sin embargo, este umbral no puede fijarse de manera arbitraria, ya que está directamente condicionado por la probabilidad de falsa alarma que el sistema puede tolerar. En un radar, la detección se formula como un problema de decisión estadística, donde el umbral separa el ruido del eco útil. Si el umbral se reduce, aumenta la sensibilidad del sistema, pero también crece el número de falsas alarmas; si se incrementa, disminuyen las falsas alarmas, pero se pierden ecos débiles, reduciendo la probabilidad de detección.

Por este motivo, el umbral de SNR se establece siguiendo el criterio de Neyman–Pearson (Figura 2-25), fijando primero una probabilidad de falsa alarma admisible (P_{fa}) y, a partir de ella, seleccionando el umbral que maximiza la probabilidad de detección (P_d). En la práctica, este proceso se implementa mediante algoritmos CFAR (Constant False Alarm Rate), que ajustan dinámicamente el umbral en función del nivel de ruido y del clutter local. Cada variante de CFAR (CA-CFAR, GO-CFAR, SO-CFAR, OS-CFAR, etc.) ofrece un compromiso distinto entre robustez frente a interferencias, sensibilidad y estabilidad estadística, pero todas comparten el mismo principio: mantener P_{fa} constante mientras se optimiza P_d .

En consecuencia, la optimización de la detección no depende únicamente de aumentar la SNR física del eco, sino también de seleccionar adecuadamente la SNR mínima admisible en función del nivel de falsas alarmas tolerable y del entorno operativo. Ajustar este umbral de forma correcta permite ampliar la distancia radar efectiva sin comprometer la fiabilidad del sistema.

P_D	P_{fa}									
	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}	10^{-8}	10^{-9}	10^{-10}	10^{-11}	10^{-12}
.1	4.00	6.19	7.85	8.95	9.94	10.44	11.12	11.62	12.16	12.65
.2	5.57	7.35	8.75	9.81	10.50	11.19	11.87	12.31	12.85	13.25
.3	6.75	8.25	9.50	10.44	11.10	11.75	12.37	12.81	13.25	13.65
.4	7.87	8.85	10.18	10.87	11.56	12.18	12.75	13.25	13.65	14.00
.5	8.44	9.45	10.62	11.25	11.95	12.60	13.11	13.52	14.00	14.35
.6	8.75	9.95	11.00	11.75	12.37	12.88	13.50	13.87	14.25	14.62
.7	9.56	10.50	11.50	12.31	12.75	13.31	13.87	14.20	14.59	14.95
.8	10.18	11.12	12.05	12.62	13.25	13.75	14.25	14.55	14.87	15.25
.9	10.95	11.85	12.65	13.31	13.85	14.25	14.62	15.00	15.45	15.75
.95	11.50	12.40	13.12	13.65	14.25	14.64	15.10	15.45	15.75	16.12
.98	12.18	13.00	13.62	14.25	14.62	15.12	15.47	15.85	16.25	16.50
.99	12.62	13.37	14.05	14.50	15.00	15.38	15.75	16.12	16.47	16.75
.995	12.85	13.65	14.31	14.75	15.25	15.71	16.06	16.37	16.65	17.00
.998	13.31	14.05	14.62	15.06	15.53	16.05	16.37	16.7	16.89	17.25
.999	13.62	14.25	14.88	15.25	15.85	16.13	16.50	16.85	17.12	17.44
.9995	13.84	14.50	15.06	15.55	15.99	16.35	16.70	16.98	17.35	17.55
.9999	14.38	14.94	15.44	16.12	16.50	16.87	17.12	17.35	17.62	17.87

Figura 2-25: Tabla Criterio de Neyman-Pearson P_{fa} vs P_d [16].

- **Término de ruido $LkTBF$**

El término $LkTBF$ de la ecuación del radar representa los factores que degradan la SNR disponible para la detección. El parámetro L agrupa las pérdidas físicas y de procesamiento, incluyendo pérdidas en cables, conectores, antenas, desadaptaciones y efectos no ideales del tratamiento de señal. La manera

más directa de acentuar estas pérdidas es con material de mejor calidad y por lo tanto más costoso. El producto kT define la densidad espectral de ruido térmico, un límite físico inherente a cualquier sistema de radiofrecuencia. Es inevitable y siempre está presente en cualquier equipo electrónico, su forma de arreglarlo es igual que con L . El ancho de banda B determina la cantidad total de ruido integrado, de modo que un incremento en B mejora la resolución como ya se ha podido ver en el apartado de la frecuencia, pero también eleva el nivel de ruido. Finalmente, la figura de ruido F cuantifica el ruido adicional introducido por la propia electrónica del receptor, reflejando la calidad de sus amplificadores y etapas de conversión. En conjunto, estos términos establecen el nivel mínimo de ruido frente al cual debe compararse la señal reflejada, condicionando directamente la distancia máxima de detección del radar.

- **Procesado de señal**

Optimizar un radar no consiste únicamente en ajustar los parámetros físicos de la ecuación radar; el procesamiento de señal es igualmente determinante para alcanzar detecciones fiables, especialmente cuando se trabaja con objetivos de muy baja RCS como los drones. Tal y como se ha mostrado con las distintas técnicas de beamforming, cada algoritmo aporta ventajas y limitaciones que condicionan su idoneidad para un escenario concreto.

Los métodos clásicos, como *Delay-and-Sum*, ofrecen simplicidad y robustez, pero su ganancia limitada y su incapacidad para cancelar interferencias los hacen insuficientes en entornos exigentes. Otros enfoques de baja complejidad, como *Maximum Ratio Combining (MRC)* proporcionan un refuerzo directo de la SNR hacia la dirección del blanco, lo que resulta especialmente útil en escenarios con bajo nivel de interferencias, como la Ría de Pontevedra. En estas condiciones, MRC permite explotar al máximo la coherencia espacial del array sin penalizar el tiempo de procesamiento.

Por el contrario, los algoritmos adaptativos (SMI, MMSE, MVDR, LCMV) ofrecen capacidades avanzadas de supresión de interferencias y optimización de la SNR, pero requieren estimaciones fiables de la matriz de covarianza y una mayor carga computacional. Entre ellos, *MMSE* destaca por su equilibrio entre robustez y rendimiento, ya que combina refuerzo de la señal útil con cancelación parcial de interferencias incluso cuando la estimación del entorno no es perfecta. Finalmente, técnicas de superresolución como *MUSIC* permiten identificar múltiples direcciones de llegada con una precisión superior al ancho de haz físico, lo que sería especialmente valioso en aplicaciones de alerta temprana o detección de enjambres.

Una vez analizados todos los condicionantes que intervienen en el rendimiento de un sistema radar, puede concluirse que la optimización de un radar pasivo es, ante todo, un ejercicio de equilibrio entre variables interdependientes. No todos los factores tienen el mismo peso ni pueden modificarse con la misma libertad: no es lo mismo optimizar bajo un presupuesto limitado que buscar la máxima optimización física posible. Además, muchas variables no presentan extremos claramente favorables o desfavorables; por ejemplo, las frecuencias altas penalizan la propagación, pero mejoran la detección de drones al aumentar su RCS, lo que obliga a identificar un punto de compromiso adecuado.

La optimización debe abordarse desde una doble perspectiva: por un lado, la optimización de los componentes físicos del sistema (antenas, geometría del array, ganancia, pérdidas, figura de ruido) y, por otro, la optimización del procesamiento de señal, que es igualmente determinante. Un sistema con buenos medios físicos pero un procesamiento deficiente no podrá explotar su potencial, del mismo modo que un procesamiento avanzado no puede compensar completamente unas limitaciones severas en hardware. En conjunto, la mejora del radar pasivo exige armonizar ambos dominios hardware y procesamiento para obtener el mejor rendimiento posible dentro de las restricciones operativas y tecnológicas del sistema.

2.3.8 Refuerzo teórico simulación

Antes de entrar en detalle con lo que se ha llevado a cabo en el proceso de simulación. Sería importante dar una serie de pinceladas a conceptos para poder tener una idea genérica más clara y que serán el objeto de estudio en los ensayos.

Como se ha podido ver en el desarrollo del estado del arte. En el apartado 2.3.3 en el que se menciona cómo varia esa ganancia en función del número de antenas que se emplean. Donde se llegó a la conclusión de que a mayor número de ellas mayor incremento de ganancia se obtiene. Esto radica en que se podrá recibir mayor nivel de señal y por tanto la SNR aumentará para una misma detección con distinto número de antenas.

Pero antes de entrar en cuestión resulta preciso diferenciar un concepto para no caer en el error de no saber por qué no se habla de directividad, pero sí de ganancia que aparece reseñado en la fuente [10]. La directividad hace referencia a una relación entre la máxima potencia medida P_{max} en una determinada dirección frente a la potencia media de todas las direcciones P_{av} .

$$D = \frac{P_{max}}{P_{av}} \quad (2-29)$$

Cuando se habla de directividad se hace referencia a una medida de comparación entre antenas y sus habilidades de enfocar esa energía en una dirección dada. En cambio, cuando se hace referencia a la ganancia se mencionan las pérdidas de las antenas donde:

$$G = kD; \text{ donde } k = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (2-30)$$

siendo P_{rad} la potencia total radiada y P_{in} es la potencia que entra en la antena.

Es importante que esta ganancia es dependiente de tanto el número de elementos de los que se están empleando en el array —lo cual será el principal responsable de los ensayos que se llevarán a cabo más adelante— como de la ganancia individual de cada elemento. Esta ganancia se desglosa en:

$$G(\theta) = G_E(\theta) + G_A(\theta), \text{ en dB} \quad (2-31)$$

donde la ganancia total depende de la suma de una ganancia debido a las características de los elementos $G_E(\theta)$ y una ganancia que depende de las técnicas de beamforming empleadas $G_A(\theta)$.

La explicación empieza con una distinción entre ganancia y directividad que son ampliamente confundidos para hacer referencia al mismo concepto. Por tanto, cuando se habla de que un número mayor de antenas implica una mayor ganancia, no es una consecuencia directa. Lo que está ocurriendo realmente es que a mayor número de antenas se obtiene una mayor directividad, que consecuentemente aumenta la ganancia del sistema, esta mayor apertura permite recibir mayores valores de potencia que está relacionada con la SNR, lo que permite con un mismo valor de SNR alcanzar mayores distancias.

Una vez explicado el concepto que correlaciona el número de antenas con el aumento del alcance efectivo resulta preciso volver a mencionar la ecuación radar solo que ahora en su forma clásica para simplificar el análisis al que se quiere llegar:

$$R^4 = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{SNR_{min} (4\pi)^3 L k T B F} \quad (2-32)$$

Como el objetivo del análisis es determinar el alcance de un sistema array dependiendo del número de antenas para una misma relación SNR que es la que se establece como la mínima de detección, se puede reducir la expresión en base a:

$$R^4 = \frac{cte}{SNR_{min}} \quad (2-33)$$

Esta expresión reducida consistirá en el objeto de estudio principal en las simulaciones. Como ya se ha podido ver en el apartado de optimización, existen parámetros que dependen de las circunstancias del tipo de montaje. Independientemente de ello que no es la cuestión del estudio, el factor más importante es la *cte*. Explicado de mejor manera, la esencia de la tecnología array es un conformado de haces que permiten ampliar la ganancia de un sistema en una dirección deseada. Esta ganancia queda inscrita en la *cte*., que será independiente para cada número distinto de antenas. Al aumentar la ganancia en una dirección lo que se logra es que se pueda llegar a lograr detecciones más atenuadas y por tanto lograr mejores distancias de detección.

En sí mismo según esta explicación se puede llegar a pensar que a mayor número de antenas, mejor será la optimización del sistema. En cambio, como ya se verá más adelante, no será función directamente proporcional. Existe un punto por el cual la relación costo y resultados será menos eficiente y por tanto menos óptima.

3 DESARROLLO DEL TFG

3.1 Reto del trabajo

Un sistema de radar pasivo es algo más complejo que uno activo. Mientras que un radar activo controla completamente la señal transmitida, un radar pasivo depende de un iluminador no cooperativo, el cual no puede modificar los parámetros de señal y no está diseñado para adaptarse a las necesidades del sistema, sino que a otro completamente distinto. La señal de referencia se extrae de un entorno normalmente degradada de fenómenos de multipath, interferencias, ruido, sin garantías de estabilidad temporal o espectral. A mayores, un radar pasivo al depender de un canal directo, el cual llega con una potencia muy superior a la de los ecos reflejados. Introduce un balance que puede provocar el enmascaramiento de blancos con baja señal de potencia reflejada. A todo ello se le suma la variabilidad del entorno y una necesidad de estimar matrices de covarianza de interferencias que se encuentran enmascaradas. Con el fin de obtener un análisis coherente y controlado, se llevará a cabo una simulación completa en la plataforma de MATLAB con un programa especializado. El entorno virtual permitirá evaluar el comportamiento en un entorno idealizado y así poder analizar las distintas técnicas de beamforming para poder validar la metodología.

3.2 Entorno de simulación

Con objetivo de optimizar el rendimiento del sistema de radar pasivo, resulta imprescindible disponer de un entorno controlado aislado. El objetivo principal de la simulación es llevar a cabo una detección con una clara resolución del contacto. En base a una detección se mide qué SNR corresponde para una probabilidad de falsa alarma y de detección. A medida que se vayan añadiendo más antenas al problema para complicar el beamforming se busca ver cuánto es el incremento de distancia ganada al mantener los parámetros de SNR constantes.

3.2.1 Entorno MIRAPAMAR

El entorno de trabajo viene definido por el entorno utilizado en el proyecto MIRAPAMAR. Consta de tres bloques bien diferenciados. El primero de ellos es donde se definen los parámetros más generales sobre el sistema, el segundo es donde entra en juego el iluminador de oportunidad como sistema transmisor y el tercero es donde actúa el sistema receptor pasivo.

3.2.1.1 Escenario

El primero bloque es aquel donde se definen los parámetros genéricos tanto para las simulaciones como para las medidas reales. Simula el comportamiento de la señal la cual pertenece a una DVBT de

televisión gallega. Los datos son reales extraídos de un ensayo en el que se recogieron los parámetros de la señal.

Para el sistema biestático se escriben los datos de la antena transmisora como receptora. Posiciones geográficas, demoras entre ambos, algún punto geométrico como su punto intermedio para realizar cálculos biestáticos, azimut, elevaciones y ganancia de la antena receptora como la temperatura del entorno. A mayores se puede añadir una serie de contactos con sus posiciones, rumbos y velocidades de movimiento que son con los que se intentarán llevar a cabo las detecciones.

3.2.1.2 Antena transmisora

En este código se modela geoméricamente la antena y su radiación en el espacio, incluyendo su patrón y la potencia de la misma. Con esta información el código crea la forma de onda del iluminador para llevar a cabo diferentes ensayos que simulan diferentes ventanas de tiempo y por cada una se simula como varían los resultados a lo largo de los instantes de tiempo insertados. La señal se propaga hacia los blancos donde se introduce un retardo, atenuación y desfase que corresponden a la geometría biestática para un contacto situado a una cierta demora y distancia. En base a esos datos la antena receptora realiza el trabajo siguiente.

3.2.1.3 Antena receptora

El código del receptor implementa los cálculos para desglosar de la señal de referencia y la que se recibe de vigilancia para determinar la distancia a la que se encuentran los contactos.

Como tiene que procesar señales en un entorno elevado de interferencias primero se tiene que llevar a cabo un algoritmo de cancelación de interferencias (ECA). Este algoritmo cancela la señal directa denominada DPI y el clutter fuerte para poder analizar correctamente el entorno.

A posteriori, para cada antena del array se calcula la Cross Ambiguity Function (CAF) como se puede ver en la Figura 3-1, donde se muestra la señal de varios contactos en el escenario a mayores. La CAF se encarga de correlacionar la señal de referencia con la de vigilancia, lo que permite calcular tanto rango, según el retardo que tenga y el Doppler que está relacionado con la velocidad radial. Mediante una matriz de valores para cada antena se traza un mapa 2D para facilitar una visualización. Esto constituye la primera parte del problema, las contribuciones de cada antena son observaciones realizadas únicamente por cada una de ellas. El objetivo es que todas las antenas aúnen esfuerzos para garantizar una detección más clara. Aquí es cuando entra en juego el beamforming.

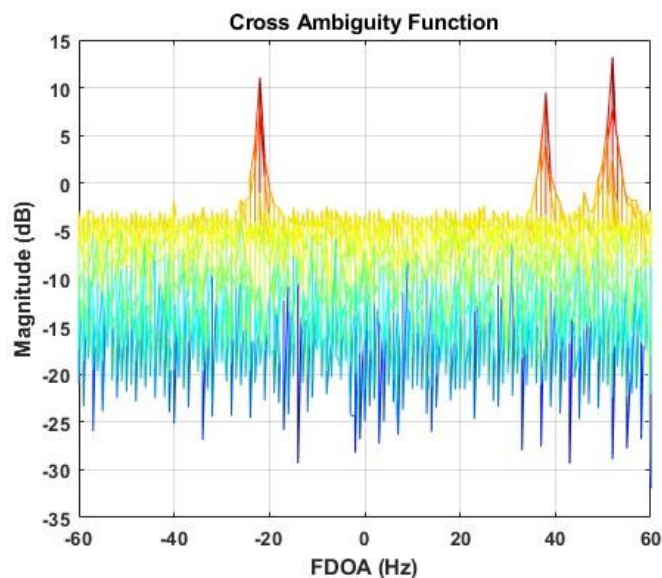


Figura 3-1: Cross Ambiguity Function (CAF) relacionando Magnitud de la señal (dB) y Doppler (Hz).

Para cada ángulo considerado, se combinan las CAF obtenidas por cada antena del array, generando así un volumen tridimensional organizado en Doppler, Rango y Ángulo. Esta construcción es posible gracias a la suma coherente en ángulo, que permite integrar la información procedente de las distintas antenas manteniendo la coherencia de fase. Debido a la separación física entre elementos y al ángulo de incidencia de la señal, cada antena experimenta una demora ligeramente distinta, lo que se traduce en desplazamientos de los picos de correlación entre los diferentes mapas. El algoritmo identifica estos picos de energía y selecciona las tres demoras correspondientes a los tres mapas que conforman el “cubo 3D”. En función del contacto que se desee resaltar, se elige el mapa asociado a la demora óptima y se representa la CAF tridimensional, como se muestra en la Figura 3-2. Este mapa es aquel en el que el contacto presenta su máximo nivel de señal, aunque pueden aparecer otros blancos debido a que los lóbulos laterales del array permiten detectar señales procedentes de direcciones distintas a la principal. Cada uno de estos contactos secundarios posee, a su vez, un mapa específico en el que su nivel de señal se maximiza.

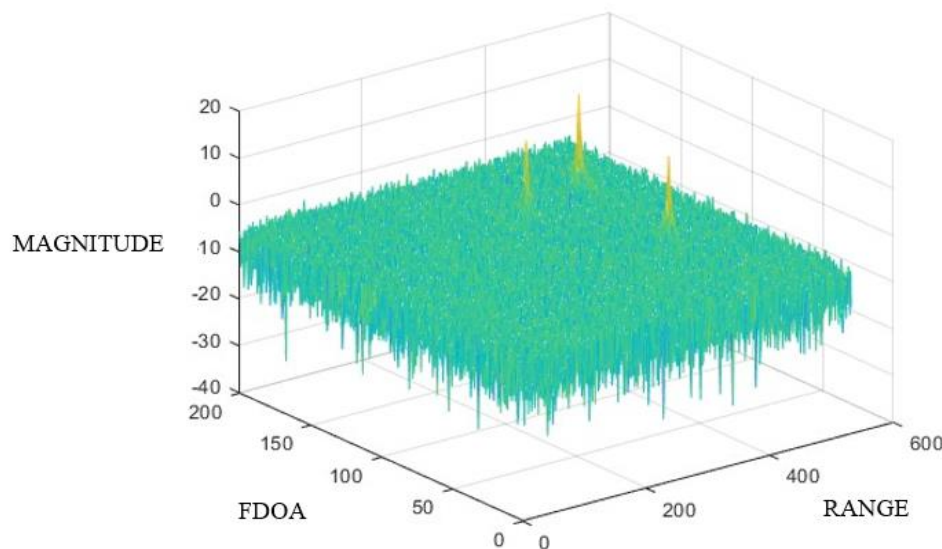


Figura 3-2:Diagrama de CAF combinada 3D.

Sobre la matriz de valores mencionada, se aplica un CFAR (Constant False Alarm Rate) que ajusta el umbral de detección para mantener una probabilidad de falsa alarma constante. En función del ruido local promedio, se establece un margen sobre el cual los ruidos se atenúan y las detecciones se consideran los valores superiores al umbral.

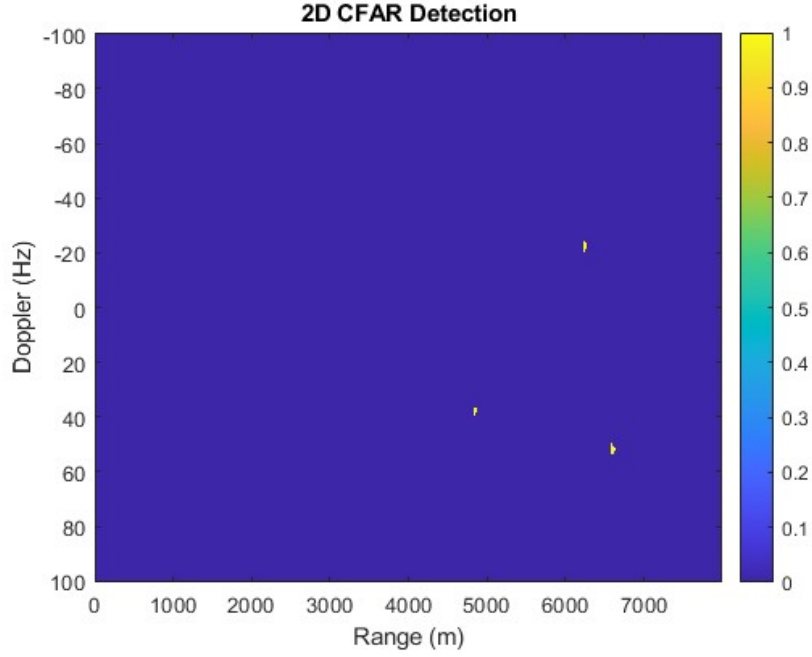


Figura 3-3: CFAR para la detección de tres blancos claramente distinguibles.

Para un mejor entendimiento de todos los pasos secuenciados, se concretan procesos similares en la fuente [11]. Como en esta se lleva a cabo un estudio exhaustivo de los diferentes tipos de algoritmos de beamforming, los procesados son muy similares al que se llevará a cabo con el algoritmo que se emplea.

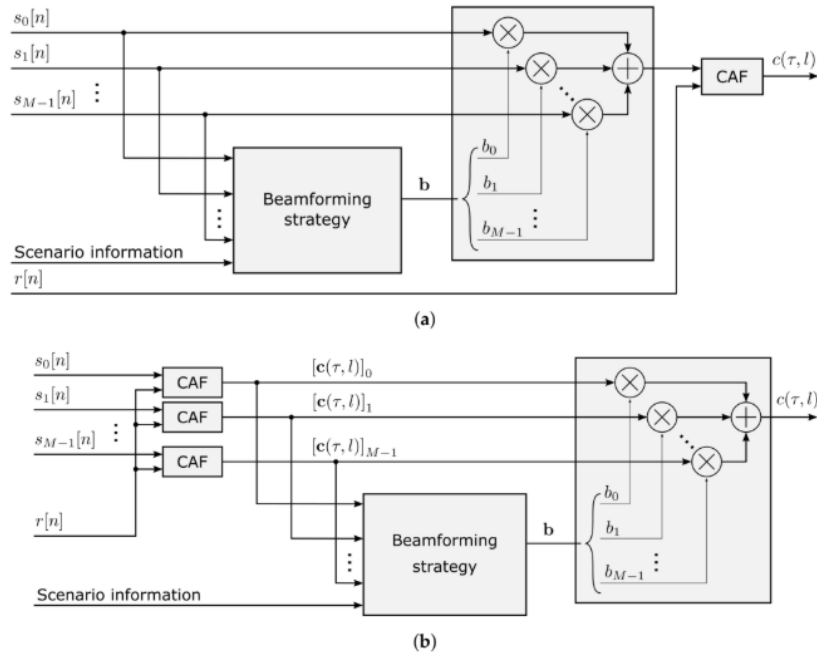


Figura 3-4: Estrategias de procesado [11].

Ambos métodos reseñados comparten similitudes con el explicado anteriormente, en primer lugar, se elaboran las CAF individuales para cada antena como se puede ver como en b). Con los datos ya procesados y resultados obtenidos se le aplican pesos a cada una de las antenas para que sus señales tengan las ponderaciones pertinentes, lo que equivaldría a “beamforming strategy” y una vez procesadas las señales, se conforman las tres presentaciones de las antenas en una única CAF como se muestra en el apartado a). Dicho de una mejor manera y para una mejor aclaración el esquema a emplear será:

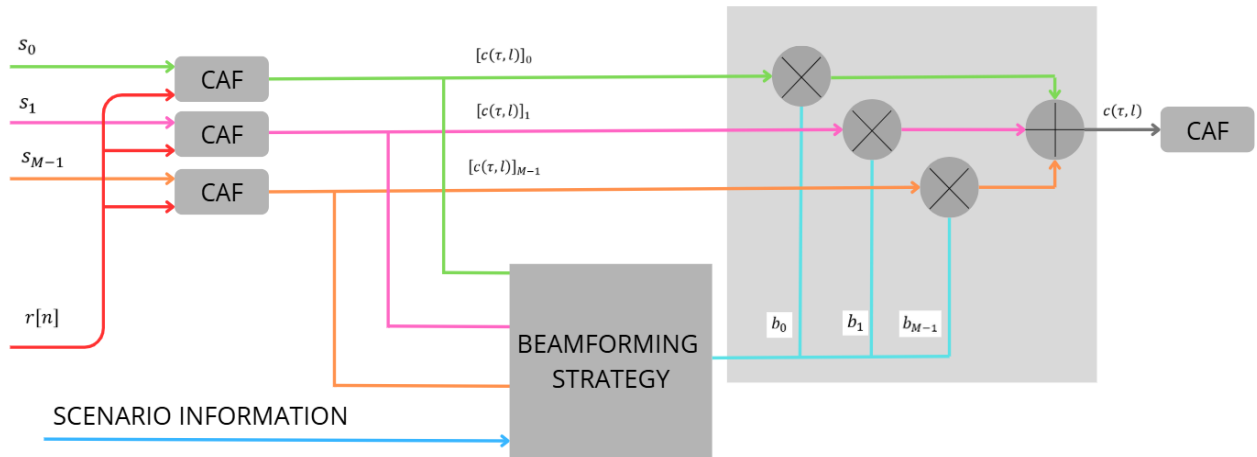


Figura 3-5: Esquema proceso.

3.2.2 Simulación

Antes de empezar con la explicación de los diferentes ensayos que se llevarán a cabo, sería preciso concretar un fundamento teórico previo para entender exactamente en qué va a consistir y qué se busca con las simulaciones.

3.2.2.1 Escenario inicial o referencial

Para establecer una referencia, se sitúa un contacto a 4 km de la antena receptora como se muestra con el contacto verde en la Figura 3-6.

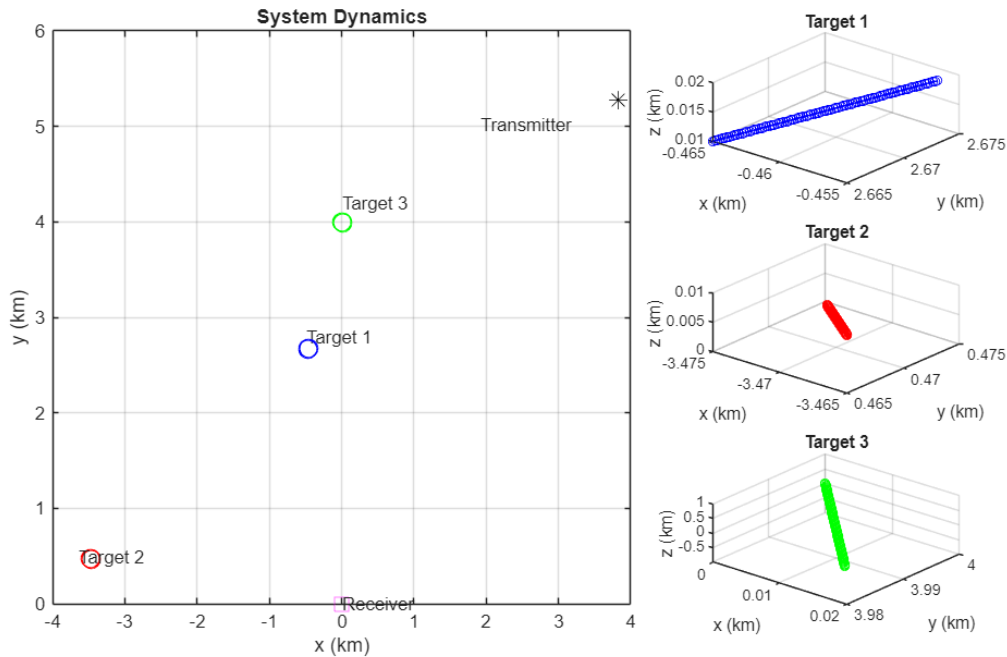


Figura 3-6: Representación escenario inicial donde un contacto queda situado a 4 km.

En este primer experimento se emplea una antena y se mide la SNR (Figura 3-7) de forma trivial a partir del máximo valor de señal recibido y una media estimada del ruido que suele rondar el mismo valor para todos los escenarios.

n=1	
Nivel de señal	12,47 dB
Nivel de ruido	-8,61 dB
SNR	21,27 dB

Tabla 3-1:Valores para una única antena.

Como referencia se tomará la medida de SNR_0 de 21,27 dB para equiparar con el resto de medidas de los distintos ensayos.

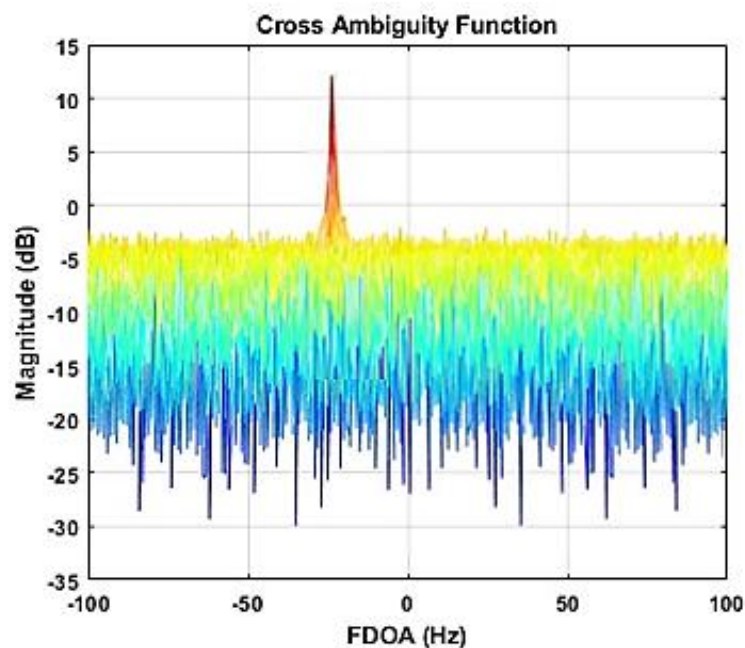


Figura 3-7: Diagrama CAF a 4km de antena receptora.

Escenarios con múltiple número de antenas

Con los datos de referencia ya explicados se repite el experimento para cuatro antenas. El objetivo es cuantificar el incremento de SNR debido a la ganancia combinada del array y a partir de ahí determinar cómo se desplaza el alcance máximo para una misma SNR mínima de detección.

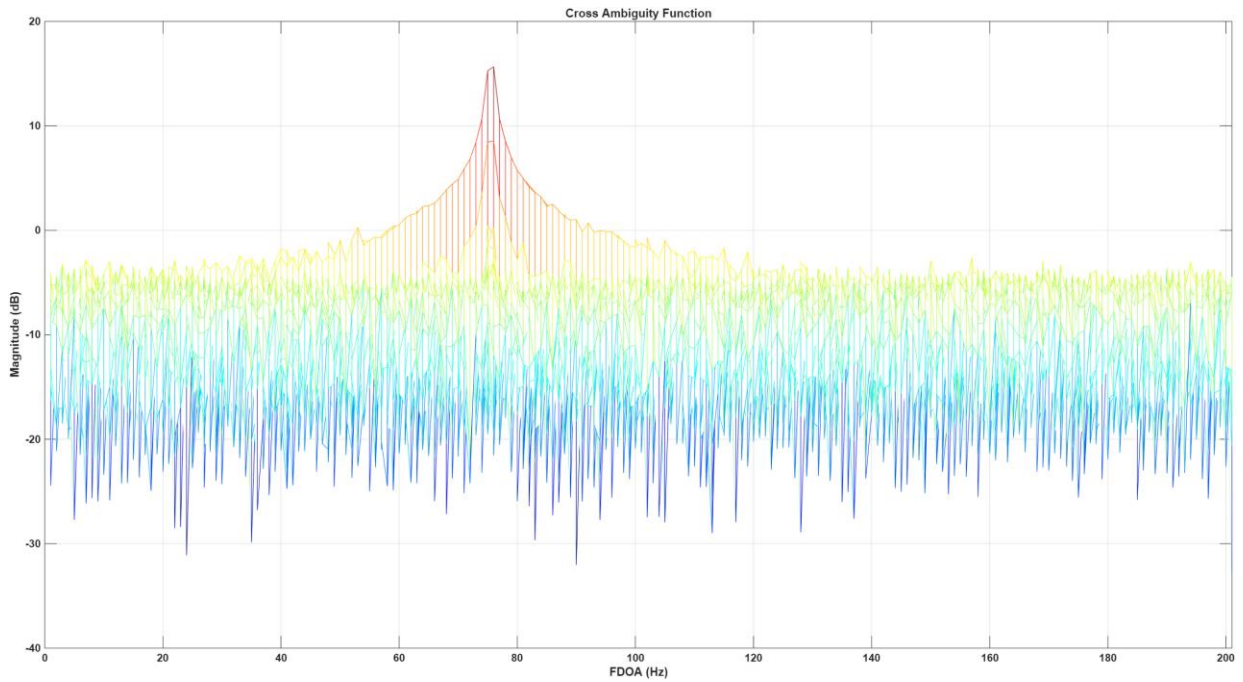


Figura 3-8: Escenario con 4 antenas

Para el caso de 4 antenas el resultado varía (obteniendo los siguientes resultados a partir de Figura 3-8):

n=4	
Nivel de señal	15,66 dB
Nivel de ruido	-8,52 dB
SNR	24,18 dB

Tabla 3-2: Medidas para 4 antenas.

Se puede ver que el nivel con respecto a la primera medida ha aumentado la amplitud de la señal en 3dB, con un nivel de ruido similar. Independientemente del número de iteraciones con las que se realizan los ensayos con 4 antenas se observa que los 3dB de incremento no se deben a mera casualidad, sino que a una correlación como la que se puede ver a continuación en la expresión (3-1) [11]:

$$SNR_{MRC} = \frac{M|\alpha_e|^2}{\sigma^2} = M SNR_0 \quad (3-1)$$

donde M consiste en el número de antenas, α_e el nivel de señal con una sola antena y σ^2 la varianza del ruido promedio. Como la ecuación está en función de unidades naturales, si se analizara en el dominio logarítmico, la ecuación relaciona el nivel de señal de la CAF con el nivel de ruido, lo cual se traduce directamente a la SNR de una sola antena y por tanto la SNR total es múltiplo del número de antenas que se emplean.

Sin embargo, los resultados experimentales que quedan recogidos en la Tabla 3-3 muestran que el pico de la CAF o nivel de señal crece aproximadamente como $\sqrt{M}$. Esta aparente discrepancia con lo mencionado anteriormente, sino que la CAF mide amplitud y no potencia. Donde la amplitud combinada crece como:

$$A_i = \sqrt{M}A_0 \quad (3-2)$$

entonces,

$$P_i = A_i^2 = (\sqrt{M}A_0)^2 = MA_0^2 \quad (3-3)$$

Por tanto, coincide con la predicción de los valores de la Tabla 3-3. Es la manifestación natural de que la CAF opera sobre amplitudes. El comportamiento de las amplitudes no es exactamente lineal como el de las potencias, sino que en función de una raíz logarítmica. Para favorecer la demostración experimental la Figura 3-9: Representación del número de antenas frente al nivel de señal con datos experimentales de la Tabla 3-3 donde compara la función teórica a la que se ha llegado frente a la obtenida, lo que comparten un comportamiento muy similar. Con los datos graficados se puede apreciar que la relación de nivel de señal dependiendo del número de antenas coincide con $\sqrt{M}$.

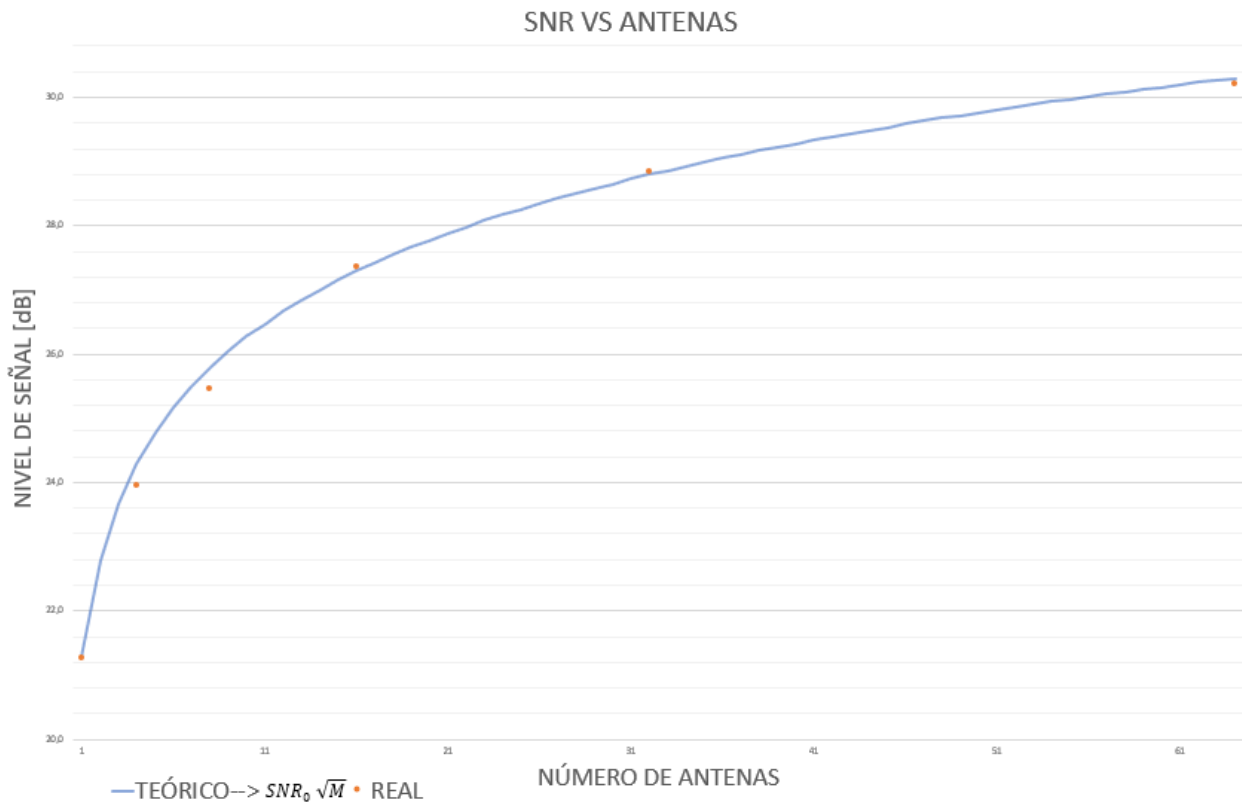


Figura 3-9: Representación del número de antenas frente al nivel de señal con datos experimentales de la Tabla 3-3.

Una vez aclarada la relación entre el número de antenas con el nivel de señal, es posible utilizar esta relación para analizar cómo la ganancia proporcionada por el array influye directamente en la distancia máxima eficaz del sistema. Dado que la potencia recibida decrece con la distancia según la ley de potencia asociada a la propagación electro magnética, la SNR disponible en recepción disminuye rápidamente a medida que el objetivo se aleja. Por tanto, el comportamiento del número de antenas, no solo es coherente con el modelo teórico, sino que permite constituir un punto de partida para incrementar la distancia máxima a la que el sistema puede detectar un objetivo con un nivel de fiabilidad determinado. Volviendo a la ecuación (2-33) donde se desglosa la distancia del objetivo con una SNR determinada:

$$cte_{n=4} = R^4 SNR_{min} = 6,70 \cdot 10^{16} [Wm^4] \quad (3-4)$$

donde, para una SNR establecida como referencia, la del ensayo de una sola antena. La distancia que obtenemos equivalente es:

$$R = \sqrt[4]{\frac{cte_{n=4}}{SNR_0}} = 4729 \text{ m} \Rightarrow 729 \text{ m} \quad (3-5)$$

Aquí es donde se muestra el resultado de la efectividad del beamforming. El hecho de aumentar el número de antenas permite lograr detecciones bajo las mismas condiciones en mayores distancias. En el caso de 4 antenas como el contacto se situaba a 4 km, se puede lograr una igual detección, es decir con el mismo nivel de SNR_0 a una distancia de 729 m a mayores.

Para establecer una correcta correlación entre número de antenas y valores de alcances eficaces se han llevado a cabo una serie de ensayos. Los datos de las simulaciones que se han extraído se podrán ver en el Anexo III: SIMULACIÓN MATLAB. Además, se ha elaborado una tabla que muestra un cómputo de los diferentes análisis desde las 8 antenas hasta las 64 antenas (Tabla 3-3).

Al igual que se ha hecho con el caso de relacionar el nivel de señal con el número de antenas, a objeto de estudio sería necesario buscar esa relación que hay entre alcance y número de antenas. Con el objetivo de poder ver si existe realmente un número óptimo de antenas para lograr una detección lo más eficiente a nivel coste-prestaciones.

Partiendo de la ecuación (3-5) donde se obtiene el alcance eficaz de un número de antenas en función de una SNR de referencia y partiendo del concepto que relaciona antenas con SNR, se llega a la siguiente expresión:

$$R_i = \sqrt[4]{\frac{cte_{n=i}}{SNR_0}} = \sqrt[4]{\frac{R_0^4 \sqrt[4]{M} SNR_0}{SNR_0}} = R_0 \sqrt[8]{M} \quad (3-6)$$

Es necesario recalcar que esta relación matemática no tiene ninguna aplicación real sino meramente explicativa e ilustrativa para entender con mayor claridad la relación entre alcance eficaz y el número de elementos del array.

N.º antenas	Nivel de señal [dB]	Nivel de ruido [dB]	SNR [dB]	ΔR [m]
8	16,96	-8,64	25,60	1132
16	18,68	-8,66	27,34	1672
32	20,15	-8,63	28,78	2163
64	21,54	-8,61	30,15	2668

Tabla 3-3: Análisis para 8, 16, 32 y 64 antenas.

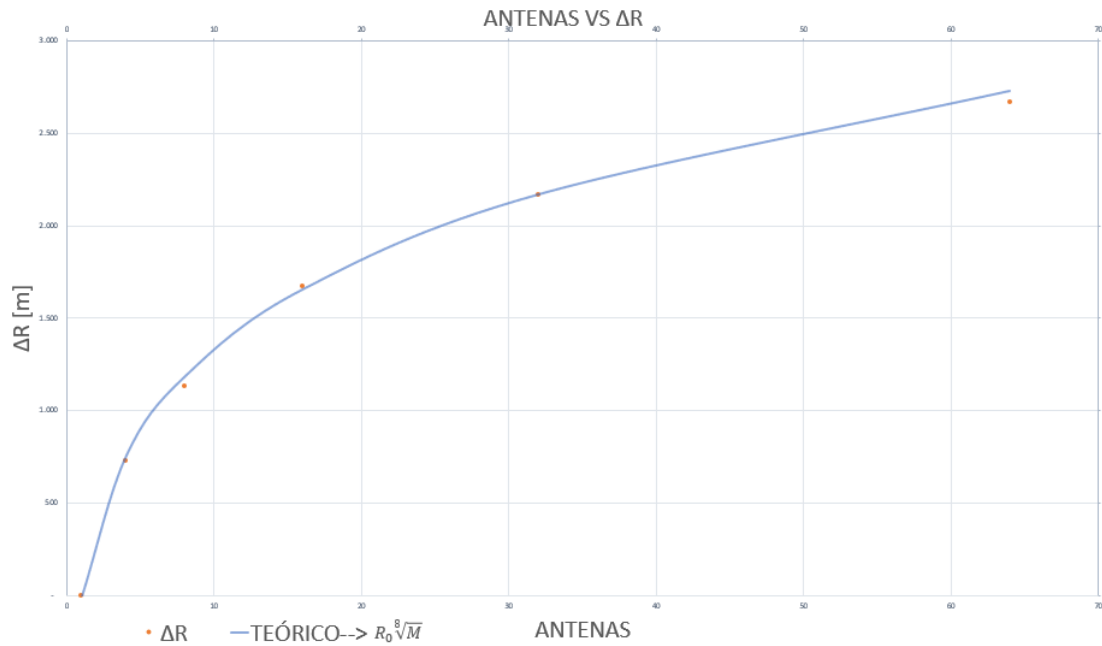


Figura 3-10: Distancia ganada vs número de antenas empleadas.

Simulación en entorno ruidoso

Cuando el sistema opera con una única antena en un entorno ruidoso, la señal reflejada, ya de por sí extremadamente débil debido a una RCS baja, queda fácilmente enmascarada por ruido, interferencias o clutter circundante. En estas condiciones, la SNR disponible resulta insuficiente para alcanzar un umbral de detección fiable, por lo que el radar se vuelve prácticamente ciego ante objetivos pequeños. Esta limitación no puede resolverse únicamente mejorando el hardware de la antena individual, ya que el incremento de área efectiva o ganancia es marginal frente al nivel de ruido presente.

La solución pasa por incorporar múltiples antenas y aplicar técnicas de beamforming, que permiten combinar coherentemente las señales recibidas y reforzar la energía procedente de la dirección del blanco mientras se atenúan las contribuciones no deseadas. Al sumar las señales de varios elementos del array, la SNR crece de forma proporcional al número de antenas y, además, el diagrama de radiación puede moldearse para suprimir interferencias dominantes. De este modo, un escenario inicialmente inabordable con una sola antena se convierte en un entorno donde la detección es viable, demostrando que la optimización del sistema requiere no solo mejorar cada término de la ecuación radar, sino también explotar el potencial del procesamiento espacial mediante arrays y beamforming.

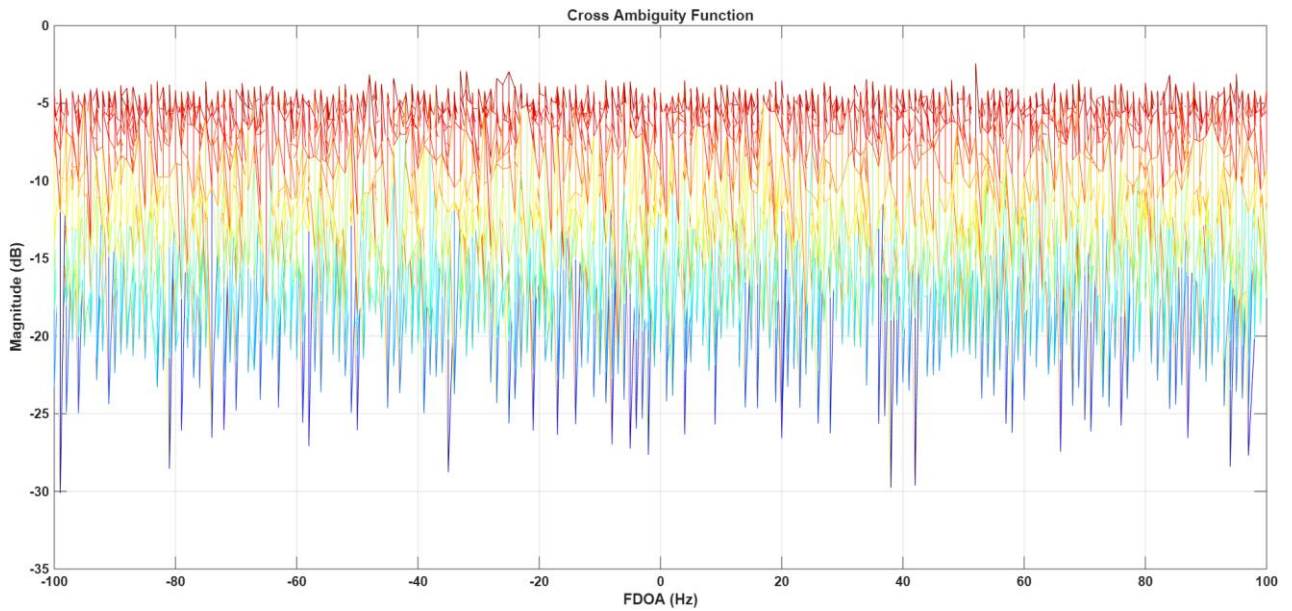


Figura 3-11: Diagrama CAF de una antena bajo entorno ruidoso.

En la Figura 3-11 se aprecia que, con una única antena, el CAF queda completamente sumergido en un entorno de ruido elevado. El nivel de señal no permite estimar con precisión la velocidad del contacto ni obtener una SNR suficiente para activar el detector. Aunque visualmente pueda intuirse la presencia de un posible blanco, la detección real en un radar se realiza en el dominio CFAR, donde el nivel de señal es claramente insuficiente.

Al ejecutar la simulación con este nivel de ruido, incluso aunque se intuya aproximadamente dónde podría encontrarse el contacto, el diagrama CFAR es incapaz de generar una detección válida (Figura 3-12). La señal reflejada no alcanza un nivel suficiente para superar el umbral estadístico impuesto por el detector, de modo que la SNR resultante no permite distinguir el eco del blanco frente al ruido de fondo. En estas condiciones, la probabilidad de falsa alarma se dispara y, dado que el sistema debe respetar un PFA previamente fijado, el algoritmo CFAR concluye que no es posible confirmar la presencia del objetivo. En consecuencia, el radar no puede declarar una detección fiable pese a que visualmente pueda apreciarse cierta estructura en el CAF.

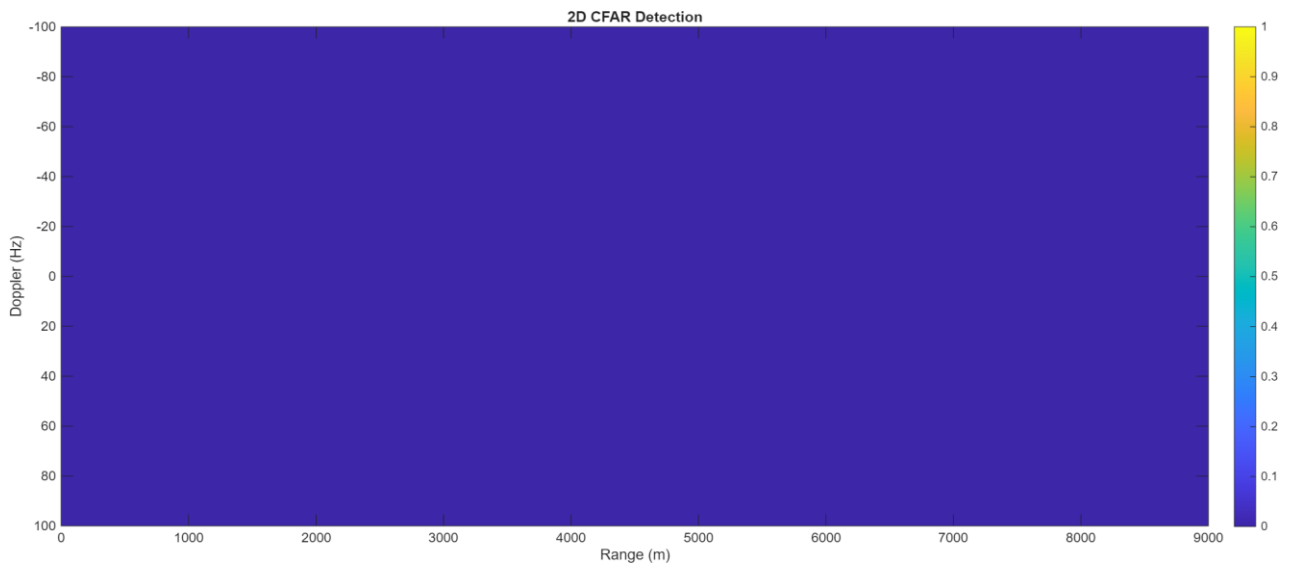


Figura 3-12: CFAR en entorno con exceso de Ruido.

Cuando las cuatro antenas comienzan a trabajar de forma conjunta, el resultado cambia por completo. La combinación coherente de los elementos del array permite alcanzar niveles de señal en torno a 12,47 dB, lo que proporciona un gradiente suficientemente pronunciado para que el algoritmo CFAR pueda establecer un umbral fiable y generar detecciones válidas. El contraste entre ambas figuras evidencia la importancia del procesamiento espacial para recuperar la SNR en escenarios ruidosos.

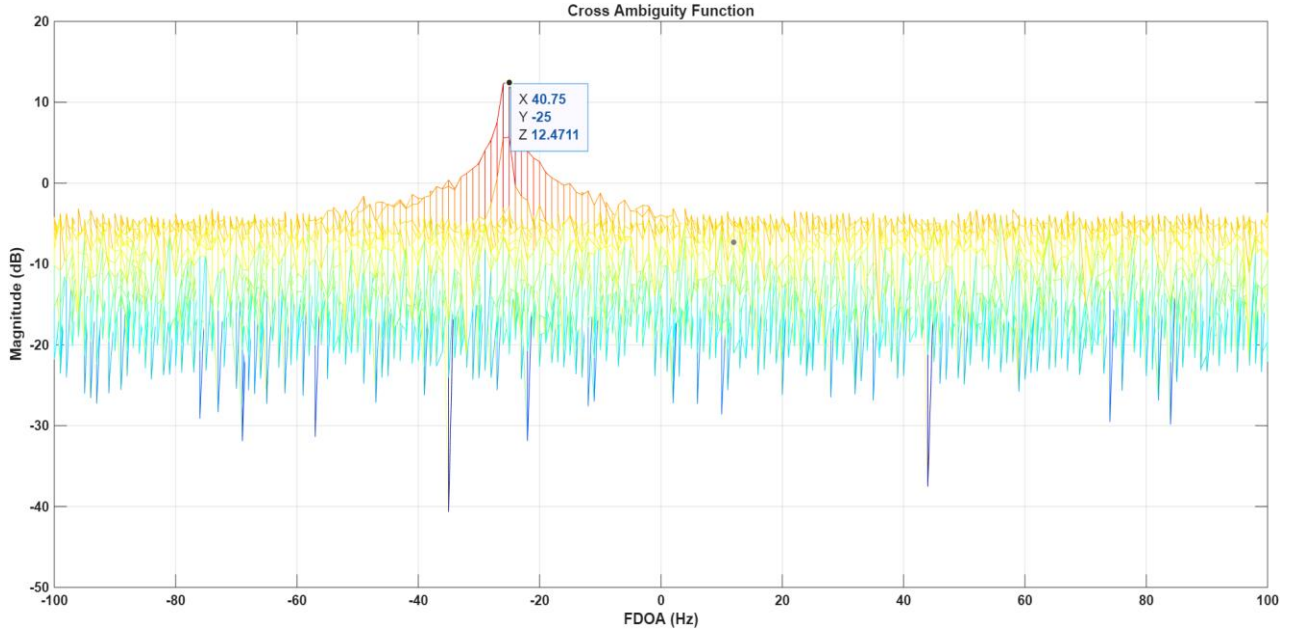


Figura 3-13: CAF resultante para cuatro antenas.

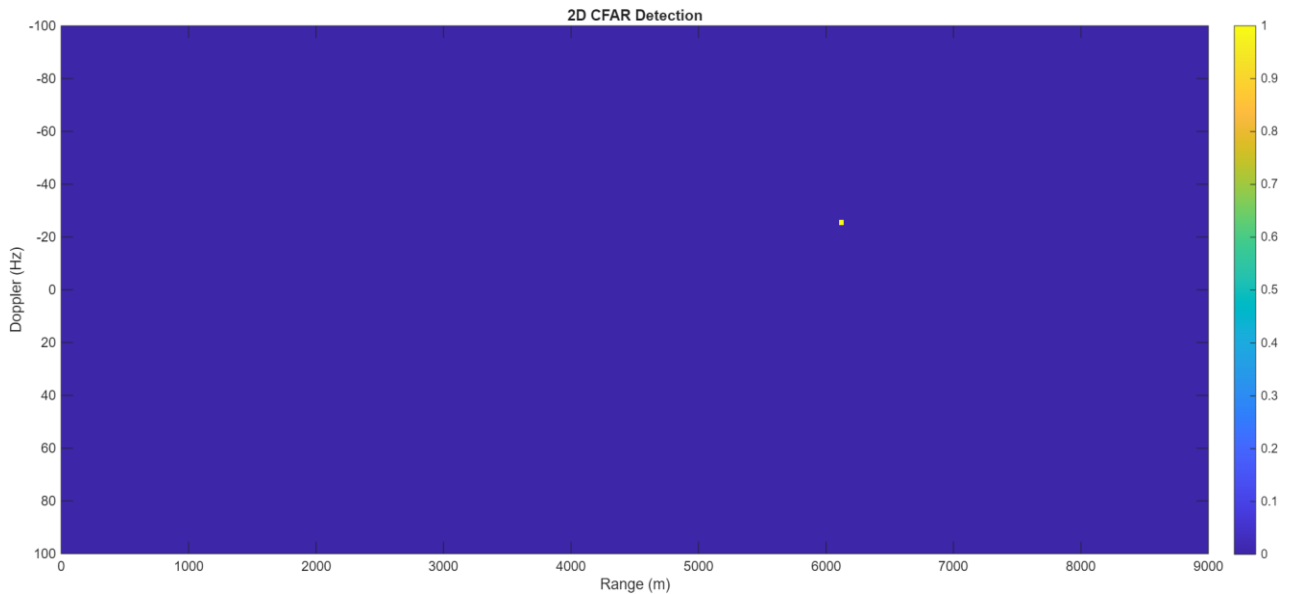


Figura 3-14: Detección en la CFAR con el uso de beamforming.

3.3 Escenario real

Tras completar la fase de simulación y validar el comportamiento teórico del sistema en un entorno controlado, el siguiente paso consiste en trasladar estos resultados al ámbito experimental. Este cambio de escenario implica abandonar las condiciones ideales propias del modelo y enfrentarse a las limitaciones, incertidumbres y riesgos de las pruebas reales. En esta etapa, factores como el ruido no modelado, las interferencias externas, la variabilidad del entorno y las restricciones operativas adquieren un papel determinante en el rendimiento del sistema. Por ello, resulta imprescindible analizar con detalle

los riesgos asociados a los ensayos, así como las medidas necesarias para garantizar la seguridad, la fiabilidad de los resultados y la correcta interpretación de las observaciones obtenidas en campo.

El trabajo gira en torno a un escenario que se lleva a cabo en las inmediaciones de la Ría de Pontevedra Figura 3-15, específicamente en la Escuela Naval Militar ($42^{\circ}23'52''\text{N}$ $008^{\circ}42'24''\text{W}$). La antena transmisora es una DVBT de uso de TV localizada en el municipio de Poio ($42^{\circ}26'40''\text{N}$ $008^{\circ}39'36''\text{W}$) con una altura de 200m. Ambas antenas formarán un sistema biestático donde formarán elipses biestáticas para determinar las distancias a los contactos cuyos focos se encontrarán separados de unos 6,44 km.

En cuanto a la orografía del terreno de estudio, resulta ideal al situarse en una región encerrada por montes y un microclima que en condiciones favorables permite llevar a cabo ensayos sin interferencias medioambientales que puedan mermar los resultados. Se trata de un espacio amplio, abierto al Atlántico, pero protegido por su configuración en forma de embudo, lo que genera escenarios muy diversos en términos de propagación, reflexiones y presencia de interferencias naturales. La combinación de zonas urbanas, áreas portuarias, tráfico marítimo y espacios más despejados permite evaluar el comportamiento del sistema en situaciones reales y cambiantes, muy distintas de las simulaciones controladas. Además, la orografía circundante —con montes próximos a la línea de costa— introduce efectos adicionales como sombras, multitrayecto y variaciones bruscas en el nivel de ruido, factores que resultan especialmente útiles para poner a prueba la robustez del sistema y validar su rendimiento en condiciones operativas exigentes.

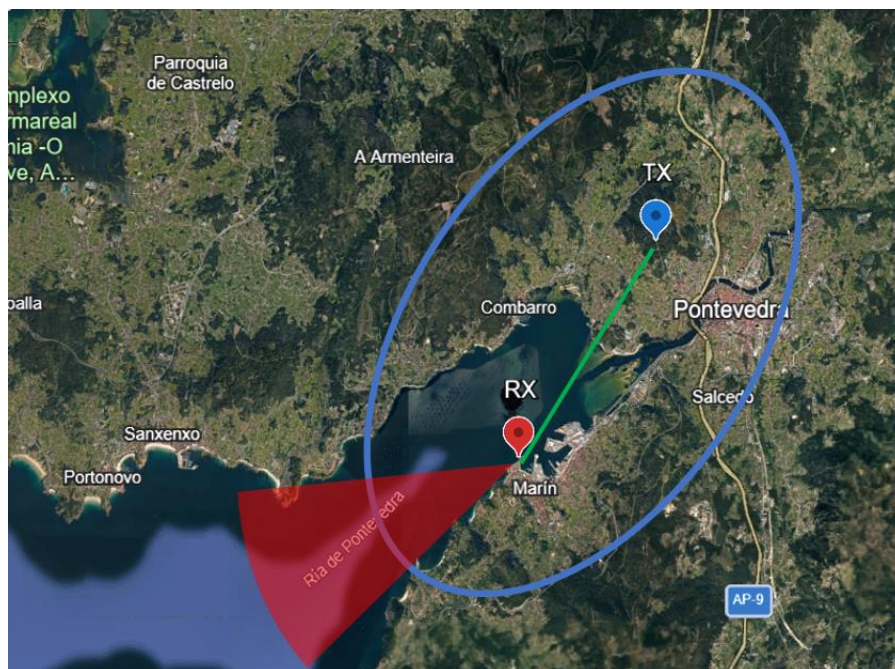


Figura 3-15: Imagen satélite de sistema biestático (fuente: Google Earth).

En la Figura 3-15 aparece representada la elipse biestática, la distancia entre focos y el cono de observación es direccionable por parte de la antena y gira en torno a los 30° de apertura. Aunque la elipse puede abarcar un amplio espacio de análisis, solo puede ser aprovechada la sección que da hacia la ría, al no contar con obstáculos que puedan estorbar el análisis.

3.3.1 Componentes antena receptora

Antes de entrar en detalle con las pruebas de la antena en el escenario real, cabe mencionar de que componentes consiste el sistema de recepción localizado en las inmediaciones de la Escuela Naval Militar. Su posición elevada y próxima a la ría proporciona un campo de visión amplio y despejado hacia

el entorno marítimo, permitiendo captar señales directas y multitrayecto. Además, la presencia de estructuras cercanas, tráfico marítimo y variaciones ambientales introduce condiciones reales de propagación que ponen a prueba la robustez del sistema. La infraestructura eléctrica, la protección frente a interferencias, la calibración del array y la estabilidad mecánica del soporte también juegan un papel fundamental en el rendimiento final, convirtiendo este emplazamiento en un entorno completo para evaluar el comportamiento del sistema y su eficacia.

3.3.1.1 Montaje

El montaje comienza con la instalación de una antena de referencia orientada directamente hacia el transmisor de Poio. Para este propósito se emplea una antena Yagi, fijada de manera permanente en la demora correspondiente a la señal directa del emisor, garantizando así una captación estable y continua de la referencia necesaria para el procesado.



Figura 3-16: Antena Yagi con enlace directo a Poio.

A continuación, en la Figura 3-17 se puede apreciar el sistema de antenas colocadas en forma de array. Aunque el sistema cuenta con cuatro antenas, solo se podrá hacer uso de tres entradas distintas de procesado para ellas. Esto tiene que ver con el transceptor (Figura 3-19) del que se hablará a posteriori. El array cuenta con un motor eléctrico que lo permite orientar para poder tener una mejor cobertura en los sectores que se deseen. No obstante, como la mejor orientación es hacia la boca de la ría, el cono de los 30° servirá suficientemente para lograr detecciones en toda su extensión.



Figura 3-17: Array de antenas receptoras.

Una vez que la señal es recibida por el array de antenas, resulta imprescindible disponer de una referencia temporal común para medir con exactitud los desfases entre canales y, con ello, ajustar

correctamente la dirección del haz. Para este propósito, el sistema se sincroniza mediante un receptor GPS, que proporciona una señal PPS (Pulse Per Second) y un reloj estable de 10 MHz derivados de los relojes atómicos de los satélites. Gracias a esta referencia, cada muestra adquirida por el USRP (Universal Software Radio Peripheral) queda asociada a un “timestamp” preciso, lo que garantiza la coherencia temporal y de fase entre todos los canales. Esta sincronización es esencial para realizar correlación, beamforming y estimación de demora, ya que cualquier error de fase se traduciría en pesos incorrectos en el array y, por tanto, en errores en la dirección estimada de un contacto. No obstante, estos sistemas de sincronización presentan limitaciones: requieren buena cobertura GPS, pueden sufrir pérdidas de señal por condiciones meteorológicas o interferencias, y su estabilidad depende en gran medida de la calidad del oscilador interno del receptor.



Figura 3-18: Oscilador disciplinado GPS.

Una vez asignado un *timestamp* a cada señal recibida por las antenas del array, estas se envían al USRP, que actúa como transceptor encargado de digitalizar las señales para su posterior procesamiento. El USRP permite capturar las muestras en bruto y almacenarlas para análisis *offline*, utilizando su reloj interno o el reloj externo procedente del GPS para mantener la sincronización temporal. En la Figura 3-19 se muestran dos unidades USRP X310 empleadas en el sistema. Aunque se dispone de cuatro antenas en el array, cada USRP solo puede procesar dos canales simultáneos y, dado que uno de ellos debe reservarse para la antena de referencia (antena Yagi), únicamente pueden conectarse a tres entradas distintas al conjunto de receptores. El uso de dos USRP independientes implica que cada uno opera con su propio oscilador, lo que introduce pequeñas diferencias de sincronización entre ambos equipos. Esta falta de un reloj añade un margen de error adicional en la coherencia temporal y de fase cuando se utilizan simultáneamente.



Figura 3-19: Transceptor USRP X310 para la recepción de las señales en mediciones reales.

3.3.2 Proceso de calibración

Antes de iniciar los ensayos reales, resulta imprescindible llevar a cabo un proceso de calibración del sistema de antenas con el fin de garantizar que las mediciones obtenidas sean fiables. Este proceso en realidad se lleva a cabo con cada vez que se ejecuta el ensayo. El procedimiento será similar al que lleva a cabo [12].

El proceso se articula mediante el uso de una baliza de referencia que emite una señal cosenoidal pura desde una posición y frecuencias conocidas, permitiendo que el sistema disponga de un punto de comparación absoluto. El algoritmo de calibración (fundamentado en la transformada de Fourier) procesa las señales recibidas para discernir la fase real de llegada de cada antena y contrastarla con la teórica que debería recibirse según la geometría del conjunto. Esta comparación permite ajustar los coeficientes de calibración individuales que al aplicarse digitalmente sincronizan elementos del array y eliminan errores de apuntamiento y garantizan una estimación precisa de la dirección de llegada (DOA) de los blancos reales.

Para la calibración se preparó un montaje formado por una antena Yagi (Figura 3-20) y un equipo de transmisión que trabaja en la misma frecuencia que la señal de la antena de Poio (Figura 3-21).



Figura 3-20: Montaje de calibración

La señal de Poio, como ya se mencionó en alguna ocasión posee un ancho de banda de 8MHz y una frecuencia centrada en los 498 MHz. Esta señal será con la que se trabajará y con la que se llevarán a

cabo los análisis, ya de primeras se puede apreciar que la señal es distinguible del ruido con una SNR aproximada de 22,5 dB.



Figura 3-21:Imagen de recepción de la señal de Poio.

A la hora de preparar el escenario es necesario preparar de antemano el coseno y comprobar que todas las antenas están recibiendo la señal de calibración. Tal y como se puede apreciar en la Figura 3-22, cada color representa lo que recibe cada antena y se puede apreciar que todas ellas trabajan correctamente y pueden recibir correctamente la señal del coseno con una frecuencia de 500 MHz, distinta a la mencionada previamente puesto que se trataba de una prueba de control.

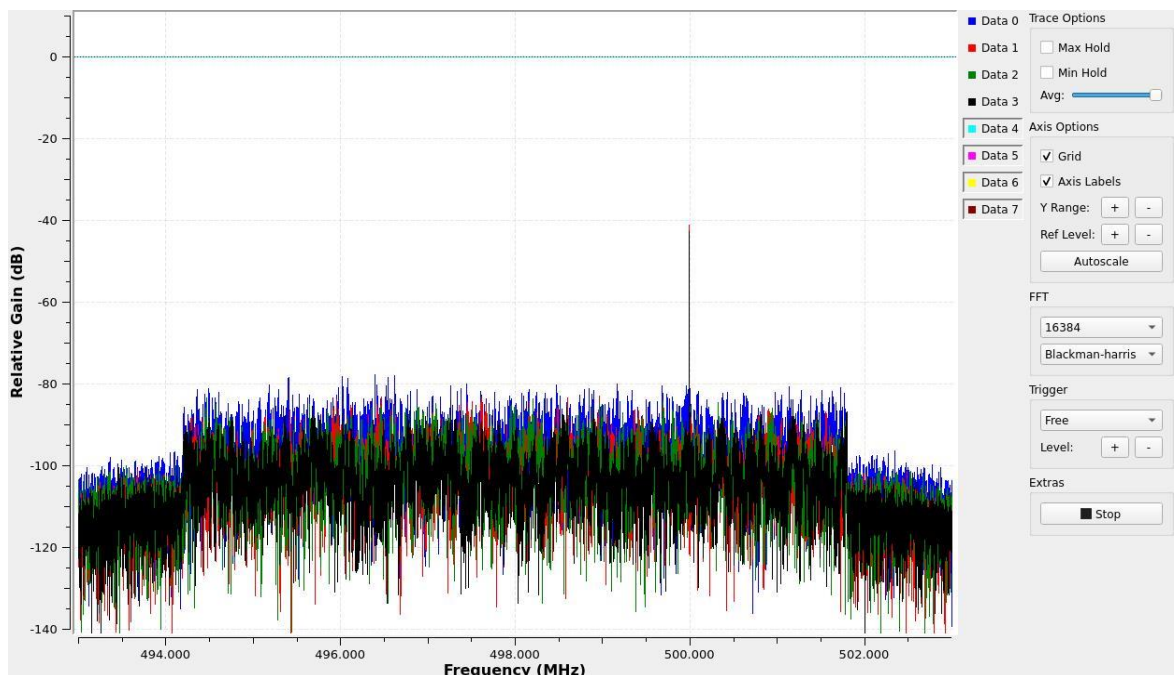


Figura 3-22: Representación del canal en cada una de las antenas y su coseno para calibración.

3.3.3 Medidas de análisis

Siguiendo el enfoque aplicado durante la simulación, se plantean dos escenarios cuyo propósito es comparar posteriormente los resultados simulados con los obtenidos en los ensayos reales. El primero corresponde a un entorno con bajo nivel de ruido, mientras que el segundo introduce un nivel de ruido tal que exige recurrir a técnicas avanzadas de *beamforming* para lograr la detección del contacto.

Las premisas de ambos escenarios son similares: en cada caso participan dos embarcaciones situadas en las inmediaciones de la Escuela Naval, alejándose progresivamente. Sin embargo, en el primer ensayo se emplean dos antenas, mientras que en el segundo se utilizan cuatro. El objetivo de esta diferencia es ampliar la variedad de datos disponibles y poder establecer relaciones entre ellos, de modo que se observe una progresión de comportamientos dentro de las capacidades reales del sistema, cuyo máximo operativo es de cuatro antenas.

En el primer caso, al tratarse de un entorno con bajo nivel de ruido, dos antenas resultan suficientes para lograr una detección estable. En cambio, en el segundo ensayo, donde el ruido afecta de forma más significativa al sistema, sería necesaria la contribución de más de dos antenas para alcanzar una SNR aceptable. A ello se suma que las embarcaciones objetivo presentan una sección radar reducida debido a su pequeño tamaño y a sus cascos de fibra de vidrio, lo que disminuye aún más su RCS.

Una vez que el objetivo se situó dentro del sector visible para la antena, se realizó una toma de muestras con un tiempo de procesado de 10 segundos en ambos casos.

3.3.3.1 Escenario 1: entorno con nivel de ruido bajo

En este escenario la embarcación navega en las inmediaciones del muelle de la Escuela Naval Militar y el radar toma medidas de la detección y estima una evolución de la situación como se puede apreciar en la Figura 3-23.

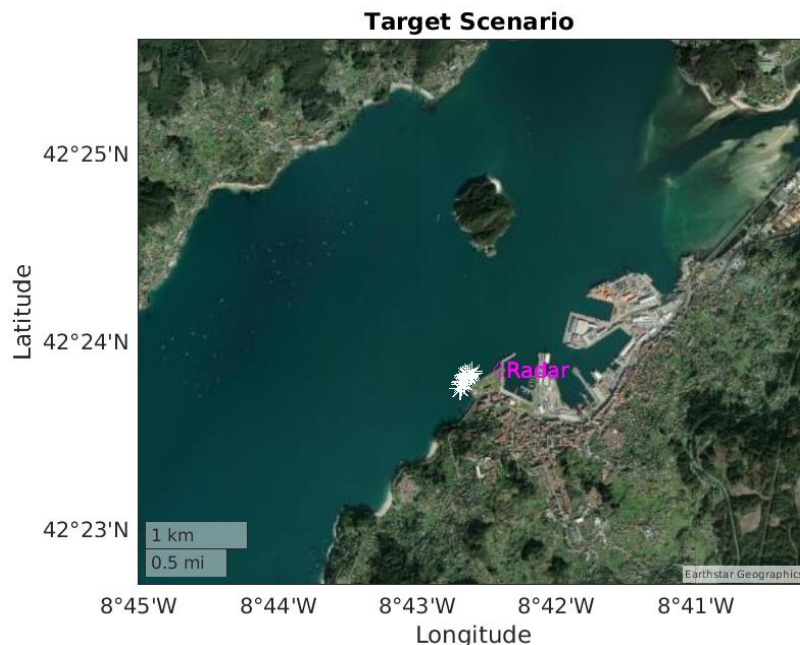


Figura 3-23: Desplazamiento embarcación durante 10 segundos.

Tomando uno de los mapas de la CAF individual para el primer instante (Figura 3-24) se puede apreciar una señal claramente diferenciable con respecto al ruido del entorno. En ella se observa un contacto con un doppler de -30 Hz a una distancia de menos de 500 metros. Contacto claramente distinguible con respecto al ruido que gira en torno a 20 dB por debajo de la señal de detección.

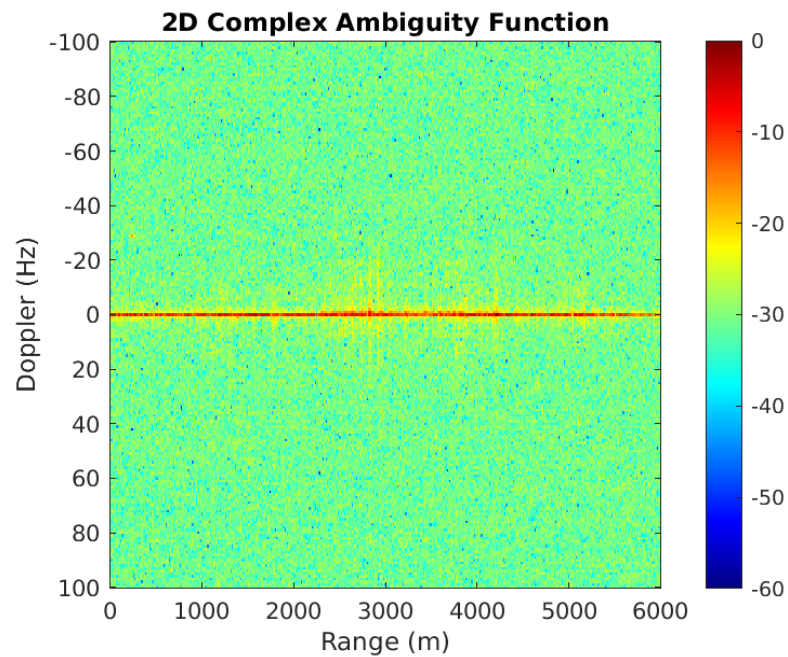


Figura 3-24: Mapa CAF 2D de primera antenna en el instante CPI=1.

En el marco frecuencial frente a intensidad de señal percibida se esboza el siguiente mapa de la Figura 3-25:

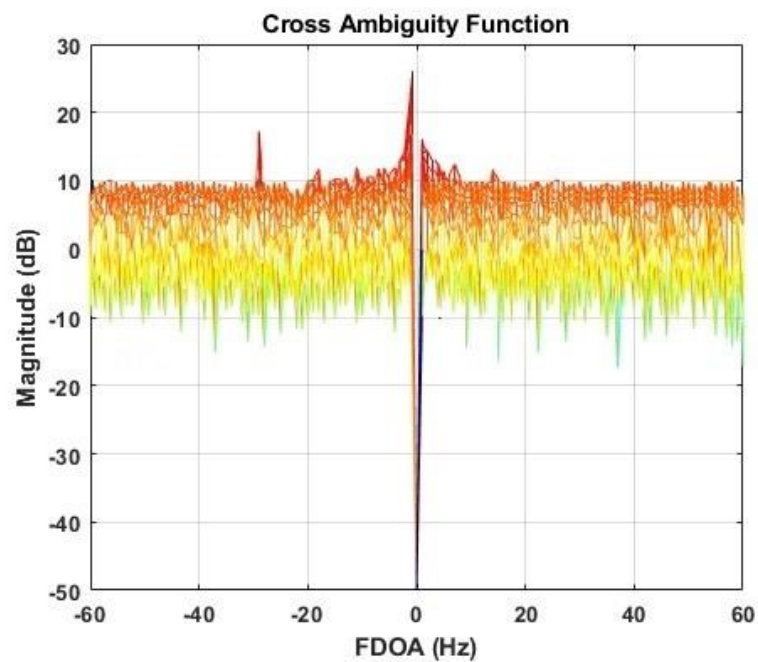


Figura 3-25: CAF 3D antenna individual.

Con los siguientes datos para cada antenna en el mismo instante CPI de un segundo:

Antena	1	2
Nivel de señal	17,27 dB	16,31 dB
Nivel de ruido	4,7 dB	4,2 dB
SNR	12,57 dB	12,11 dB

Tabla 3-4: Datos recogidos para las 2 antenas para un CPI=1s.

En este escenario a lo largo de los 10 segundos, se llevan detecciones completas en cada uno de los procesados CFAR. Donde se puede mostrar el del primer instante en la Figura 3-26. En -30 Hz y 200 m.

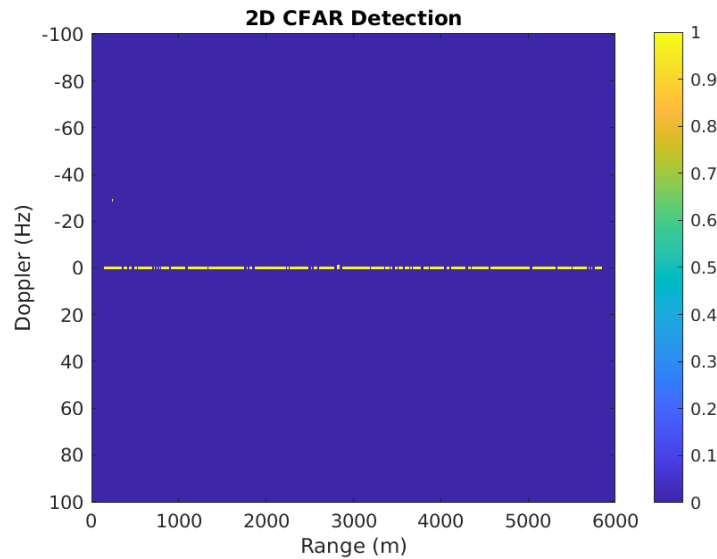


Figura 3-26: CFAR para el instante CPI=1.

3.3.3.2 Escenario 2: entorno con nivel de ruido denso

Este segundo escenario (Figura 3-27) se caracteriza por haberse efectuado bajo un entorno ruidoso, es por ello que es necesario llevar a cabo una correcta calibración antes de tomar las medidas de la manera más precisa posible. Como ya se ha podido explicar a lo largo del trabajo, una mala calibración implica una incorrecta correlación entre los resultados y por tanto un mal procesado a la hora de efectuar beamforming.

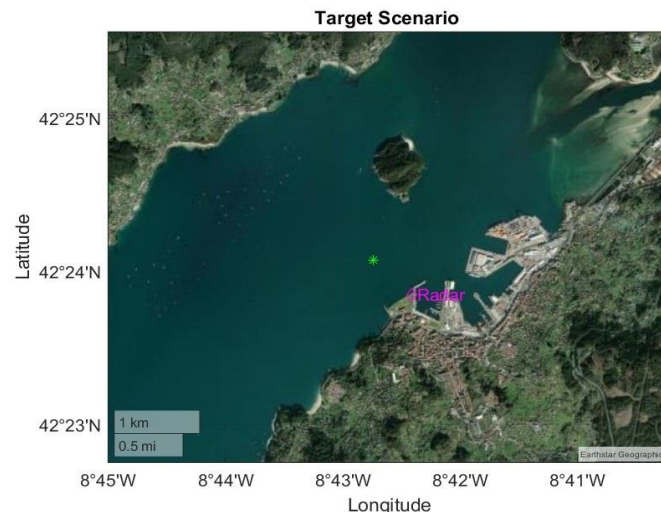


Figura 3-27: Representación del escenario de análisis.

Las condiciones de localización del contacto para este escenario son similares que las del primer caso. La embarcación se localiza en alejamiento a una distancia considerablemente mayor, lo que permite simular esas condiciones de “ruido” que no son más que alejar este contacto para que la amplitud de señal sea de un tamaño mucho más reducido hasta un punto en el que incluso pueda enmascarse con el ruido del ambiente. Cabe destacar que el programa solo es capaz de esbozar una correcta localización de un contacto cuando se detecta previamente en el procesado de una antena individual, al encontrarse inmerso en un entorno ruidoso en el que no se es capaz de lograr una SNR considerable para detectar un contacto, el algoritmo no puede garantizar una detección correcta y no se puede esbozar un mapa completo de la evolución del contacto como sí se ha podido en el anterior escenario.

Por tanto, el algoritmo arranca empezando con la calibración y obteniendo los siguientes coeficientes:

```
*****Checking beacon*****  
  
ans =  
  
    0    0    0    0  
  
ans =  
  
   -5.5800  
   164.4094  
   121.9211  
   -95.4527
```

Figura 3-28: Datos de calibración obtenidos para las diferentes antenas.

donde los coeficientes que aparecen en la Figura 3-28, son a corregir, es decir que inversos a los medidos por el array para contrarrestar ese error. Mostrar esta calibración no significa que no se haya llevado a cabo en el anterior escenario, pero sí que permite demostrar hasta el más mínimo detalle, para que así, durante el análisis de resultados en el caso de ruido denso se pueda llevar a cabo una explicación más constructiva. Para visualizar de mejor manera el entorno ruidoso se puede apreciar en la Figura 3-29 un ligero repunte:

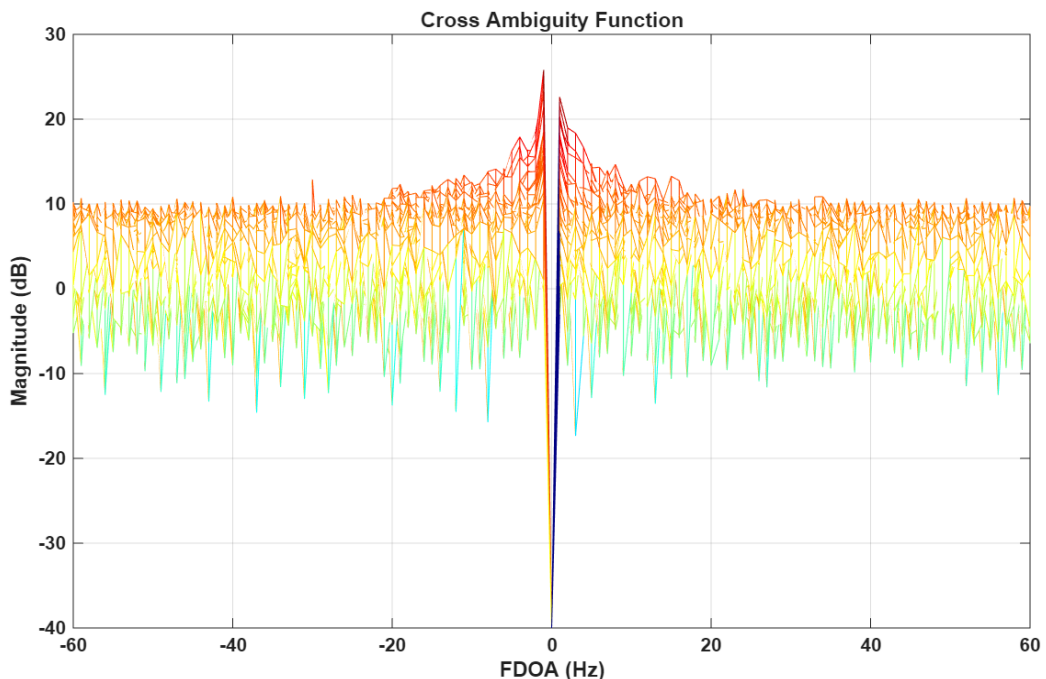


Figura 3-29: Diagrama CAF 3D primera antena.

aunque la señal se pueda apreciar de manera visual en el 3D, en cambio, en la representación 2D todavía no se puede determinar con claridad. En el margen de los -30 Hz no se pueden apreciar contactos que puedan generar una SNR aceptable para que el procesado CFAR (Figura 3-31) lo determine como contacto con una probabilidad de falsa mínima.

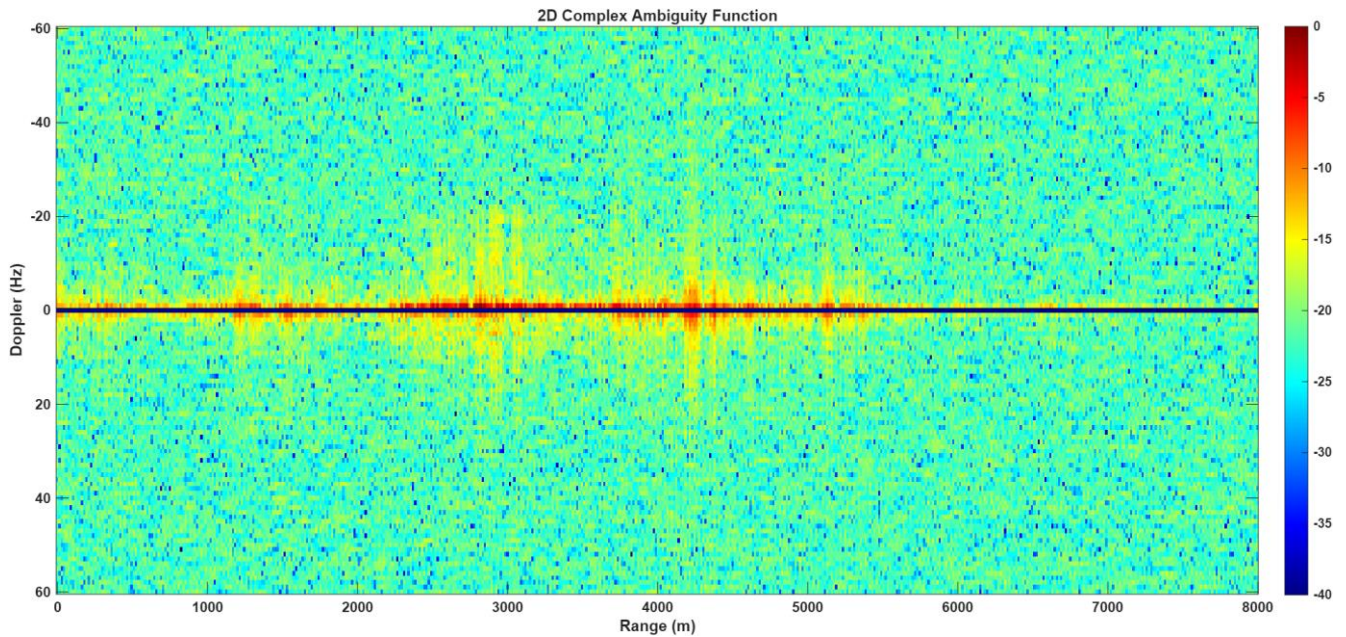


Figura 3-30: CAF 2D primera antena.

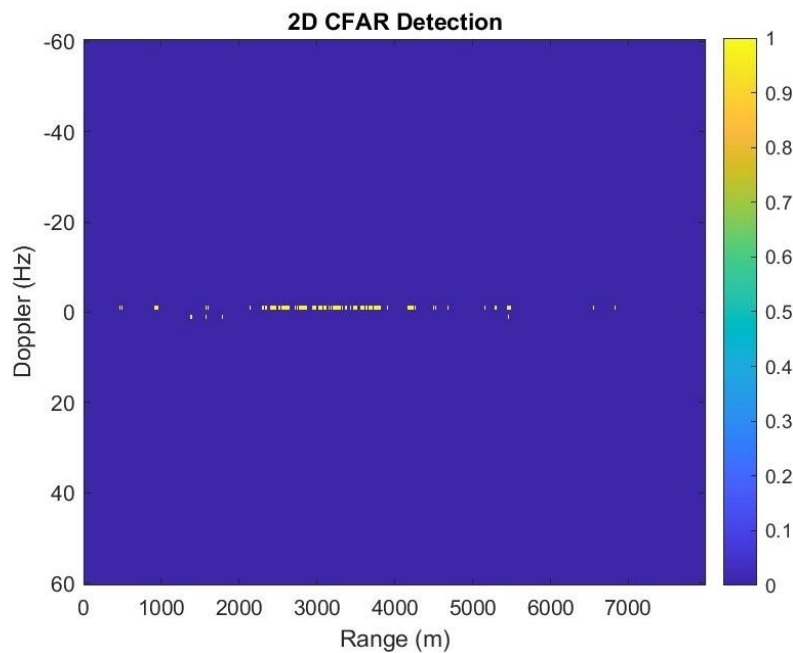


Figura 3-31:CFAR primera antena.

De manera más precisa se determinan las propiedades del contacto para cada antena en el primer instante en la siguiente tabla:

Antena	1	2	3	4
Nivel de señal	12,89 dB	12,71 dB	16,02 dB	17,29 dB
Nivel de ruido	6,80 dB	6,66 dB	4,06 dB	3,22 dB
SNR	6,09 dB	6,05 dB	11,96 dB	14,07 dB

Tabla 3-5: Datos recogidos para las 4 antenas del ensayo para el CPI=1s.

Para el análisis alternativo de la relación entre el número de antenas y la distancia de detección para una SNR de detección constante se recoge una progresión de datos a lo largo del intervalo de 10 segundos, tanto para una antena como para las cuatro antenas. Fijándose en las tablas Tabla 3-6 y Tabla 3-7 se puede apreciar que para la de medidas de antena individual no se lograron tomar medidas de algunos datos, debido a que fueron tomadas directamente del diagrama CAF que es la mejor manera de localizar las medidas en el programa MATLAB y para las que no hay medidas, significa que se encontraron enmascaradas con el ruido del ambiente. A la hora de esbozar una línea de tendencia exponencial, será preciso apoyarse en las medidas tomadas del array y en base de los datos de las individuales predecir dónde se localizarían esas medidas.

n=1			
CPI [s]	Nivel de Señal [dB]	Nivel de Ruido [dB]	SNR [dB]
1	12,81	6,79	6,02
2	-	6,85	-
3	-	6,76	-
4	7,04	6,74	0,3
5	-	6,80	-
6	-	6,79	-
7	8,01	6,81	1,2
8	-	6,80	-
9	-	6,78	-
10	-	6,80	-

Tabla 3-6: Datos de una antena del sistema desglosados en el intervalo de tiempo de análisis.

Para el caso de cuatro antenas:

n=4			
Segundo [s]	Nivel de Señal [dB]	Nivel de Ruido [dB]	SNR [dB]
1	14,29	4,51	9,74
2	6,26	4,62	1,78
3	7,26	4,48	2,82
4	9,15	4,51	4,69
5	3,42	4,52	-1,03
6	5,69	4,50	1,09
7	8,19	4,49	3,82
8	7,4	4,53	2,8
9	5	4,55	0,45
10	8,4	5,3	3,1

Tabla 3-7: Datos de cuatro antenas del sistema desglosados en el intervalo de tiempo de análisis.

4 RESULTADOS

4.1 Análisis de resultados ensayo real

Una vez completado el análisis en entornos simulados y recopilados los datos necesarios para realizar un estudio, el siguiente paso consiste en validar en un entorno real los resultados obtenidos previamente. El objetivo es contrastar dichos resultados con el fundamento teórico que sustenta el sistema, establecer relaciones entre las variables implicadas y comprobar si se comportan conforme a lo esperado. En caso contrario, se busca aportar una justificación razonada de los factores que puedan haber provocado cualquier desviación.

A diferencia del entorno simulado, donde ciertas variables pueden controlarse o incluso ignorarse, las pruebas reales incorporan todas las incertidumbres propias del medio, lo que las convierte en un escenario mucho más exigente. Precisamente por ello, estos ensayos permiten evaluar de forma explícita las interacciones entre las distintas variables del sistema y determinar hasta qué punto se mantienen los comportamientos previstos cuando se opera bajo condiciones reales.

4.1.1 Análisis SNR frente al número de antenas

Para este análisis sería preciso respaldarse de las medidas obtenidas tanto para el primer como el segundo caso y así comparar detecciones con antenas individuales como con antenas conjuntas.

4.1.1.1 Entorno con nivel bajo de ruido

Al combinar los resultados obtenidos por las dos antenas en un mismo instante de tiempo (Tabla 3-4), se obtiene un valor superior. En este escenario, más que evaluar las capacidades del *beamforming*, lo que realmente se verifica es su correcta funcionalidad. Si cada antena logra una detección individualmente, es razonable asumir que la combinación de las dos proporcionará una detección aún más robusta y confiable como se puede apreciar en la Figura 4-1.

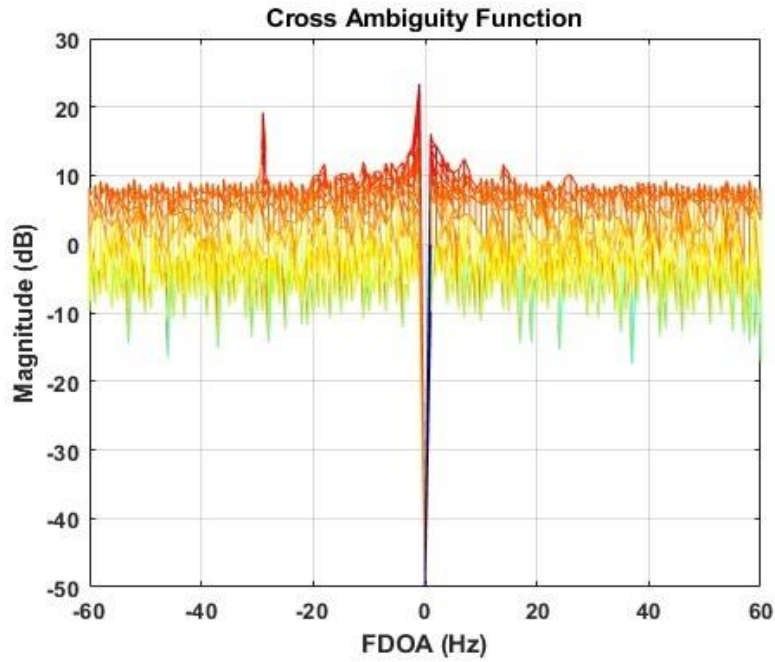


Figura 4-1: Mapa 3D señal combinada con dos antenas

Ensayo con n=2	
Nivel de señal	18,89 dB
Nivel de ruido	3,96 dB
SNR	14,93 dB

Tabla 4-1: Resultados beamforming para dos antenas.

Recopilando datos de tanto la antenna individual como el conformado de antenas, se obtiene una señal amplificada de:

$$SNR_{n=2} - SNR_{n=1} = 14,93 - 12,30 = 2,63 \text{ dB} \quad (4-1)$$

Como ya se vio con la (3-1), la SNR que se amplifica cuando se emplean dos antenas es de:

$$SNR_i = SNR_0 + 10 \log(M) = SNR_0 + 3 \text{ dB} \quad (4-2)$$

Para este escenario la diferencia se ha quedado a medio dB por debajo de lo esperado, lo que puede ser debido a factores como fase, calibración o incluso ruido del entorno.

4.1.1.2 Entorno con nivel de ruido denso

Se observa que, para cada antenna, la SNR obtenida es algo equivalente en los primeros casos (Tabla 3-5), excepto en los de las dos últimas antenas. Esto indica que existe un error algo más acentuado que seguramente se arrastre y cause variaciones en los resultados finales.

Como la SNR no es considerable en el mapa de la antenna individual, en el procesado CFAR no se obtendría un resultado suficientemente fiable para determinar una detección con una probabilidad de falsa alarma coherente. Sin embargo, la situación cambia al combinar el procesado de las cuatro antenas y permite lograr una SNR más aceptable con la que se podría llegar a obtener una detección.

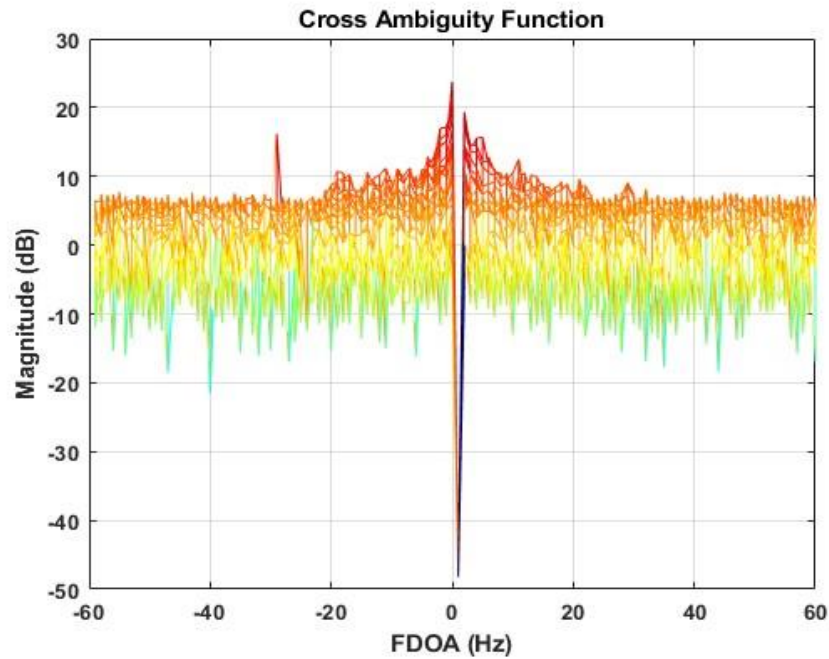


Figura 4-2: CAF 3D combinada.

Se observa una señal aún más amplificada que la obtenida con cada antena de forma individual. Para un análisis más detallado de los datos, en la Tabla 4-2 se recogen los resultados correspondientes:

Ensayo con n=4	
Nivel de señal	16,10 dB
Nivel de ruido	4,51 dB
SNR	11,59 dB

Tabla 4-2: Resultados para 4 antenas.

Al comparar los niveles de SNR obtenidos tanto en las antenas individuales como en la combinación de las cuatro, se observa una diferencia de:

$$SNR_{n=4} - SNR_{n=1} = 11,59 - 6,02 = 5,57 \text{ dB} \quad (4-3)$$

Repitiendo el procedimiento de la ecuación (3-1) la SNR entre una y cuatro antenas es múltiplo de la raíz del número de antenas en unidades naturales. Para cuatro antenas:

$$SNR_i = SNR_0 + 10 \log(M) = SNR_0 + 6 \text{ dB} \quad (4-4)$$

Los resultados salen por lo menos 2 dB por debajo de los resultados esperados. Esto puede ser debido a lo ya mencionado previamente, dos de las antenas muestran valores de SNR por debajo de lo que muestran las dos primeras, esto causa un error arrastrado en la combinación de todas ellas. Eso no es todo, el ruido del ambiente es otro factor a tener en cuenta, al tener dos antenas con un nivel de ruido significativamente mayor, su aportación al SNR combinado es peor de lo esperado. En vez de sumar energía útil, se añade ruido adicional en la combinación.

No solo eso, alcanzar a los 6 dB puede ser debido a que todas las antenas cuentan con la misma ganancia, cuando las circunstancias reales hagan que no sean exactamente iguales, por otro lado, las

fases pueden no ser plenamente sincronizadas la demora de apuntamiento y por tanto la suma deja de ser plenamente constructiva.

A lo largo del ensayo se va atenuando la señal combinada del array como se puede mostrar en la (Figura 4-3):

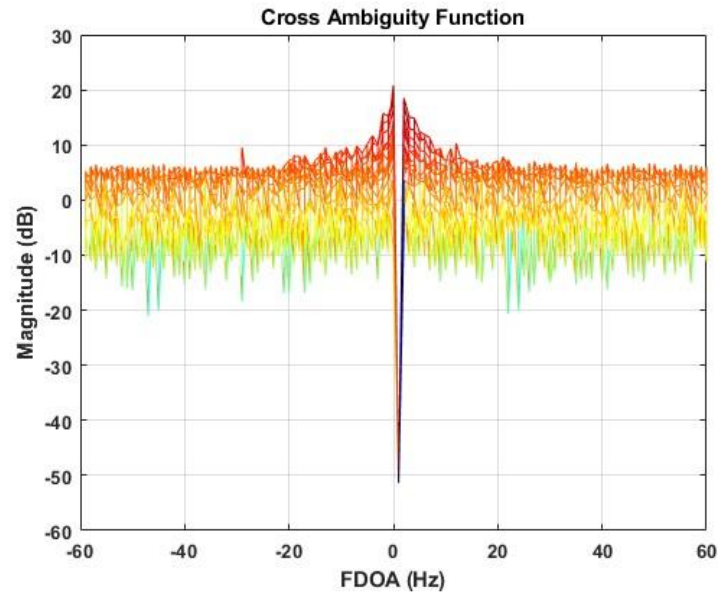


Figura 4-3: Nivel de señal del array para CPI=10 s.

Sorprendentemente para la combinación de las cuatro antenas en el procesado CFAR puede lograr una detección hasta en el CPI= 10 s, como se muestra en la Figura 4-4:

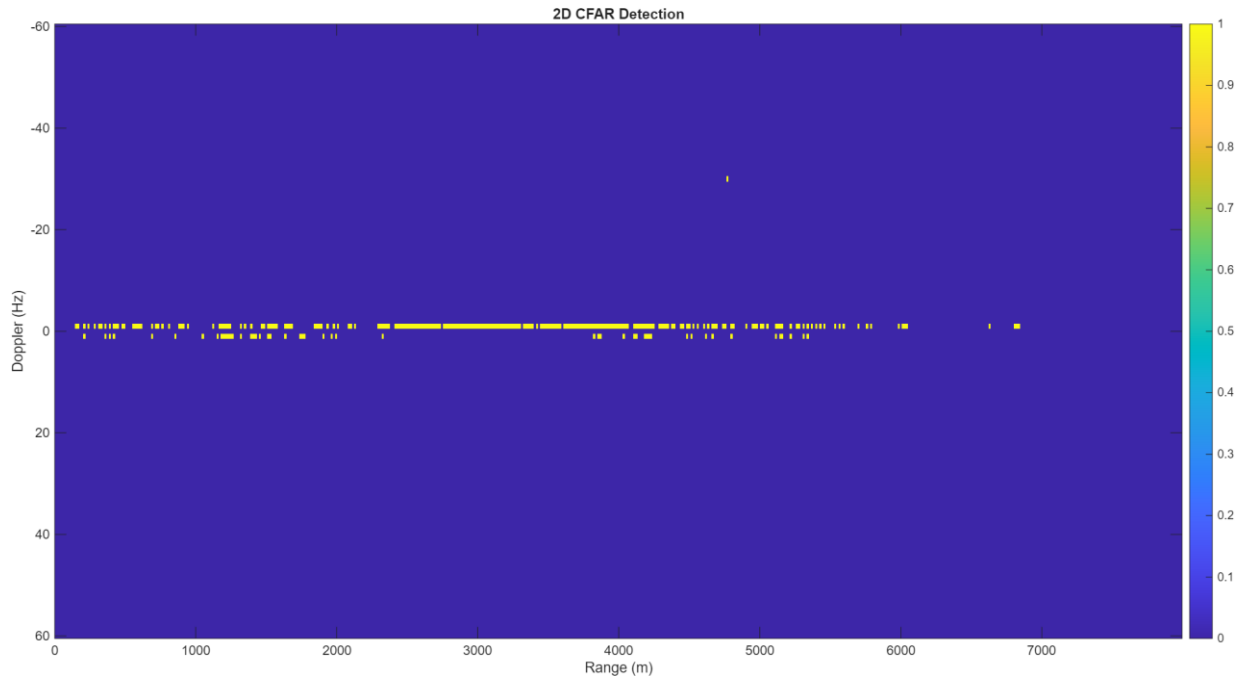


Figura 4-4: CFAR para n=4.

Con ello se demuestra de forma contundente la efectividad del sistema incluso cuando opera en condiciones de ruido denso. No solo responde adecuadamente en escenarios ideales, sino que también mantiene un rendimiento sólido en entornos mucho más realistas y representativos de las situaciones habituales de operación.

Para ambos escenarios se ha podido observar que para un caso se han logrado resultados más cercanos a lo esperado que en el otro, pero en líneas generales tanto en la simulación como en el ensayo real se puede comprobar la efectividad que posee un sistema de beamforming para la detección de contactos en entornos incluso desaventajados.

4.1.2 Análisis distancia detección frente al número de antenas

Con los datos recopilados durante los 10 segundos del segundo ensayo se lleva a cabo el proceso de correlación. Los resultados obtenidos, tanto para una antena como para la combinación de cuatro, proceden directamente de las mediciones realizadas. A partir de ellos se ajustan las funciones de comportamiento y se extrapolan predicciones de alcance para configuraciones con un número mayor de antenas.

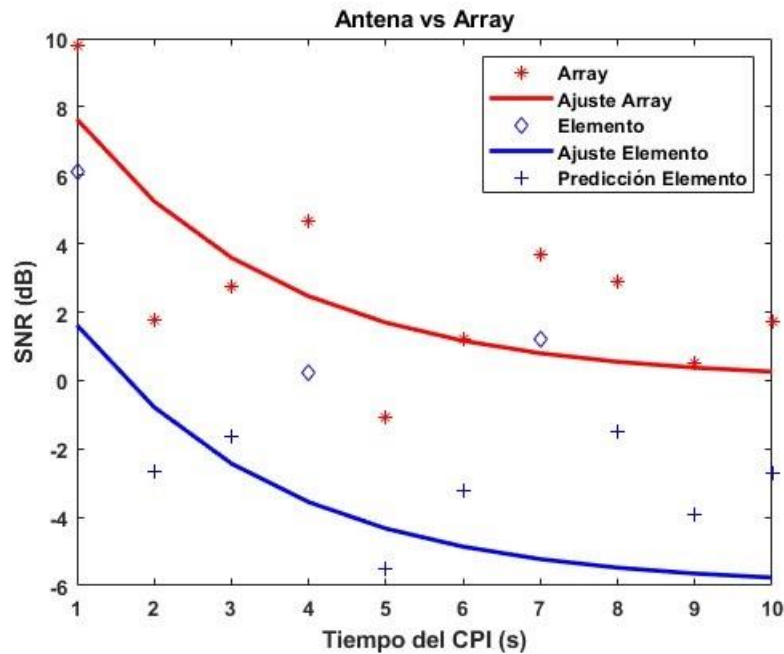


Figura 4-5: Combinación gráficos en función del número de antenas.

En la Figura 4-5 se representa la relación entre la SNR y el tiempo de procesamiento a lo largo de los 10 segundos analizados. Empezando por la zona superior, se encuentran las medidas obtenidas en la Tabla 3-7. Como ya se mencionó, estas medidas son con las únicas que se podrá llevar a cabo una estimación de comportamiento. Estas medidas del array son las dibujadas en color rojo. Para una mejor aproximación a las medidas se ha obtenido la siguiente ecuación de ajuste de la SNR usando el array:

$$SNR_{array} = 11,14 \cdot e^{-3,774 \cdot CPI} \quad (4-5)$$

Tanto la tendencia de antenas individuales como los valores puntuales, se han desplazado 6 dB por debajo de sus respectivos, para obtener de manera visual y comprender por dónde se deberían desplazar esas medidas que no se han podido tomar debido al ruido que enmascaraba las medidas individuales. De todas las medidas individuales, se han mantenido las tres que sí se pudieron medir por estar por encima del nivel de ruido.

Este diagrama visual permite llevar a cabo una correlación de detecciones a lo largo del tiempo, tan solo haría falta esbozar una línea horizontal que se establezca como umbral de detección y así determinar para qué instante se dejaría de detectar un contacto para ese número de antenas. Por ejemplo, si lo que

se pretende es diseñar un sistema para detectar contactos a 5000 m (distancia biestática a la que se encontraba el contacto a los 5s), con un probabilidad de falsa alarma de 10^{-3} y una probabilidad de detección de 0,9, habría que ir probando con diferente número de antenas, es decir, desplazar la tendencia como se ha estado calculando (ecuaciones (4-2) y (4-4) y determinar a partir de qué número de antenas se podría lograr una detección fiable. Como se puede ver en la Figura 4-6, que relaciona el número de antenas con las tendencias con cada número, si se quiere guardar las características anteriores de detección y falsa alarma que resultan en una SNR de 10 dB, tan solo se podría llevar a cabo con este sistema con un número de 32 antenas, al ser la única que a las 5 segundos ofrece una SNR mayor de 10 dB.

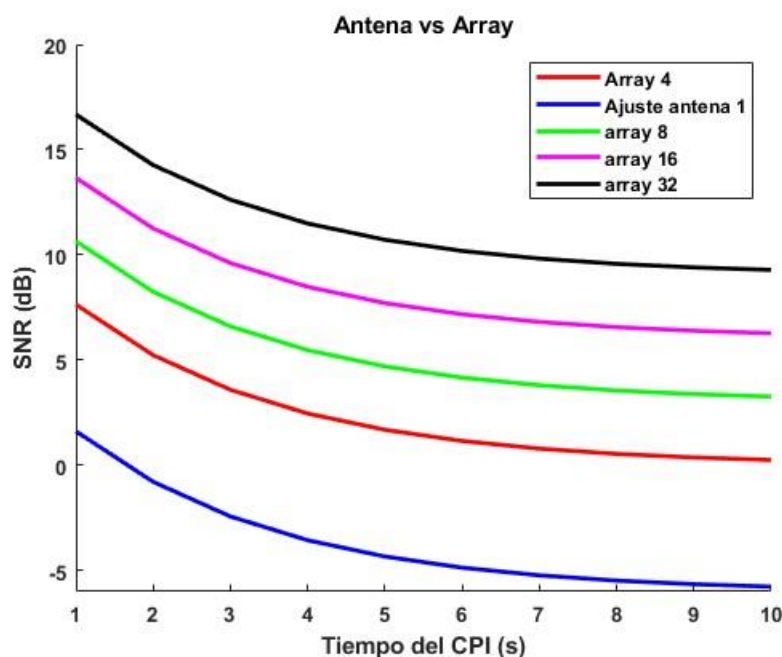


Figura 4-6: SNR necesaria para el ensayo 2 variando el número de antenas.

4.1.3 Cierre final análisis

Por tanto, no solo en los entornos de simulación se pueden apreciar unas condiciones óptimas, de las que algún sistema de detección de contactos pueda soñar. La eficacia en un sistema de detección de contactos de bajo nivel de RCS se puede lograr a través de un buen entendimiento del comportamiento del número de antenas frente a la SNR de detección o frente a los alcances que se pretendan lograr.

En términos generales, la optimización de un sistema radar no consiste simplemente en concluir que, cuantas más antenas se incorporen o mayor sea la separación entre ellas, mejores serán las prestaciones. Todo sistema se diseña para cumplir unos requisitos mínimos, y es precisamente en ese punto donde entra en juego la optimización: lograr satisfacer esos requisitos afectando al menor número posible de variables, de la forma más económica, eficiente y práctica.

Por ejemplo, si el objetivo es reducir la probabilidad de falsa alarma sin necesidad de incrementar la SNR disponible, la solución no pasa necesariamente por añadir antenas. En muchos casos, la clave reside en seleccionar un tipo de procesamiento capaz de discriminar de forma más eficaz las interferencias del entorno, evitando así falsas detecciones sin modificar los niveles de SNR requeridos.

Por el contrario, si lo que se pretende optimizar es el alcance del sistema (radar de alerta temprana) asumiendo una menor capacidad de resolución, la respuesta tampoco es tan simple como aumentar el número de antenas para obtener una mejora “bruta”. Puede resultar más adecuado aceptar una probabilidad de falsa alarma mayor, emplear un seccionamiento del canal DVB-T en frecuencias más bajas para maximizar la detectabilidad, o incluso replantear el diseño en función del propósito final del sistema. En un escenario como el control de tráfico aéreo en un aeródromo, la variable crítica sería la

frecuencia de trabajo junto con un ancho de banda suficiente para garantizar una detección detallada y una resolución adecuada en distancia y velocidad.

En conjunto, las observaciones obtenidas a lo largo de los distintos ensayos permiten comprender de forma completa cómo se relacionan las variables implicadas y qué combinaciones resultan más adecuadas para optimizar un sistema radar en función de los requisitos específicos que se deseen alcanzar.

5 CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

5.1 Síntesis global del trabajo

El objetivo principal de este trabajo ha sido avanzar en la optimización de la detección en un sistema radar pasivo instalado en la Escuela Naval Militar mediante la aplicación de técnicas de *beamforming* y el estudio de algoritmos orientados a mejorar la capacidad de detección en condiciones de baja SNR.

Este proyecto se enmarca dentro de una línea de investigación desarrollada durante los últimos años, en la que diversos trabajos previos han permitido construir progresivamente la base experimental y metodológica necesaria para abordar este estudio. Entre ellos destaca el trabajo de Martínez del Pino [4], en el que se demostró la viabilidad de la detección de drones mediante un sistema pasivo, así como el trabajo anterior de [12], donde se desarrollaron y validaron procedimientos de calibración de arrays instalados en la Escuela Naval Militar. Combinando ambos avances se ha construido el presente trabajo, que supone un paso adicional al integrar técnicas de *beamforming* para reforzar la detección angular y mejorar la respuesta del sistema frente a contactos con baja relación señal-ruido. Gracias a esta evolución, ha sido posible no solo consolidar los resultados obtenidos en investigaciones anteriores, sino también ampliar las capacidades del sistema pasivo hacia un funcionamiento más robusto y eficiente.

5.2 Principales resultados obtenidos

A lo largo del trabajo se ha logrado alcanzar una comprensión profunda y práctica de las técnicas de *beamforming* y de su aplicación en sistemas radar pasivos. Aunque en investigaciones previas se había trabajado de forma aislada en la calibración del array o en la detección biestática, nunca se había integrado todo el proceso de forma coherente para demostrar su utilidad real en un escenario operativo. En este proyecto se ha conseguido precisamente ese salto: entender cómo se relacionan y se combinan la calibración, la sincronización, la formación de haz y la detección para optimizar el rendimiento global del sistema.

Uno de los logros más relevantes ha sido el entendimiento detallado del comportamiento de las antenas en función del entorno y de cómo variables como la fase, la ganancia o la geometría del array influyen directamente en la capacidad de detección. Tanto en simulación como en entorno real se ha podido observar la correlación (a menudo no lineal y en ocasiones errática) entre estas variables, lo que ha permitido identificar los compromisos necesarios para alcanzar un equilibrio óptimo en el procesado.

Además, se ha demostrado experimentalmente que, en entornos con fuertes interferencias o con señales de muy baja SNR, la aplicación de *beamforming* permite obtener detecciones que serían extremadamente difíciles de conseguir con antenas convencionales. Esta mejora en la sensibilidad y en la capacidad de discriminar contactos constituye uno de los avances más significativos del proyecto y confirma el potencial del enfoque adoptado para futuras implementaciones.

5.3 Limitaciones de trabajo

Durante el desarrollo del trabajo se han identificado diversas limitaciones que han condicionado el alcance de las líneas de investigación planteadas. En primer lugar, el software proporcionado por MIRAPAMAR [3] únicamente incluye algoritmos orientados a la maximización de la SNR, sin incorporar implementaciones más avanzadas que permitan comparar distintas estrategias de procesamiento o evaluar si existen alternativas más adecuadas para el escenario considerado. Esta restricción ha limitado la posibilidad de explorar técnicas más sofisticadas que podrían ofrecer un rendimiento superior en determinadas condiciones.

En cuanto al montaje físico, aunque el experimento muestre resultados con un array de cuatro antenas, sería más cómodo trabajar con mayor número de antenas. Un número mayor permitiría obtener una SNR mayor y por tanto unos resultados más claros y distinguibles con el ruido. Cabe destacar que, aunque el fundamento teórico hable de 6 dB de mejora cuando se emplean cuatro antenas, en la realidad se ha podido ver que las pérdidas pueden llegar a atenuar varios dB la señal.

A ello se suma la capacidad de computación disponible en los laboratorios de la Escuela Naval Militar, que únicamente permite ejecutar algoritmos de baja complejidad, como MRC. Métodos más exigentes computacionalmente, como MUSIC resultaría especialmente interesante para el análisis angular en un sistema pasivo.

En relación con el procesamiento de los mapas tridimensionales, también se ha evidenciado la necesidad de disponer de una mayor variedad de algoritmos CFAR. La detección de contactos con baja sección radar (RCS) requiere ajustar cuidadosamente el compromiso entre probabilidad de detección y probabilidad de falsa alarma, especialmente en escenarios donde es necesario aceptar un mayor riesgo de confundir blancos reales con detecciones espurias. La ausencia de técnicas CFAR más avanzadas ha limitado la capacidad de optimizar este equilibrio y de evaluar el comportamiento del sistema en situaciones más exigentes.

Con los ensayos reales, los transceptores tienen que estar conectados entre sí para poder procesar con cuatro señales distintas. Para ello es necesario que se trabaje con tan solo con un oscilador de los dos transceptores para que así las fases no varíen aleatoriamente. Sin embargo, a la hora de procesar la señal se puede apreciar que, entre diagramas de CAF, los datos se encuentran distorsionados, por lo que no se consigue lograr los resultados más óptimos. Aunque sí que es verdad que todavía se ha podido ver la efectividad de beamforming, aún estado varios dB por debajo de la señal esperada.

5.4 Aspectos a mejorar y líneas futuras

Entre los aspectos que se consideran necesarios para mejorar el proyecto destacan, principalmente, aquellos orientados a superar las limitaciones identificadas durante su desarrollo. El primero de ellos es el número de antenas disponibles. Trabajar únicamente con tres entradas distintas para la recepción de la señal, dificulta la comparación directa con las simulaciones, donde habitualmente se emplean configuraciones con un número par de antenas para facilitar la interpretación de las relaciones entre fase, ganancia y dirección. Incorporar una cuarta antena permitiría aproximarse mejor a los modelos teóricos, obtener patrones de radiación más simétricos y ejercer un control más preciso sobre el *beamforming*.

Esta ampliación del array exige, además, que los transceptores utilizados sean capaces de compartir un mismo oscilador de referencia, garantizando así la coherencia temporal y de frecuencia entre todos los canales. Sin esta sincronización común, la información de fase se degradaría, comprometiendo tanto la calibración como la formación de haz y, en consecuencia, la calidad de la detección.

A partir de estas limitaciones y de los aspectos susceptibles de mejora, se plantean las siguientes líneas futuras:

- **Incrementar el número de antenas** para potenciar y demostrar con mayor claridad las ventajas del *beamforming*.
- **Mejorar la capacidad computacional** del sistema con el fin de permitir procesado en tiempo real y la ejecución de algoritmos más exigentes.
- **Implementar y evaluar algoritmos avanzados de beamforming** en diferentes condiciones operativas, incluyendo escenarios de tráfico intenso o meteorología adversa.
- **Integrar métodos de estimación de dirección (DOA)**, potencialmente apoyados por técnicas de inteligencia artificial, para mejorar la precisión angular y la capacidad de seguimiento de contactos.

6 BIBLIOGRAFÍA

- [1] J. Pérez Triana, «La tentación de la Guerra Naval asimétrica o el camino hacia el Air Sea Battle Concept,» *Revista General de Marina*, vol. 262, p. 661, 2014.
- [2] J. C. V. Balbuena, «El empleo de drones en la guerra rusa ucraniana: análisis y evolución tecnológica,» *Revista Científica de la Escuela Superior de Guerra del Ejército*, vol. 4, nº 2, p. 57, 2025.
- [3] Universidad de Vigo, «Análisis de configuraciones MIMO para la mejora de las prestaciones de RAdares PAsivos con aplicación al ámbito MARítimo (MIRAPAMAR),» UVIGO, Vigo, 2021.
- [4] L. M. d. Pino, Análisis y desarrollo de un sistema de detección de drones mediante radar pasivo basado en señales de DVB-T, Marín: Universidad de Vigo, 2024-25.
- [5] D. C. K. E. O. Heiner Kuschel, Passive Radar Tutorial, Fraunhofer, 2016.
- [6] J. P. Sanfuentes, «HISTORIA DEL RADAR,» *Revista de Marina*, nº 1/2000, p. 64, 1990.
- [7] K. Benson, “Phased Array Beamforming ICs Simplify Antenna Design,” Analog Device, enero 2019. [Online]. Available: <https://www.analog.com/en/resources/analog-dialogue/articles/phased-array-beamforming-ics-simplify-antenna-design.html>. [Accessed 15 enero 2026].
- [8] Switching Power, “Switching Power,” 1976. [Online]. Available: https://www.switchpwr.com/radar_programs. [Accessed 29 enero 2026].
- [9] M. Malanowski, Signal Processing for Passive Bistatic Radar, Norwood: artech house, 2019.
- [10] Truenos y Corazas, «Truenos y Corazas,» 14 Abril 2013. [En línea]. Available: <https://truenosycorazas.blogspot.com/2013/04/sistema-patriot.html>. [Último acceso: 28 enero 2026].
- [11] RHODE & SCHWARZ, An introduction to passive radar systems, Munich, Alemania: R&S, 2023.

- [12] “The End of Stealh? Radar That Can Detect Stealth Jets!,” Intro World, 5 Julio 2025. [Online]. Available: <https://www.youtube.com/watch?v=dpBg22RapH0>. [Accessed 2 Febrero 2026].
- [13] G. R. Curry, “Radar Essentials. A concise handbook for radar design and preformance analysis”, Scitech Publishing Inc, 2012.
- [14] P. A. -. S. a. t. A. P. |. A. A. I. t. P. Arrays, “Youtube,” Marshall Bruner, 15 Febrero 2025. [Online]. Available: <https://www.youtube.com/watch?v=jSDLfcNhThw&t=36s>.
- [15] A. D. V. J. Á. C. C. V. M. Paola L. Schlesinger, Memorias del Encuentro Argentino de Ingeniería, Argentina: -, 2022.
- [16] T. U. Z. K. S. Y. T. M. F. M. a. M. W. Eiichi Yoshikawa, MMSE Beam Forming on Fast-Scanning phased array weather radar, IEEE, 2012.
- [17] R. O. Schmidt, Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation, IEEE, 1986.
- [18] N. L. Jose María Núñez Ortuño, Apuntes Sistemas de Radiocomunicaciones, Marin: CUD, 2024.
- [19] B. B. a. J. K. Peter Delos, Phased Array Antenna Patterns -Part 1: Linear Array Beam Characteristics and Array Factor, Analog Dialogue, 2020.
- [20] G. C. N. L. T. P. Á. H. Núñez Ortuño, Beamforming techniques for passive radar. An overview, Marin: MDPI, 2023.
- [21] J. Calvo Argos, Calibración de un array de antenas para beamforming en radar pasivo, Pontevedra, 2024.

ANEXO I: REFLEXIONES ÉTICAS Y SOCIALES

El desarrollo de sistemas de radar pasivo, plantea una serie de consideraciones éticas y sociales que van ligadas con las capacidades que aporta un sistema de radar de dicha índole.

El radar pasivo destaca por su capacidad de detectar objetos sin emitir señal alguna. Lo que lo convierte en un sistema discreto y difícil de detectar por terceros. Esta supone una ventaja operativa evidente, también exige una reflexión ética sobre su uso. La posibilidad de monitorear el entorno sin ser detectado puede generar inquietudes relacionados con el respeto de la privacidad de los movimientos de civiles.

En cambio, por otro lado, puede suponer una gran ayuda para la seguridad marítima, estos sistemas pueden ser empleados por autoridades portuarias responsables de la seguridad marítima y mediante esta tecnología pueden ser capaces de llevar a cabo un control de todo tipo de contactos sin importar el desplazamiento de ellos para garantizar un control sobre el tráfico marítimo. Esto puede traducirse en una mayor capacidad de prevención de riesgos, apoyo a operaciones de rescate, con sistemas diseñados para detectar hasta la más pequeña embarcación en el mar naufragando, o incluso llevar a cabo la vigilancia de actividades ilícitas.

Asimismo, con al avance de automatización de procesos que permiten determinar estimación de dirección, procesado inteligente de señales abre la puerta a sistemas cada vez más independientes de la acción humana. Esto plantea cuestiones éticas relacionadas con la delegación de decisiones en algoritmos, interpretación de datos y la necesidad de mantener siempre al ser humano como garantes de las decisiones finales. Un ejemplo práctico de dicha situación puede ser que el algoritmo confunda un contacto de baja RCS con una interferencia y la anule lo que puede llegar a resultar con el coste de vidas humanas.

ANEXO II: IMPLICACIONES ECONÓMICAS Y AMBIENTALES

Los sistemas de radar pasivo son ampliamente empleados en aplicaciones militares, donde uno de los objetivos principales es evitar la emisión de energía que pueda delatar la posición propia o permitir al adversario anticiparse a la vigilancia. Este hecho supone, por sí mismo, una ventaja económica notable, ya que, al no depender de un sistema de transmisión, el radar pasivo requiere un consumo energético menor y un mantenimiento más reducido. Por ello, estos sistemas suelen ser más económicos en términos operativos. Además, una correcta disposición de varios sensores pasivos permite cubrir áreas amplias y disponer de una capacidad de triangulación muy eficaz para la localización de contactos, sin necesidad de desplegar redes de detección basadas en sistemas activos.

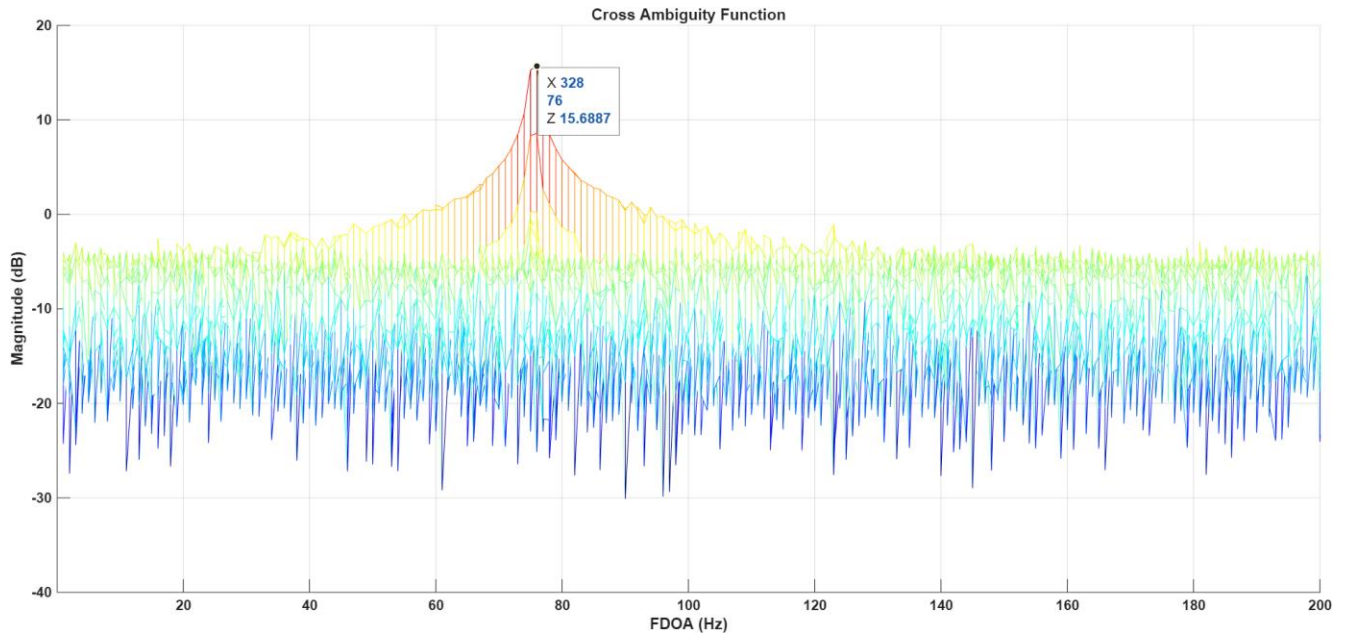
Sin embargo, a pesar de estas ventajas, también existen limitaciones económicas que deben considerarse. La ampliación del número de antenas, la adquisición de transceptores capaces de compartir un oscilador común y la necesidad de incorporar hardware de procesamiento más potente representan inversiones iniciales significativas. A ello se suma el coste asociado a la instalación, calibración y mantenimiento de un mayor número de sensores, así como la formación especializada del personal encargado de operar y supervisar el sistema. Estas inversiones pueden elevar el coste total del despliegue, especialmente en fases iniciales o en configuraciones de gran escala. Por tanto, se habla de tecnologías costosas en un primer lugar que si se rentabilizan a lo largo del tiempo pueden llegar a ser más económicas.

Desde el punto de vista ambiental, los sistemas de radar pasivo presentan un impacto reducido en comparación con los radares activos. Al no emitir energía electromagnética propia, no contribuyen a incrementar la contaminación electromagnética del entorno. Además, su funcionamiento se basa en aprovechar señales ya existentes en el espectro como emisiones de televisión, radio, 5G, entre otros, lo que implica un uso más eficiente de un recurso limitado y evita añadir nuevas fuentes de radiación. En cierto modo, el radar pasivo “recicla” el espectro electromagnético disponible, reduciendo la necesidad de generar emisiones adicionales. A esto se suma su menor consumo energético, que contribuye a una huella ambiental más baja durante su operación. No obstante, como cualquier sistema electrónico, existen impactos indirectos asociados a la fabricación de componentes, el uso de materiales específicos y la gestión de residuos tecnológicos al final de su vida útil.

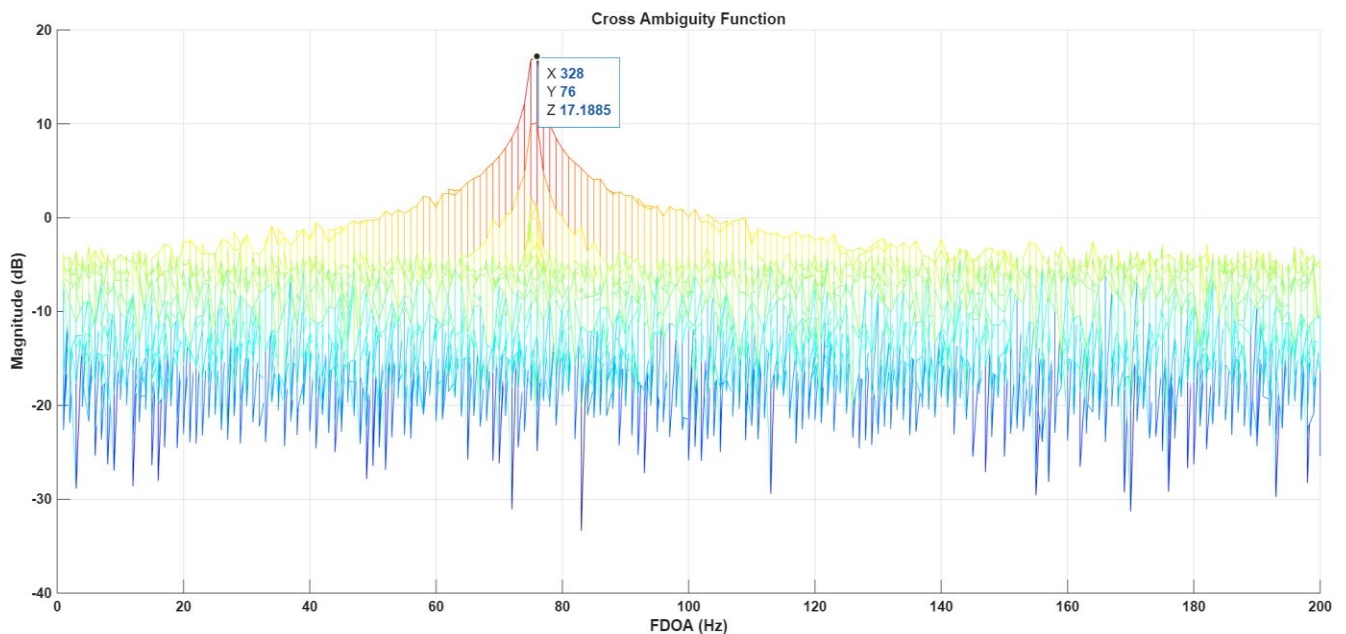
ANEXO III: SIMULACIÓN MATLAB

Este anexo hace referencia a los ensayos llevados en el entorno de simulación, donde se mostrarán los diferentes diagramas CAF dependiendo del número de antenas empleadas para que sirva como medio de contraste con diferentes casos y así ver de mejor manera la relación entre variables que radica en comportamientos distintos.

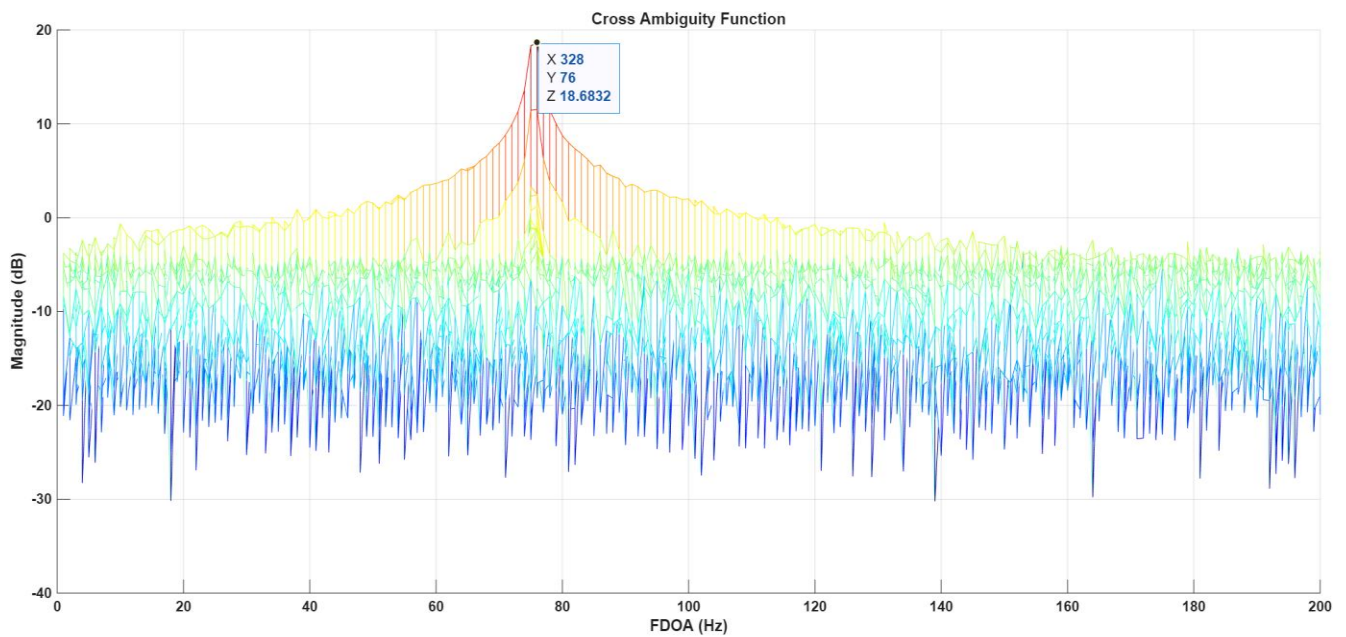
- **N=4**



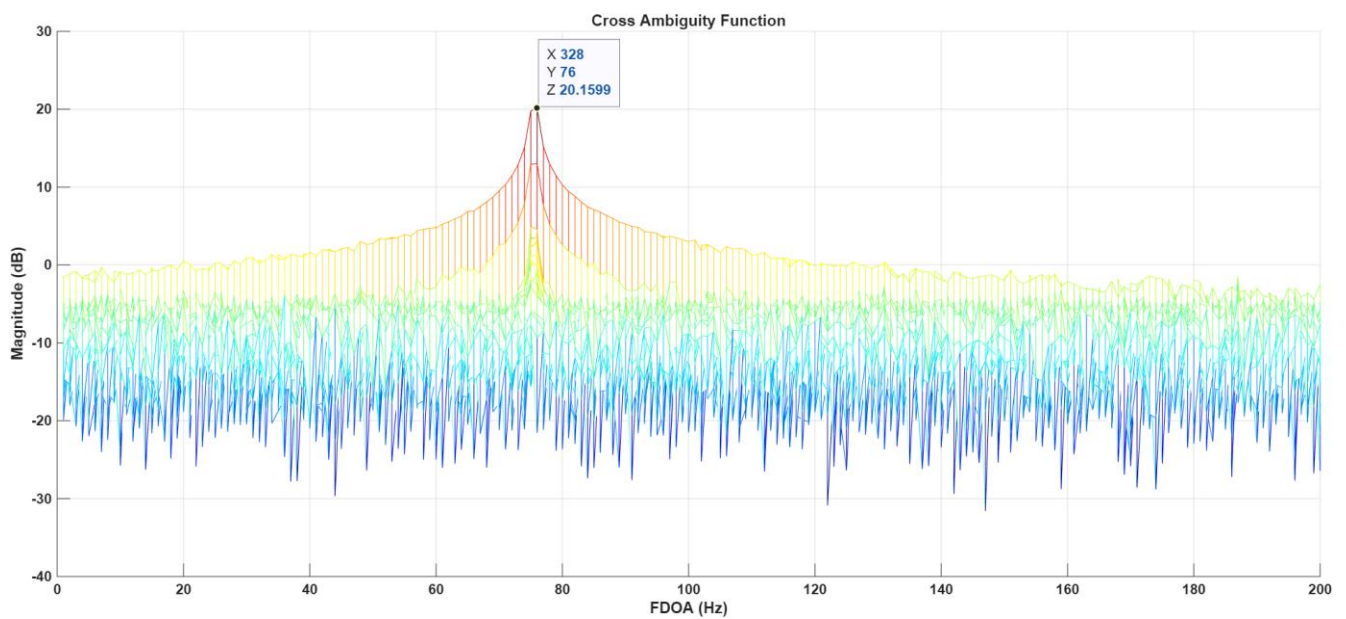
- **N=8**



- **N=16**



- N=32



- N=64

