



**Centro Universitario de la Defensa
en la Escuela Naval Militar**

TRABAJO FIN DE GRADO

*Desarrollo de un sistema de radiogoniometría de bajo coste para
localización de emisiones radioeléctricas*

Grado en Ingeniería Mecánica

ALUMNA: Inés Lanaspá Cabezas

DIRECTORES: José María Núñez Ortuño
José González Coma

CURSO ACADÉMICO: 2022-2023

Universida_{de}Vigo



Centro Universitario de la Defensa en la Escuela Naval Militar

TRABAJO FIN DE GRADO

*Desarrollo de un sistema de radiogoniometría de bajo coste para
localización de emisiones radioeléctricas*

Grado en Ingeniería Mecánica
Intensificación en Tecnología Naval
Cuerpo General

Universida_deVigo

RESUMEN

Uno de los objetivos de la Guerra Electrónica es el análisis del entorno electromagnético para determinar fuentes de emisión empleando las denominadas medidas de apoyo electrónico (ESM). Estas medidas abarcan aquellas acciones que implican la búsqueda, interceptación e identificación de emisiones electromagnéticas y la localización de su fuente para poder proporcionar al mando apoyo directo en la toma de decisiones.

Para la localización de dichas emisiones se emplean radiogoniómetros que son capaces de determinar el ángulo de llegada de la señal (AOA, *Angle of Arrival*). En el presente trabajo se pretende desarrollar un radiogoniómetro de bajo coste capaz de determinar el AOA de una emisión radioeléctrica evaluando distintos métodos.

Los métodos de cálculo del ángulo de llegada se pueden dividir en dos grupos diferenciados: las técnicas convencionales, y las técnicas basadas en el subespacio. A su vez, el cálculo dependerá de la distancia y relación entre las antenas que componen un *array*, y del tipo de antenas y frecuencias a utilizar.

PALABRAS CLAVE

Guerra Electrónica, Ángulo de Llegada, Emisión, Radiogoniometría, *Array*.

CONTENIDO

Contenido	1
Índice de Figuras	4
Índice de Tablas.....	7
1 Introducción y objetivos	9
1.1 Contextualización.....	9
1.2 Motivación	10
1.3 Objetivos	10
1.4 Estructura del trabajo	11
2 Estado del arte	13
2.1 La Guerra Electrónica	13
2.1.1 Nacimiento de la Guerra Electrónica.....	13
2.1.2 Desarrollo de la Guerra Electrónica en la Armada.....	14
2.1.3 Tipos de Guerra Electrónica	16
2.1.3.1 Medidas de apoyo electrónico (ESM)	16
2.1.3.2 Contramedidas electrónicas (ECM)	17
2.1.3.3 Medidas de protección electrónicas (EPM).....	18
2.2 DF (<i>Direction Finding</i>).....	18
2.2.1 Sistemas de array de antenas	18
2.2.1.1 Beamforming.....	19
2.2.2 Técnicas DF convencionales (Beamformers).....	19
2.2.3 Técnicas DF basadas en el subespacio	22
3 Desarrollo del TFG.....	27
3.1 Investigación y propuestas	27
3.1.1 Descripción del problema	27
3.1.2 Propuesta planteada	27
3.1.3 Variaciones en el montaje.....	27
3.2 Software a emplear	28
3.2.1 Python	28
3.2.2 GNU Radio	28
3.3 Hardware a emplear	28
3.3.1 ADALM-PLUTO SDR.....	28
3.3.2 Antenas pequeñas direccionales	29
3.3.3 Antenas DINOVA BOSS	29

3.4 Desarrollo de la propuesta.....	30
3.4.1 Propuesta inicial DOA.....	30
3.4.1.1 Simulación en Python: DOA para 2 antenas	33
3.4.1.2 Simulación en Python: DOA para 4 antenas	34
3.4.1.3 Simulación en Python: DOA para N antenas	36
3.4.2 Propuesta inicial TDOA	37
3.4.2.1 Simulación en Python: TDOA para 4 antenas.....	39
3.4.3 Propuesta inicial MUSIC.....	41
3.4.3.1 Simulación en Python: MUSIC.....	42
4 Resultados / Validación / Prueba.....	45
4.1 Resultados obtenidos: DOA.....	46
4.1.1 Pluto SDR: 2 Antenas direccionales pequeñas	46
4.1.1.1 Variación de la propuesta para exteriores	48
4.1.2 Pluto SDR: 2 Antenas DINOVA BOSS	49
4.1.3 Pluto SDR: Prueba con Lanchas de Instrucción	53
4.1.2.1 Comprobación de frecuencias para antenas utilizadas.....	56
4.2 Resultados obtenidos: TDOA	58
4.2.1 Pluto SDR: 2 Antenas direccionales pequeñas	58
4.2.2 Pluto SDR: 2 Antenas DINOVA BOSS	59
4.3 Resultados obtenidos: MUSIC.....	61
4.3.1 PlutoSDR: 2 Antenas pequeñas direccionales.....	61
5 Conclusiones y líneas futuras	63
5.1 Problemas encontrados	63
5.1.1 Software a emplear	63
5.1.2 Antenas receptoras.....	63
5.2 Valoración de los resultados y conclusiones.....	64
5.3 Tendencias futuras	65
5.3.1 Líneas futuras del presente trabajo	65
5.3.2 Líneas futuras relacionadas con la GE en la Armada.....	65
6 Bibliografía.....	67
Anexo I: Implicaciones Sociales, Económicas, y Ambientales	69
Anexo II: Reflexiones Éticas y Sociales	70
Anexo III: Siglas y Acrónimos.....	71
Anexo IV: Simulación 2 Canales – DOA.....	72
Anexo V: Simulación 4 Canales- DOA	74

Anexo VI: Simulación N Antenas- DOA	76
Anexo VII: Simulación 4 Canales- TDOA	78
Anexo VIII: Simulación N Antenas- MUSIC	80
Anexo IX: Código de configuración y control del PlutoSDR - DOA	82
Anexo X: Código de configuración y control del PlutoSDR – TDOA	84
Anexo XI: Código de configuración y control del PlutoSDR – MUSIC	86

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2-1 Detalle del mástil. Sistemas Aldebarán y Regulus instalados en las F-100 [6].	14
Figura 2-2 Consola de presentación del sistema <i>Regulus</i> [8].	15
Figura 2-3 Establecimiento del Umbral de Detección [9].	16
Figura 2-4 Funcionamiento de un sistema de <i>array</i> de antenas [15].	18
Figura 2-5 Beamforming mediante ponderación de las salidas de la antena [12].	19
Figura 2-6 Ejemplo antena DF Manual [11].	20
Figura 2-7 Ejemplo antenas DF Doppler [11].	20
Figura 2-8 Ejemplo DF AoA (basado en potencia) [11].	21
Figura 2-9 Ejemplo DF TDOA [11].	21
Figura 2-10 Ejemplo de bucles cruzados, monopolos cruzados y dipolos cruzados, respectivamente [11].	22
Figura 2-11 Ejemplo Interferometría Correlativa [11].	22
Figura 2-12 Geometría de un Array Lineal Uniforme [16].	23
Figura 3-24 Pluto SDR.	28
Figura 3-25 Antenas direccionales pequeñas.	29
Figura 3-26 <i>Array</i> de 4 antenas DINOVA BOSS.	29
Figura 3-1 Esquema DOA.	30
Figura 3-2 Transformada de Fourier [18].	31
Figura 3-3 Esquema DOA.	32
Figura 3-4 Representación $\Delta\phi$ y θ para DOA 45° .	33
Figura 3-5 Representación $\Delta\phi$ y θ para DOA -30° .	33
Figura 3-6 Esquema DOA para 4 antenas.	34
Figura 3-7 Representación $\Delta\phi$ y θ para DOA 75° (4 antenas).	35
Figura 3-8 Representación $\Delta\phi$ y θ para DOA -30° (4 antenas).	35
Figura 3-9 Simulación 0° y 10 antenas.	36
Figura 3-10 Simulación 0° y 20 antenas.	36
Figura 3-11 Simulación 0° y 300 antenas.	37
Figura 3-12 Esquema TDOA.	37
Figura 3-13 Esquema TDOA.	39
Figura 3-14 Representación Δt y θ para 60° (4 canales).	39
Figura 3-15 Representación Δt y θ para -30° (4 canales).	40
Figura 3-16 Representación Δt y θ para -30° tras el cambio.	40
Figura 3-17 Representación Δt y θ para 0° y 20 antenas.	41
Figura 3-18 Esquema MUSIC.	42
Figura 3-19 Espectro MUSIC: 0° y 2 antenas.	43

Figura 3-20 Espectro MUSIC: 0° y 10 antenas.	43
Figura 3-21 Espectro MUSIC: 0° y 100 antenas.	43
Figura 3-22 Espectro MUSIC: 50° y 10 antenas.	44
Figura 3-23 Espectro MUSIC: -65° y 10 antenas.	44
Figura 4-1 Esquema montajes utilizados.	45
Figura 4-2 Descripción visual del montaje inicial.	46
Figura 4-3 Posición transmisor 45°.	47
Figura 4-4 Representación del desfase y cálculo DOA (45°).	47
Figura 4-5 Representación del desfase y cálculo DOA (-70°).	47
Figura 4-6 Array de 2 antenas en exterior.	48
Figura 4-7 Ángulo de llegada para 0° (exterior).	48
Figura 4-19 Transmisión GNU Radio.	49
Figura 4-20 Posición transmisor para calibración.	49
Figura 4-21 DOA 0° antes de la calibración.	50
Figura 4-22 DOA 0° después de la calibración.	50
Figura 4-23 Posición transmisor 35°.	50
Figura 4-24 Ángulo de llegada 35°.	51
Figura 4-25 Posición transmisor -15°.	51
Figura 4-26 Ángulo de llegada -15°.	51
Figura 4-27 Posición transmisor 50° y alejado.	52
Figura 4-28 Ángulo de llegada 50°.	52
Figura 4-8 Antenas direccionales grandes.	53
Figura 4-9 Escenario transmisor lancha de instrucción.	53
Figura 4-10 Rango de ángulos de llegada.	54
Figura 4-11 Antenas no directivas con la lancha <i>GM Salas</i> de fondo.	54
Figura 4-12 Señal (399.5 MHz) representada en frecuencia.	55
Figura 4-13 Señal recibida por las antenas.	55
Figura 4-14 DOA 0° para 1GHz.	56
Figura 4-15 Comprobación antenas para transmisión 1 GHz.	56
Figura 4-16 DOA -65° para 1 GHz.	57
Figura 4-17 DOA 30° para 800 MHz.	57
Figura 4-18 DOA -16° para 800 MHz.	57
Figura 4-29 Ángulo de llegada para 0° (TDOA).	58
Figura 4-30 Ángulo de llegada para 25° (TDOA).	59
Figura 4-31 Posición transmisor 25°.	59

Figura 4-32 Ángulo de llegada 0° después de calibración.	60
Figura 4-33 Posición transmisor -15°.....	60
Figura 4-34 Ángulo de llegada -15°.....	60
Figura 4-35 Ángulo de llegada 45°.....	61
Figura 4-36 Ángulo de llegada para 25° (MUSIC).	61
Figura 4-37 Ángulo de llegada para -30° (MUSIC).	62
Figura 5-1 Ejemplo antena direccional (385 – 470 MHz) [20]......	64
Figura 5-4 Futuro destructor DDG 1000 (<i>U.S. Navy</i>) [2].	65
Figura 5-5 Esquema de un escenario típico de operaciones en red [22].	66
Figura A-1 Ejemplo de radiogoniómetro RT-202 Crewfinder [24].	69

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 3-1 Valores de θ para cada $\Delta\phi$	32
Tabla 3-2 Valores de θ para cada Δt	38

1 INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

1.1 Contextualización

El documento OTAN MC 64/7 (*NATO EW POLICY*) define la Guerra Electrónica como la “acción militar que hace uso de la energía electromagnética para explotar y dominar el espectro electromagnético o atacar a un enemigo. Comprende la interceptación e identificación de emisiones electromagnéticas, el empleo de energía electromagnética para reducir o evitar el uso hostil del espectro electromagnético y las acciones encaminadas a asegurar su uso efectivo por parte de las fuerzas propias/amigas” [1].

Esta guerra es esencial para la detección del enemigo en una situación de crisis o tensión, así como para conocer sus intenciones y la amplitud de la amenaza. Dentro del concepto EW (*Electronic Warfare*) existen tres áreas específicas, que se tratarán más adelante, y de las cuales hay una que constituye una parte fundamental en el desarrollo de este trabajo; las ESM (*Electronic Support Measures*). Estas, abarcan todas aquellas medidas de apoyo electrónico encaminadas a identificar y localizar al enemigo a través de sus emisiones electromagnéticas. Básicamente están pensadas para proporcionar alerta temprana, reconocimiento de las actividades del enemigo y obtención de datos para el Orden de Batalla Electrónico (*EOB, Electronic Order of Battle*).

Sin embargo, este ámbito no siempre ha sido de interés para las diferentes Marinas del mundo. Aunque a partir de los años 50 se comenzaban a implementar equipos de Guerra Electrónica en España, no fue hasta el 2007 cuando la OTAN promulgó un documento (el MCM-0142-2007) que establecía las líneas de la transformación necesaria para la futura GE en la OTAN. Básicamente se modificaba su concepto, que pasaba de una simple gestión del espectro electromagnético, a uno completamente nuevo: las operaciones electromagnéticas. Se declaraba el AEM como un ambiente operacional, que afecta a todos los niveles de la guerra, y que implica contar con las secciones de la GE en cualquier ámbito de la guerra. Esto dio como fruto un esfuerzo por parte de las naciones de explotar estos nuevos conceptos.

Las principales funciones de las acciones ESM son tanto la exploración, que consiste en la búsqueda de cualquier emisión electrónica dentro de una banda de interés, como la de interceptación de dicha emisión. La interceptación consiste en descubrir en el espectro electromagnético una señal de interés, dentro del campo de las señales recibidas por los equipos de búsqueda. Para esta detección se utilizan receptores que garanticen tanto una alta probabilidad de detección como una baja probabilidad de falsa alarma. Además, con el objetivo de localizar la plataforma emisora, se necesita conocer la dirección de llegada de la emisión recibida. Para ello, existen los denominados *beamformers* o sistemas de conformado de haz, que tratan de determinar el ángulo de incidencia de las ondas provenientes de una fuente electromagnética. Los métodos y técnicas de conformado de haz han ido evolucionando con los

años, hasta lo que conocemos hoy en día como DF (*direction finding*). Todas estas técnicas son primordiales para el uso de las ESM dentro de la Guerra Electrónica.

Además, en el ámbito de la OTAN, existen múltiples estudios y pruebas para la geolocalización de emisores, como la iniciativa “*Cooperative ESM*”. Actualmente, la geolocalización se encuentra delimitada a la triangulación de demoras. Sin embargo, la introducción de receptores digitales que cuenten con una sincronización común, llevará a la obtención de forma precisa de la posición geográfica de emisores. Se conseguirá utilizando técnicas que cuenten con una mayor precisión, e integrando toda la información obtenida en los sistemas que se encuentren embarcados en las diferentes plataformas [2].

1.2 Motivación

“En la actualidad, la habilidad para operar y mantener nuestra presencia dentro del espectro electromagnético es un campo de batalla en sí, uno de los mayores desafíos a los que se enfrentan nuestros líderes militares de hoy en día”

Steve Mensh

Tanto el mantenimiento de la operatividad de los equipos, como la formación y adiestramiento del personal a través de cursos y ejercicios, son acciones esenciales en los buques de la Flota. La labor de cada uno de los integrantes de la Armada es la de explorar y proponer nuevos métodos de trabajo para la introducción de sistemas modernos en las diferentes unidades.

Debido a que la superioridad en información respecto al enemigo será lo que garantice una mayor probabilidad de éxito en la misión, es necesario implementar una serie de acciones que nos lleven al control del espectro electromagnético.

Es por todo esto, que la razón principal de este trabajo parte de la necesidad de conocer estas técnicas y acciones, que serán tan importantes en nuestro futuro cercano como oficiales de la Armada.

Ligadas a este estudio del espectro electromagnético y a las técnicas utilizadas, encontramos diferentes asignaturas del plan de estudios de la Escuela Naval Militar, las cuales acercan al alumnado al ámbito de la guerra electrónica y al conocimiento de sus capacidades. Estas han sido un impulso para la realización de este trabajo. En definitiva, sumada a la necesidad de acercarse a este ámbito, se encuentra la inquietud por aprender el funcionamiento de sus equipos y sistemas.

1.3 Objetivos

El objetivo principal de este trabajo es diseñar un sistema vinculado a la guerra electrónica, que nos permita detectar emisiones radioeléctricas, para poder determinar el ángulo de llegada de las mismas. La realización de este trabajo comenzará con un análisis de los sistemas actuales de medidas de apoyo electrónico en la Armada Española, además de una breve recopilación de diferentes métodos de estimación del ángulo de llegada de una señal electromagnética.

En el presente trabajo se pretende desarrollar un radiogoniómetro de bajo coste capaz de determinar el ángulo de llegada de una emisión radioeléctrica evaluando distintos métodos. Estos métodos hacen referencia a la manera de calcular la relación existente entre las antenas de un *array*, para poder determinar el ángulo de llegada de la señal transmitida.

Además, se implementarán estos cálculos en diferentes montajes, para observar la diferencia entre los distintos métodos y antenas utilizadas.

1.4 Estructura del trabajo

En primer lugar, se realiza una contextualización del trabajo definiendo la Guerra Electrónica (Apartado 2.1), describiendo su origen y desarrollo en la Armada Española. Más tarde, se analizan las tres categorías más relevantes en las que se divide la Guerra Electrónica, explicando cada una de ellas (Apartado 2.1.3). En el siguiente apartado, se describe el concepto “*Direction Finding*”, o estimación del ángulo de llegada de una onda electromagnética (Apartado 2.2), diferenciando los dos grandes grupos de técnicas existentes, como son las convencionales (Apartado 2.2.2) y las basadas en el subespacio (Apartado 2.2.3).

En segundo lugar, se realiza el desarrollo del trabajo, partiendo de la descripción del problema (Apartado 3.1.1), para luego plantear una propuesta inicial (Apartado 3.1.2). En el siguiente apartado, se desarrolla la propuesta planteada anteriormente, que abarca el desarrollo del método DOA (Apartado 3.4.1), del método TDOA (Apartado 3.4.2), y del método MUSIC (Apartado 3.4.3). Por último, se expone el hardware a emplear para la obtención de resultados (Apartado 3.3).

Posteriormente, se plasman los resultados obtenidos por los diferentes métodos (Apartado 4.1), (Apartado 4.2), (Apartado 4.3) utilizando diferentes montajes.

Por último, se comentan diversos problemas encontrados durante el desarrollo del trabajo (Apartado 5.1), y se valoran los resultados obtenidos (Apartado 5.2) llegando a una serie de conclusiones. Para finalizar, se comentan algunas posibles tendencias futuras (Apartado 5.3).

2 ESTADO DEL ARTE

2.1 La Guerra Electrónica

Como se ha descrito anteriormente, la Guerra Electrónica queda definida como el conjunto de acciones militares que comprenden el empleo eficaz del espectro electromagnético, así como prevenir o reducir su uso por parte del enemigo, y protegerse de las posibles acciones del mismo [3].

En este apartado se explicará brevemente la historia y desarrollo de la Guerra Electrónica en la Armada, así como los tipos de Guerra Electrónica existentes.

2.1.1 Nacimiento de la Guerra Electrónica

Ligada al desarrollo de los sistemas de radar y comunicaciones, la Guerra Electrónica es un campo bélico relativamente reciente. En 1903 tuvo lugar el primer avance hacia lo que hoy conocemos como radar, y fue partiendo de las ecuaciones del campo electromagnético de Maxwell. El investigador alemán Christian Hulsmeyer desarrolló un equipo capaz de detectar ondas de radio reflejadas en los buques, como apoyo a la navegación [4].

En 1935, el inglés Watson-Watt diseñaría un aparato capaz de detectar un avión a 15 millas de distancia a través de ondas de radio, el “*Radio Detection Finding*” [5]. Seguidamente, las investigaciones por parte de EEUU e Inglaterra continuaron progresando. Sin embargo, en 1942 los submarinos alemanes tipo *Metox* comienzan a llevar un simple receptor radio que les indicaba cuando eran iluminados por las armas enemigas, reduciendo así la superioridad radar de los británicos. Este hito marcaría un antes y un después para la Guerra Electrónica, al menos en el ámbito de las ESM (Medidas de Apoyo Electrónico).

Desde los años 50 hasta ahora, la Guerra Electrónica ha evolucionado enormemente gracias a la incorporación de empresas civiles en su investigación y desarrollo, no limitándose exclusivamente a las Armadas. Esto ha impulsado significativamente los sistemas y equipos de esta guerra. A continuación, se explica el origen tardío de la Guerra Electrónica en España a través de equipos americanos, pero rápido desarrollo hasta convertirnos en diseñadores punteros y exportadores de sistemas de Guerra Electrónica.

2.1.2 Desarrollo de la Guerra Electrónica en la Armada

La base de los inicios de la Guerra Electrónica en España fue el sistema ESM de origen norteamericano *WLR-1*, desarrollado en los años 50. Este, era un receptor ESM de banda ancha con capacidades de inteligencia electrónica, que fue montado en los destructores de la Clase “Churruca” y “Oquendo”, transporte de ataque *Castilla* y el portaaviones *Dédalo*. Este receptor era muy preciso y fiable, pero requería una gran habilidad por parte del operador [4]. Este sistema lo montaron también las Fragatas “Balears”, pero a finales de los 70 fue sustituido por un sistema integrado italiano llamado *Beta*. El sistema *Beta* fue montado de igual manera en las Corbetas “Descubierta”, e incluía elementos ESM y ECM. Sin embargo, contaba con algunos defectos como la falta de sensibilidad y precisión en demora [4].

Estas limitaciones llevaron a la Armada a la búsqueda de otros sistemas que mejoraran los anteriores. Por ello, se iniciaron diferentes programas nacionales que buscaban modernizar las capacidades de GE de las fragatas y corbetas, a la vez que dar a la industria nacional la capacidad para diseñar y producir sistemas de GE.

- **Programas Deneb, Canopus y Kochab**

El primer programa, llamado *Deneb*, fue creado para desarrollar un sistema ESM moderno en los años 80. Para ello, se aprovecharon los sistemas de recepción existentes, modernizándose el procesado de señal y digitalizando la librería del sistema. Este programa finalizó, y se instalaron los sistemas en las fragatas y corbetas con un resultado no satisfactorio, debido a la falta de confianza en el cálculo del ángulo de llegada y al número de falsas alarmas que se generaban. Se desarrolló simultáneamente un sistema de aplicación en el ámbito ECM, llamado *Canopus*, con el objetivo de integrar el sistema de lanzamiento de señuelos con el sistema de GE. Otro programa se inició simultáneamente, ya que su objetivo eran las mismas plataformas que las del programa *Deneb*, el cual se llamó *Kochab*. Este, consiste en un sistema de GE de comunicaciones para plataformas navales que además de las funciones de exploración del espectro y goniometría, incluía receptores de escucha para funciones de inteligencia de comunicaciones [2].

- **Programa Aldebarán**

El programa *Aldebarán* nace de la necesidad de mejorar los sensores del equipo *Deneb*, y acaba siendo un programa que tiene como finalidad el desarrollo de un sistema integrado de GE para cumplir los requisitos técnicos y operativos exigidos para el sistema de las fragatas F-100.



Figura 2-1 Detalle del mástil. Sistemas Aldebarán y Regulus instalados en las F-100 [6].

El Aldebarán (Figura 2-1) es un equipo de Guerra Electrónica que cuenta con un subsistema ESM para la exploración, detección, goniometría y análisis de emisiones electromagnéticas; otro subsistema ECM, que efectúa perturbación y engaño; y un último subsistema ELINT para inteligencia de señales [2]. Destacar que este equipo de GE se encuentra instalado en todas las fragatas F-100 excepto en la F-105, que dispone del sistema *Rigel*, el cual se comentará a continuación, con capacidad de ECM además de ESM.

- **Programa Rigel**

El *Rigel* es un equipo de GE de menor coste y más ligero, basado en la tecnología del *Aldebarán*, que cuenta con un sistema ESM para efectuar la exploración, detección, goniometría y análisis de emisiones electromagnéticas. Este sistema ya se encuentra a bordo de las cuatro fragatas F-80 (1ª serie) modernizadas, los Buques de Acción Marítima, y el *Juan Carlos I* (en este último, junto al sistema *Regulus*). Sin embargo, esta 1ª serie de F-80 no cuentan con sistema ECM.

Este programa se inició como respuesta a la baja eficiencia en aguas litorales del sistema *Aldebarán*. Si bien es cierto, este último presenta una gran capacidad de detección de señales en zonas de mar abierto. En las fragatas F-80 de la 2ª serie se instalaría el equipo *Neptunel* de guerra electrónica, que permite el uso de ESM y ECM, en el mismo margen de frecuencias que el *Rigel* [2].

Además, las nuevas fragatas F-110 estarán equipadas con una versión mejorada de este sistema, denominado *Rigel i110*. Este subsistema ESM dispone de una sensibilidad mejorada para la detección de señales y una baja tasa de falsas alarmas. Por otro lado, el nuevo subsistema ECM, presenta un tiempo de reacción rápido contra amenazas, y permite dirigir instantáneamente el haz en azimut y elevación. También, dispone de una amplia variedad de técnicas ECM, tanto en banda ancha como en banda estrecha, que pueden combinarse con amenazas específicas [7].

- **Programa Elnath**

Es un equipo de GE de comunicaciones para plataformas navales, que se inició simultáneamente con el programa *Deneb*, ya que tiene como destino las mismas plataformas. El sistema, además de las funciones de exploración del espectro, detección y goniometría, incluye receptores de escucha y análisis de emisiones de comunicaciones desde HF a UHF. Actualmente, este sistema está instalado en todas las fragatas F-80, con la particularidad de que la F-82 *Victoria* y la F-83 *Numancia* cuentan con capacidad ECM de comunicaciones [2].

- **Programa Regulus**

Es un equipo de GE de comunicaciones para plataformas navales. Cuenta con un sistema ESM que efectúa exploración, detección, goniometría y análisis de emisiones de comunicaciones. Es una evolución del sistema *Elnath*, en el que se mejoran las velocidades de barrido, el ancho de banda instantáneo y la goniometría. Se integra con sistema ECM de comunicaciones, con capacidad de perturbación, y adicionalmente incluye capacidades COMINT. Estos equipos se encuentran instalados en las fragatas F-100 (Figura 2-2) [2]. Además, se ha llevado a cabo el desarrollo de la versión i110 del sistema *Regulus* de interceptación de comunicaciones para las nuevas fragatas F-110 [7].



Figura 2-2 Consola de presentación del sistema *Regulus* [8].

2.1.3 Tipos de Guerra Electrónica

Dentro de la GE existen tres vertientes que componen el control del espectro electromagnético: ESM (*Electronic Support Measures*), ECM (*Electronic Counter Measures*) y EPM (*Electronic Protective Measures*). Puesto que las tres comparten en muchos casos técnicas y modos de funcionamiento de sus equipos, la clasificación es de carácter táctico o doctrinal [2].

2.1.3.1 Medidas de apoyo electrónico (ESM)

Abarcan aquellas acciones que implican la búsqueda, interceptación e identificación de emisiones electromagnéticas y la localización de su fuente para poder proporcionar al mando apoyo directo en la toma de decisiones. Estas acciones no solo conducen a decisiones inmediatas, sino que también contribuyen al esfuerzo EPM, permitiéndose conocer la extensión de la amenaza.

Para poder aplicar la información obtenida de las señales enemigas a las acciones ECM y EPM es necesario un análisis del propio sistema de GE. Así es como surge el concepto de Inteligencia de Guerra Electrónica (EWI):

“Inteligencia que resulta del acopio, integración, análisis, interpretación y evaluación de la información obtenida por cualquier medio, de importancia inmediata o potencial para la EW” [9].

Este concepto puede dividirse en dos actividades, COMINT (Inteligencia de Comunicaciones) y ELINT (Inteligencia Electrónica). Ambos campos se denominan SIGINT (Inteligencia de Señales). Existen diferencias entre ESM y SIGINT, que surgen de la finalidad, el empleo que se hace y de la información derivada de las mismas. La principal diferencia entre estos dos conceptos es que las acciones ESM están limitadas en tiempo y espacio, de tal forma que su actividad es exclusiva de los periodos de duración de las operaciones y las zonas en las que se desarrollan. Sin embargo, las actividades SIGINT son constantes tanto en tiempos de paz como en guerra, y en cualquier lugar de interés para el mando. Además, la inteligencia obtenida a través de la SIGINT permanece a largo plazo y el volumen de datos que maneja es mucho mayor [9].

Podemos establecer cuatro fases principales para las ESM:

- a. **Exploración:** consiste en la búsqueda de cualquier emisión electromagnética dentro de una banda de interés con el fin de detectarla. La característica que nos permitirá confirmar la existencia de una señal es su persistencia, y siempre deberemos contemplar la existencia de ruido. De esta manera, las señales que queremos captar en nuestra exploración “emergen” del ruido con una persistencia distinta a la establecida para el ruido (Figura 2-3).

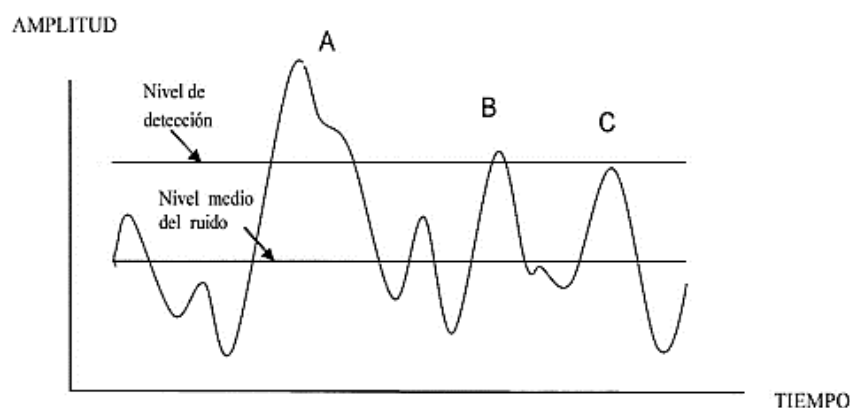


Figura 2-3 Establecimiento del Umbral de Detección [9].

- b. **Intercepción:** es el fin principal de la fase de búsqueda. Se trata de captar o seleccionar aquellas señales que puedan constituir objetivos potenciales, dentro del campo de las señales recibidas por los equipos de búsqueda. Las características básicas de estos receptores son una alta probabilidad de detección y una baja probabilidad de falsa alarma.
- c. **Identificación:** consiste en hacer un análisis más detallado de los parámetros técnicos y tácticos de la señal. Estos parámetros son:
 - Las características técnicas de la emisión, que permiten identificar al equipo que la produce.
 - Las características o peculiaridades del operador, particularmente en los sistemas de comunicaciones de voz.
 - Las correlaciones geográfico-operativas, que ayudan a la identificación de la unidad, su misión e intenciones en función del despliegue de sus medios electrónicos.
 - Las características operativas, como pueden ser las frecuencias empleadas, la estructura de las redes, etc.
- d. **Localización:** la radiogoniometría nos permite determinar la posición geográfica de un determinado emisor mediante la explotación de la información derivada de sus emisiones electromagnéticas. Para ello, se emplean todas aquellas técnicas que pretenden determinar el ángulo de incidencia de una onda electromagnética. Las aplicaciones más importantes de la radiogoniometría son la navegación, la vigilancia del espectro electromagnético, y la guerra electrónica.

Posteriormente, se procede al tratamiento y análisis de los datos obtenidos. Este análisis, desde el punto de vista de la GE, consiste en la investigación de una emisión electromagnética para poder determinar sus parámetros técnicos y su utilización táctica. Esto es, la medición de los parámetros de la señal y su correlación con las bases de datos disponibles, con el fin de conocer los medios e intenciones de la amenaza. Todo esto nos permitirá obtener el Orden de Batalla Electrónico del enemigo [9].

2.1.3.2 Contramedidas electrónicas (ECM)

Esta parte de la GE consiste en tomar acciones que impidan o reduzcan el uso eficaz del espectro electromagnético por parte del enemigo, mediante el empleo de energía electromagnética. Estas acciones ECM, a su vez se subdividen en tres grandes grupos:

- a. **Decepción:** consiste en el uso deliberado de radiación, alteración, absorción o reflexión de la energía electromagnética con el propósito intencionado de confundir, distraer o seducir los sistemas electrónicos del adversario [10]. La decepción busca manipular la percepción que el enemigo tiene sobre la situación, induciéndole a adoptar decisiones erróneas. Esta medida cobra mayor importancia cuando el enemigo depende de nuestras emisiones.
- b. **Perturbación:** consiste en el uso deliberado de radiación, reirradiación o reflexión de energía electromagnética con el objeto de deteriorar los dispositivos, equipos o sistemas electrónicos usados por el enemigo. Un ejemplo claro de esto sería intentar deteriorar la presentación radar del enemigo.
- c. **Neutralización:** es el uso deliberado de energía electromagnética con el propósito intencionado de causar daños permanentes o temporales en los sistemas electrónicos del adversario.

Existen multitud de técnicas ECM, y los dispositivos encargados de realizar estas contramedidas se dividen en dos grupos: perturbadores o «*jammers*» y señuelos o «*decoys*». Los perturbadores tratan de impedir que el equipo interferido realice su misión emitiendo una señal de gran potencia, o emitiendo señales falsas. Por su parte, los señuelos retransmiten una señal recibida para simular ecos producidos por una plataforma real, o generan una señal de ruido [2].

2.1.3.3 Medidas de protección electrónica (EPM)

Es la parte de la GE emplea la energía electromagnética con propósitos defensivos. Su objetivo es proporcionar protección y asegurar el uso propio del espectro electromagnético. Estas medidas se subdividen en dos:

- a. **EPM Activas:** son medidas que pueden ser detectadas por el enemigo. Consisten en la alteración de las frecuencias u otros parámetros de transmisión para asegurar el uso propio del ESM.
- b. **EPM Pasivas:** estas medidas no son detectables, y se basan en procedimientos operativos y en las propias características técnicas de los equipos que son utilizados para asegurar el uso propio del espectro electromagnético. Un ejemplo de esto sería el control de emisiones mediante el plan EMCON [9].

2.2 DF (Direction Finding)

El DF está basado en el uso de instrumentos especializados, antenas y metodologías para determinar la dirección de llegada de las ondas provenientes de una fuente de energía electromagnética o un blanco [11]. Estas metodologías son las utilizadas por los equipos y sistemas de GE y comunicaciones, concretamente en la fase de localización de los sistemas ESM comentada en el subapartado 2.1.3.1.

Estas técnicas existen desde que se conocen las ondas electromagnéticas. Fue Heinrich Hertz quien en 1888 descubrió la directividad de las antenas cuando estaba realizando investigaciones en el rango de ondas decimétricas [12]. Con el paso de los años, estos sistemas y técnicas utilizados han ido evolucionando hasta lo que conocemos como DF. Hoy en día, las técnicas DF se pueden dividir en las técnicas convencionales, y en las técnicas basadas en el subespacio. A continuación, se diferenciarán y explicarán ambos tipos de técnicas [13].

2.2.1 Sistemas de array de antenas

Antes de hablar sobre las diferencias entre los dos tipos de técnicas DF, es necesario comentar algunos aspectos básicos sobre los conjuntos o agrupaciones de antenas. El tamaño de una antena va a influir en gran medida en la capacidad de detección de las señales. Cuanto mayor sea la antena, mayor será su ganancia, por lo que permitirá detectar señales más débiles. Sin embargo, el aumento de las medidas de la antena, influye negativamente en el movimiento de la misma, de manera que resulta más complejo moverla. Este es uno de los motivos por los que se utilizan conjuntos de antenas, que, combinando sus señales mejoran la señal total recibida; y a este conjunto se le llama *array* (Figura 2-4) [14].

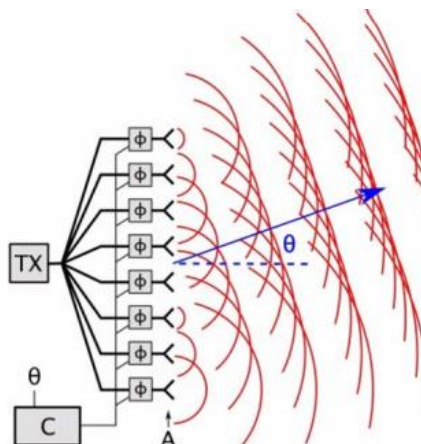


Figura 2-4 Funcionamiento de un sistema de *array* de antenas [15].

Los sistemas de antenas presentan diversas ventajas en comparación con los sistemas que constan de un solo elemento. Existe una gran variedad de prestaciones gracias a la ponderación de las señales recibidas antes de combinarlas para obtener la señal resultante, como el rechazo de interferencias o la orientación de haz sin necesidad de mover físicamente el dispositivo [14].

Un *array* de antenas es utilizado para filtrar señales en espacio-tiempo explotando sus características espaciales. Este filtrado puede expresarse en términos de dependencia del ángulo, o de la longitud de onda. Normalmente, el objetivo es filtrar espacialmente el campo de tal forma que una señal procedente de un ángulo particular, o conjunto de ángulos, sea mejorada gracias a una combinación constructiva, y el ruido procedente de otros ángulos se reduzca mediante una interferencia destructiva. En el diseño del *array*, la geometría del mismo establece limitaciones sobre su funcionamiento [14].

2.2.1.1 Beamforming

El *Beamforming* es el proceso de conformado o creación del haz de una antena. Si la señal recibida por cada uno de los elementos x_i de un conjunto de antenas o *array*, se multiplican respectivamente por unos factores de ponderación complejos w_i y se suman (Figura 2-5), se obtiene una señal que depende de la dirección de incidencia de la onda.

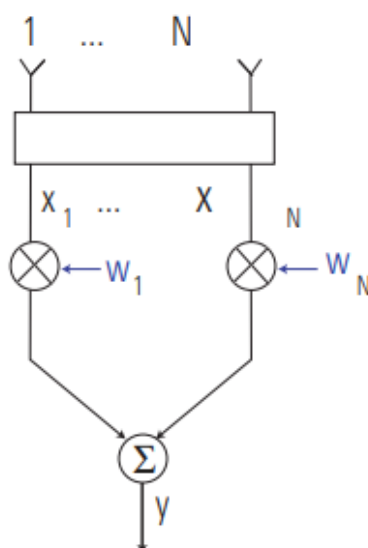


Figura 2-5 Beamforming mediante ponderación de las salidas de la antena [12].

Además, existe una relación entre la distancia d a la que están colocadas las antenas entre sí, y el conformado del haz. Cuanto mayor sea la distancia de separación, más directivo será el resultado.

2.2.2 Técnicas DF convencionales (Beamformers)

Los métodos o técnicas convencionales de estimación de la dirección de llegada, basan su funcionamiento en dirigir manual o electrónicamente haces de energía en todas las direcciones angulares, y observar picos de potencia a la salida para cada una de estas posiciones, determinando el ángulo o dirección de llegada.

- **DF Manual**

Este tipo de DF implica el uso de un receptor y de una antena direccional de mano (Figura 2-6), por tanto, también implica la necesidad de un operario que mueva la antena hasta el punto de máxima intensidad de la señal. La rotación también puede realizarse utilizando una antena montada en un rotor. Estas antenas de mano deben ser direccionales y tener lóbulos laterales casi inexistentes. Además, deben

ser especialmente robustas pero portables. Una vez se tiene una antena direccional adecuada y un instrumento capaz de medir señales RF, existen diferentes métodos para calcular la dirección en la que se encuentra la fuente.

La aplicación principal de calcular y almacenar direcciones obtenidas de forma manual es para la triangulación. Generalmente se realiza sobre distancias geográficas pequeñas, por lo que la diferencia de alturas y la curvatura de la Tierra son despreciables. Los DF manuales se utilizan tanto para hacer barridos, como para búsqueda. Teniendo todo esto en cuenta, los equipos manuales deben ser portátiles, sin necesidad de contar con antenas complejas, y la eficacia depende en gran medida del operador [11].



Figura 2-6 Ejemplo antena DF Manual [11].

- **DF Doppler**

El efecto Doppler está basado en el cambio de frecuencia de una onda causado por el movimiento relativo de la fuente emisora respecto al receptor. A medida que una señal se acerca a un receptor, la frecuencia aumenta, y cuando se aleja, esta frecuencia disminuye. Este desplazamiento puede utilizarse para determinar el ángulo del receptor respecto a la fuente.

Para conseguir un receptor que se mueva respecto a la fuente, se utiliza una sola antena montada en un disco giratorio. De esta forma, a medida que el disco gira, la antena se acercará y alejará del transmisor. Sin embargo, una antena en un disco giratorio no es práctica, ya que la velocidad de rotación necesaria es demasiado alta. Para simular un disco giratorio, el sistema DF Doppler (Figura 2-7) consta de un conjunto de antenas, que generan secuencialmente una serie de pulsos Doppler, y cada uno de ellos representa un desplazamiento específico. Para producir un desplazamiento suficiente, la conmutación entre las antenas debe ser muy rápida. Teniendo todo esto en cuenta, estos sistemas requieren de una señal de onda continua, pueden utilizar receptores comerciales o más especializados, y funcionan tanto en reposo como en movimiento [11].

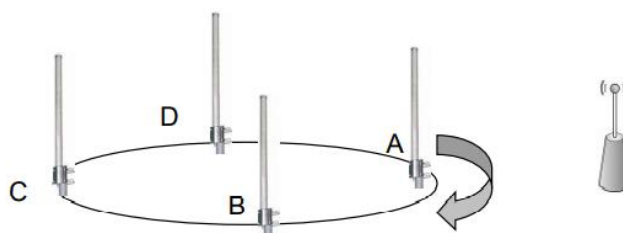


Figura 2-7 Ejemplo antenas DF Doppler [11].

- **AoA (Angle of Arrival)**

El término AoA se considera ambiguo para algunas personas, ya que realmente todos los sistemas DF determinan la dirección de una fuente, que es lo mismo que el ángulo de llegada o AoA. Por ello, se hablará del AoA como una metodología DF que determina la dirección de una señal basándose en la potencia relativa.

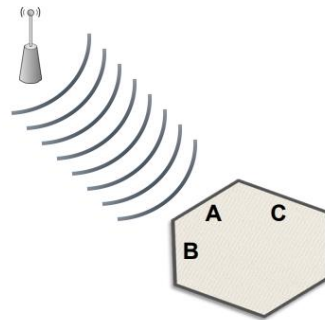


Figura 2-8 Ejemplo DF AoA (basado en potencia) [11].

En el ejemplo de la Figura 2-8, suponemos que en cada cara del hexágono se encuentra una antena. La antena A será la que más potencia reciba, siguiéndole la antena B, y por último la C, que será la que menos potencia reciba. No se recibe potencia en las otras tres antenas, correspondientes al resto de caras del hexágono.

Los sistemas AoA suelen ser *arrays* circulares de antenas direccionales, y el número de estas antenas puede variar entre cuatro y ocho. La resolución y precisión aumenta con un mayor número de antenas. Esta metodología funciona con todo tipo de señales, pero a menudo se requiere una línea de visión despejada para obtener resultados satisfactorios [11].

- **TDOA (*Time Difference of Arrival*)**

Se trata de un conjunto de tres o más receptores, situados en diferentes localizaciones. Por lo general, las distancias entre el transmisor y los receptores son diferentes entre sí, por lo que también lo será el tiempo que tarde en propagarse la señal. Estas diferencias de tiempo pueden representarse como hiperbólicas que se cruzan en la ubicación del transmisor (Figura 2-9). Los sensores TDOA pueden ser fijos o móviles, y normalmente requieren de conexiones de red, alimentación, y GPS.

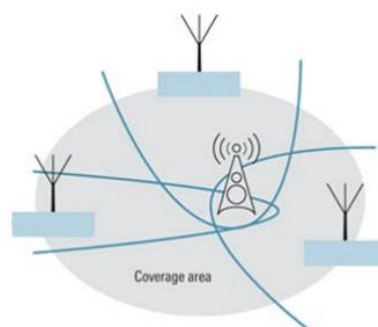


Figura 2-9 Ejemplo DF TDOA [11].

En la práctica, esta metodología es eficaz dentro de los cientos de metros. Sin embargo, es esencial conocer la ubicación del transmisor para poder colocar los receptores TDOA correctamente. Por lo general, la precisión aumenta con el número de receptores, hasta un punto (seis receptores), que ya no mejora [11].

- **Watson-Watt**

Watson-Watt es un sistema DF de comparación de amplitudes. Utiliza antenas denominadas Adcock para comparar el nivel de señal recibida en cada antena. Watson-Watt es el nombre del método utilizado para el procesamiento de la información obtenida de estas antenas.

Una antena Adcock consta de cuatro elementos verticales equidistantes, que están dispuestas en pares: un eje Norte-Sur y otro eje Este-Oeste. Estos pares, dependiendo de las necesidades de frecuencia, pueden ser bucles cruzados, monopolos cruzados, o dipolos cruzados (Figura 2-10). La precisión y sensibilidad en estos sistemas suelen ser muy buenas, y se utiliza sobre todo con ondas de HF debido a la facilidad de implementar antenas pequeñas en este rango de frecuencias [11].



Figura 2-10 Ejemplo de bucles cruzados, monopolos cruzados y dipolos cruzados, respectivamente [11].

- **Interferometría Correlativa**

Los interferómetros calculan direcciones, basándose en las diferencias de fase de las señales recibidas en diferentes antenas. En la interferometría correlativa, se comparan las diferencias de fase medidas con las diferencias de fase de referencia para la antena DF en cada ángulo de la onda (Figura 2-11). Así es como se obtiene el valor correspondiente al ángulo de la señal recibida. Las antenas típicamente utilizadas en esta técnica tienen de cinco a nueve elementos dentro de un radomo [11].

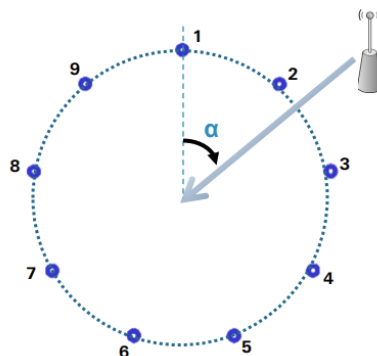


Figura 2-11 Ejemplo Interferometría Correlativa [11].

Esta metodología presenta una gran precisión y mayor inmunidad a las reflexiones y al multitrayecto en comparación con otras técnicas de radiogoniometría.

2.2.3 Técnicas DF basadas en el subespacio

Para explicar los métodos basados en el subespacio, primero es necesario suponer que existe una señal o múltiples señales localizadas en una región determinada de un campo espacio-temporal. Además, es probable que aparezcan ruido y/o interferencias [15].

De esta manera, la señal recibida se puede ver como un espacio vectorial, en el que descomponemos dicha señal recibida como la suma de la señal que nos interesa y el ruido. A una cierta distancia, suficientemente grande, las componentes radiales del campo se desintegran en gran medida, de modo que la onda en un área pequeña puede considerarse plana. Esta será una de las suposiciones que se harán en el presente trabajo, la onda que se aproxime al *array* de antenas será plana.

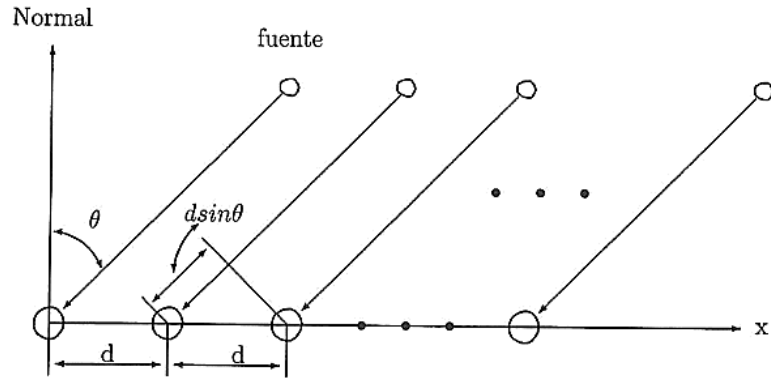


Figura 2-12 Geometría de un Array Lineal Uniforme [16].

El sistema de coordenadas del *array* se utiliza como referencia para derivar los tiempos de llegada del frente de ondas a cada uno de los elementos del *array*. Para un *array* lineal uniforme con una distancia d de separación entre elementos y alineados con el eje x , el primer elemento estará situado en el origen.

En la Figura 2-12 se ve como el desfase en distancia sería $d \sin(\theta)$ y el desfase en tiempo por tanto se obtendría de dividir esta diferencia de distancia entre la velocidad de la onda, c . Se puede definir el tiempo de llegada $\tau_n(\theta)$ como el tiempo de propagación de una onda plana que proviene de una fuente y que incide en el n -ésimo elemento del array con un ángulo de incidencia θ . La expresión de $\tau_n(\theta)$ viene dada por:

$$\tau_n(\theta) = \frac{d}{c} \sin(\theta) n \quad [2-1]$$

La posición de cada elemento se denota como a_n , y en este trabajo la intención es crear un *array* lineal donde cada uno de los elementos que lo componen estén separados una misma distancia entre sí. El vector de dirección representa los desfases de cada elemento individual que la onda plana experimenta para una dirección θ determinada. Sabiendo que para una frecuencia portadora determinada, $f = \frac{c}{\lambda}$, se obtiene que $a_n(\theta)$ es:

$$a_n(\theta) = e^{j2\pi f \tau_n} = e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta) n} \quad [2-2]$$

La señal que se propaga por un canal inalámbrico se denomina $s(t)$, y depende del ancho de banda. Se considera que este ancho de banda es estrecho, y que las dimensiones del *array* son relativamente pequeñas, permitiendo a la función de modulación mantenerse constante durante los $\tau_n(\theta)$ segundos. Asumimos $s(t - \tau_n) \approx s(t)$. Esto quiere decir que, si se desplaza la señal en el tiempo (una cantidad fija de tiempo τ_n), la forma de la señal no cambia, solo su posición temporal. De esta forma, se obtiene un vector $s(t)a(\theta)$ en el que figuran cada una de las señales que llegan a cada uno de los elementos del *array*, y que dependen tanto del tiempo como de su posición. Además, se asume que los elementos individuales del *array* radian isotrópicamente, y que el diagrama de radiación del *array* depende únicamente de su geometría.

Considerando que hay L fuentes presentes, la expresión de la señal inducida debido a las L fuentes y el ruido de fondo en el n -ésimo elemento se denota como:

$$x_n(t) = \sum_{l=1}^L s_l(t) e^{j2\pi f (t + \tau_n(\theta_l))} + n_n(t) \quad [2-3]$$

Donde $n(t)$ es la componente de ruido aleatorio en el n -ésimo elemento, el cual incluye ruido de fondo y ruido eléctrico generado por el canal. Siguiendo este modelo de datos de banda estrecha, el

vector recibido de los datos de entrada en los N elementos del array puede expresarse como una combinación lineal de las L ondas incidentes y el ruido:

$$x(t) = \sum_{l=1}^L a(\theta_l) s_l(t) + n(t) \quad [2-4]$$

$$x(t) = [a(\theta_1) \quad a(\theta_2) \quad \dots \quad a(\theta_L)] \begin{bmatrix} s_1(t) \\ \dots \\ s_L(t) \end{bmatrix} + n(t) = As(t) + n(t) \quad [2-5]$$

Donde $s(t)$ es el vector de las señales incidentes, $n(t)$ es el vector de ruido y $a(\theta)$ es el vector de dirección. En términos de modelo de datos, la matriz de covarianza de entrada R_{xx} se puede expresar como:

$$R_{xx} = E[xx^H] = AE[ss^H]A^H + E[nn^H] \quad [2-6]$$

$$R_{xx} = AR_{ss}A^H + \sigma_n^2 I \quad [2-7]$$

Donde R_{ss} es la matriz de covarianza de la señal $E[ss^H]$, y $\sigma_n^2 I$ es el producto de la potencia del ruido por la matriz identidad.

Existen numerosos métodos DF basados en el subespacio, de los cuales a continuación se explicará solamente uno, y se nombrarán otros de los muchos que hay [16].

- **Algoritmo MUSIC**

El algoritmo MUSIC (*Multiple Signal Classification*), se caracteriza por explotar la información aportada por el análisis de los subespacios de señal y de ruido. Un parámetro importante en los métodos basados en el subespacio es la matriz de covarianza de la señal de entrada. El algoritmo MUSIC provee una alta resolución en la estimación de fuentes, sin embargo, el *array* requiere de calibración con mucha precisión y exactitud.

Siguiendo con el modelo de datos, donde se tienen L señales incidentes en el *array* y N elementos, y considerando la matriz de covarianza [2-7], se obtiene que los valores propios de R_{ss} son los valores $\{\lambda_1, \dots, \lambda_n\}$ tal que:

$$|R_{xx} - \lambda_i I| = 0 \quad [2-8]$$

La matriz de covarianza de ruido puede expresarse como una matriz diagonal de dimensión $N \times N$ con todos los valores a lo largo de la diagonal principal iguales a σ_n^2 . Se asume que la matriz A posee rango completo, es decir, los vectores $A(\theta_i)$, ($i = 1, \dots, L$), son linealmente independientes y que la matriz de covarianza R_{ss} es no singular. Esto garantiza que, cuando el número de señales incidentes L es menor al número de elementos del agrupamiento N , la matriz $AR_{ss}A^H$ de $N \times N$ es semidefinida positiva con rango L .

En la práctica, R_{xx} se desconoce, por lo que se hace una estimación con un número finito de muestras. Un estimado del número de señales incidentes viene dado por $\hat{L} = N - M$ donde M es el número de valores propios. El vector propio asociado con un valor propio en particular, λ_i , es el vector Φ_i tal que:

$$(R_{xx} - \lambda_i I)\Phi_i = 0 \quad [2-9]$$

Se pueden estimar los vectores de dirección asociados con las señales recibidas, encontrando el vector de dirección ortogonal con el vector propio asociado a los valores propios de R_{xx} , que son aproximadamente iguales a σ_n^2 . Con este análisis se llega a que los vectores propios de la matriz de covarianza R_{xx} pertenecen a uno de los subespacios ortogonales, llamados subespacio de señal y subespacio de ruido.

Queda demostrado que los vectores propios de R_{xx} pertenecen a uno de los subespacios ortogonales, llamados subespacio de señal y subespacio de ruido. Los vectores de dirección, correspondientes a la dirección de llegada, se encuentran en el subespacio de señal, y por ello son ortogonales al subespacio de ruido. A través de la búsqueda de todos los posibles vectores de dirección, se puede determinar el ángulo de llegada de una emisión, encontrando cuales de esos son perpendiculares al espacio expandido por los vectores propios pertenecientes al subespacio del ruido. Para buscar el subespacio de ruido, formamos una matriz que contiene los vectores propios de ruido, que son los vectores propios asociados a los valores propios σ_n^2 :

$$E_n = [\Phi_{L+1} \ \Phi_{L+2} \ \cdots \ \Phi_n] \quad [2-10]$$

Los vectores de dirección correspondientes a las componentes de señal son ortogonales a los vectores propios del subespacio de ruido, por lo que $a^H(\theta)E_nE_n^H a(\theta) = 0$. El algoritmo MUSIC estima el ángulo de llegada de múltiples señales incidentes mediante la localización de los picos del espectro espacial MUSIC dado por:

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{a^H(\theta)E_nE_n^H a(\theta)} \quad [2-11]$$

El denominador se verá minimizado debido a la ortogonalidad entre $a(\theta)$ y E_n , y se verá aumentado el valor del espectro MUSIC. Las direcciones de llegada al *array* de antenas corresponden con los \hat{L} picos mayores en el espectro MUSIC.

- **Algoritmo ESPRIT**

El algoritmo ESPRIT (*Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques*) es un método de estimación del ángulo de llegada robusto y eficiente. Para utilizar este método, se necesitan dos *arrays* idénticos para que los elementos del *array* formen pares enlazados con un mismo vector de desplazamiento. El segundo elemento de cada par debe estar desplazado a la misma distancia y en la misma dirección relativa al primer elemento.

En este trabajo no dispondremos de dos *arrays* de antenas idénticos. Sin embargo, se podría dividir el existente *array* en dos partes con el mismo número de antenas en cada una, y simular dos agrupamientos iguales [16].

- **Algoritmo CAPON**

CAPON (*Critical Adaptive Projection On Nullspace*) es un método DF que se utiliza en sistemas de comunicaciones inalámbricas, y que se basa en la proyección de la señal recibida en un subespacio crítico conocido como *nullspace*. Selecciona la dirección que maximiza la energía de la señal proyectada. Este método cuenta con mejor resolución y mejor capacidad de rechazo ante interferencias que un *beamformer* convencional, siempre que el vector de dirección de la señal de interés se conozca con exactitud. Sin embargo, cuando el conocimiento de este vector no es preciso, como suele ocurrir en la práctica, el rendimiento de este método es inferior al del *beamformer* convencional. Aun así, este método es robusto a efectos de ruido e interferencias [17].

3 DESARROLLO DEL TFG

3.1 Investigación y propuestas

3.1.1 Descripción del problema

En el subapartado 2.1.3.1 queda plasmada la importancia de las ESM, como parte fundamental de la GE. Concretamente, la localización de emisiones radioelétricas se fundamenta en las dos primeras fases de búsqueda e interceptación. Esta interceptación es sencilla cuando se conoce la dirección de la fuente que está emitiendo, ya que se puede direccionar el receptor manualmente de tal forma que se reciba la señal en cuestión. Sin embargo, estas fases son más complicadas cuando se desconoce la dirección en la que se encuentra la fuente emisora, lo cual es lo habitual cuando se trata de encontrar emisiones del enemigo, para seguidamente poder localizarlo.

Para ello, se realiza el conformado de haz mediante algunas de las técnicas comentadas en el apartado 2.2, como son TDOA o MUSIC. Por lo tanto, partimos del problema de que nuestro sistema desconoce la dirección en la que se encuentra el transmisor, de manera que debe calcular este ángulo de llegada de la señal.

3.1.2 Propuesta planteada

Inicialmente, se desarrolla un sistema que permita detectar y determinar el AoA de una señal simulada generada mediante software, utilizando dos o más canales receptores. Esta propuesta se lleva a cabo mediante el lenguaje de programación Python, definido en el apartado 3.2.1, que posteriormente se utiliza para controlar y programar el *beamformer*. Para ello, se desarrollan tres de los métodos DF vistos en el apartado 2.2.

El primero de ellos busca calcular el ángulo de llegada en función de la diferencia de fase existente entre la señal que llega a las diferentes antenas (DOA). El segundo, calcula el ángulo en función del retardo con el que llega la señal a las antenas (TDOA), y el tercer método está basado en los distintos subespacios de la señal y el ruido, aplicando el algoritmo MUSIC. Todo ello se simula en Python, pudiéndolo comprobar antes de utilizar hardware.

3.1.3 Variaciones en el montaje

En el apartado 4 se exponen los resultados obtenidos para diferentes variaciones del sistema, todas ellas basadas en la propuesta planteada. Se comprueban las tres técnicas desarrolladas en el apartado 3.4. Dichas variaciones del sistema se realizan en lo referente al montaje, de manera que se utilizan diferentes tipos de antenas y transmisores.

3.2 Software a emplear

3.2.1 Python

Python es un lenguaje de programación interpretado que se ejecuta utilizando un programa intermedio, haciéndolo más flexible y portable. Este programa, permite configurar los parámetros de los canales de transmisión y recepción de la SDR (*Software Defined Radio*), además de calcular el ángulo de llegada de la señal.

3.2.2 GNU Radio

GNU Radio es un entorno de desarrollo para sistemas de Radio Definida por Software que cuenta con una interfaz gráfica, y permite el diseño de forma interactiva de los diagramas de flujo para manejar el tratamiento de señales. Este es un software de código abierto, que está compuesto por una serie de módulos y librerías escritos en C++ y Python. GNU Radio cuenta con una interfaz gráfica, que permite el diseño de forma interactiva de los diagramas de flujo para manejar el tratamiento de señales.

3.3 Hardware a emplear

A continuación, se describe el hardware empleado para la obtención de los resultados del apartado 4.

3.3.1 ADALM-PLUTO SDR

SDR Pluto es un diseño de código abierto, que tiene hasta dos canales de recepción y otros dos canales de transmisión habilitables. Pluto puede digitalizar o transmitir señales de radiofrecuencia desde 70 MHz hasta 6 GHz (Figura 3-1). En el presente trabajo se utilizan los dos canales receptores como base para el *beamformer*, y uno de los canales transmisores, empleado para emitir la señal que se quiere recibir y procesar.



Figura 3-1 Pluto SDR.

3.3.2 Antenas pequeñas direccionales

Se utilizan unas antenas direccionales de reducido tamaño que reciben en una banda de frecuencias que abarca desde 1,5 GHz hasta aproximadamente 8 GHz (Figura 3-2).



Figura 3-2 Antenas direccionales pequeñas.

3.3.3 Antenas DINOVA BOSS

La antena DINOVA BOSS es una antena especialmente diseñada para la recepción de la TDT y preparada para rechazar LTE/4G. Esta antena es tipo Yagi direccional, de 7 elementos. Se puede utilizar en modo pasivo, cuando el nivel de señal recibido en la zona es suficiente. Además, estas antenas son idóneas para ambientes climatológicos adversos debido a que se encuentran protegidas por un domo de plástico resistente a las radiaciones UV (Figura 3-3).



Figura 3-3 Array de 4 antenas DINOVA BOSS.

3.4 Desarrollo de la propuesta

Como se ha descrito, la propuesta planteada consiste en la programación en Python de un sistema que tiene como objetivo obtener la dirección de llegada de una emisión. En este apartado se explican los fundamentos de los métodos empleados, y se comprueban los cálculos gracias a la simulación de una señal, también en Python.

3.4.1 Propuesta inicial DOA

El primer método utilizado para la configuración y cálculo de la dirección de llegada, denominado DOA (*Difference of Arrival*), se basa en la diferencia de fase de las señales recibidas. Destacar que solamente se habla de DOA como “*difference of arrival*” cuando se quiera hacer referencia al nombre de la propuesta. El resto del tiempo se entiende DOA como “*direction of arrival*”, es decir, la dirección de llegada de la señal.

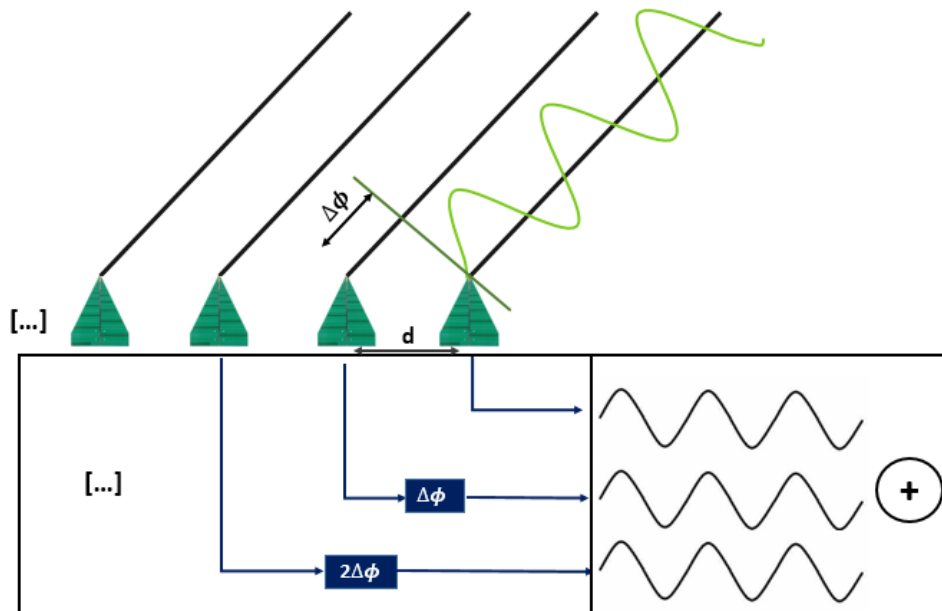


Figura 3-4 Esquema DOA.

Esta propuesta parte de la base de que, dadas las características de la transmisión, se considera que el frente de onda que llega al *array* de antenas es plano, y este *array* consta de dos antenas separadas una distancia d . En la Figura 3-4 se muestra una representación de esta situación. La onda recibida se puede suponer como una onda cosenoidal [3-1], donde A es la amplitud, f_0 es la frecuencia central, y t es el tiempo.

$$x(t) = A \cos(2\pi f_0 t) \quad [3-1]$$

Esta señal incide en una de las antenas, que es la de referencia, para luego ser recibida por la segunda con un cierto desfase. Lo que se pretende buscar es ese desfase $\Delta\phi$ entre una antena y la siguiente, con el objetivo de calcular el ángulo de llegada en función de este. Las pérdidas por atenuación se expresan como α en las señales en recepción que se definen como:

$$y_o(t) = \alpha x(t) e^{-j2\pi f_c t} \quad [3-2]$$

$$y_1(t) = \alpha x(t) e^{-j2\pi f_c(t-\tau_1)} \quad [3-3]$$

Para este caso, se asume que $x(t - \tau_n) = x(t)$ para todo m , lo que significa que la señal se mantiene constante a lo largo del tiempo en que tarda por propagarse por el *array*, como se ha visto ya anteriormente. De esta forma, muestreando con frecuencia f_s (frecuencia de muestreo) se obtiene que la onda original en tiempo discreto para la muestra m es $x[m] = \cos(2\pi f_o m T_s)$, y que la señales recibidas son:

$$y_o[m] = \alpha x[m] e^{-j2\pi f_c 0} = \alpha x[m] \quad [3-4]$$

$$y_1[m] = \alpha x[m] e^{-j2\pi f_c \tau_1} = \alpha x[m] e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta} \quad [3-5]$$

Debido a que el desfase entre la primera y la segunda señal es $\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta)$, se tiene que la señal, para $n= 1, 2, 3, \dots$, se recibe de la siguiente forma:

$$y_n[m] = \alpha x[m] e^{-j\Delta\phi(n-1)} \quad [3-6]$$

Para buscar este desfase existente entre las señales, y que depende de θ , la señal que llega a la segunda antena ($n=2$) se desfasa desde -180° hasta 180° en intervalos de 2° . Estos, son los desfases correspondientes a los ángulos máximos -90° y 90° , coincidentes con el sector de ángulos que se pretende explorar. Cada vez que la señal se ve desfasada estos 2° , se convierte del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia, para obtener una señal que contenga un máximo claramente diferenciado, mediante la transformada de Fourier (FT).

La transformada de Fourier es una herramienta matemática que permite analizar una señal y descomponerla en sus componentes de frecuencia. Por ejemplo, si se tiene una señal que no presenta una forma sinusoidal simple, se puede aplicar la transformada de Fourier para obtener una representación de las frecuencias que la componen y la amplitud de cada una. En otras palabras, la transformada de Fourier permite analizar una señal en el dominio de la frecuencia, lo que proporciona información sobre las diferentes componentes que la forman [18]. En este caso, la onda tiene una forma sinusoidal simple, y se va a obtener un solo tono aplicando la FT [3-7].

$$y_n[w] = FT[y_n[m]] = \alpha x[w] e^{-j\Delta\phi(n-1)} \quad [3-7]$$

En la Figura 3-5 se muestra una representación visual de la explicación anterior sobre la transformada de Fourier, y la descomposición de una señal en sus componentes de frecuencia.

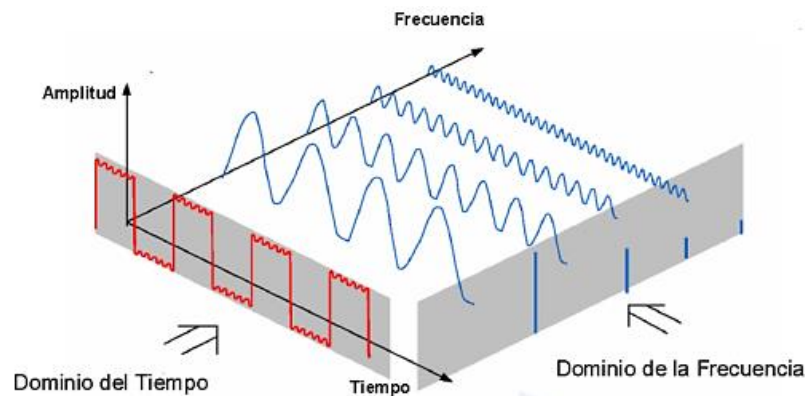


Figura 3-5 Transformada de Fourier [18].

A continuación, se suma esta señal desfasada a la señal que llega a la antena de referencia, también en el dominio de la frecuencia. En cada suma, se obtiene un pico máximo, que se guarda, para posteriormente obtener el máximo de todos los picos de cada suma. Este máximo, será el que indique la dirección de llegada de la onda. Esto sucederá cuando el desfase sumado a la segunda señal, $\Delta\phi$, coincida con el desfase real existente entre la primera y la segunda, φ . De esta forma, al sumar las dos señales, solo se podrá obtener el pico máximo cuando la señal original y la señal desfasada sean iguales. La suma máxima se dará cuando:

$$\Delta\phi - \varphi = 0 \tag{3-8}$$

En este caso, se toma el desfase por el cual se ha obtenido el máximo, y se calcula el ángulo θ de la siguiente forma:

$$\theta = \sin^{-1}\left(\frac{(\Delta\phi)c}{2\pi fd}\right) \tag{3-9}$$

De este modo, se realiza una tabla (Tabla 3-1) con los valores del ángulo θ correspondientes a cada desfase $\Delta\phi$, para conocer los valores de desfase que se esperan obtener con cada DOA. Conociendo estos valores, se puede comprobar si el valor del ángulo calculado para el desfase aplicado coincide realmente con el valor del ángulo que se debería obtener.

θ (°)	θ (rad)	$\Delta\phi$ (°)
0	0	0
20	1,07	62
30	1,57	90
45	2,22	127
60	2,72	156
75	3,03	174
90	3,14	180

Tabla 3-1 Valores de θ para cada $\Delta\phi$.

Además, en la Figura 3-6 se muestra esquematizada la explicación anterior.

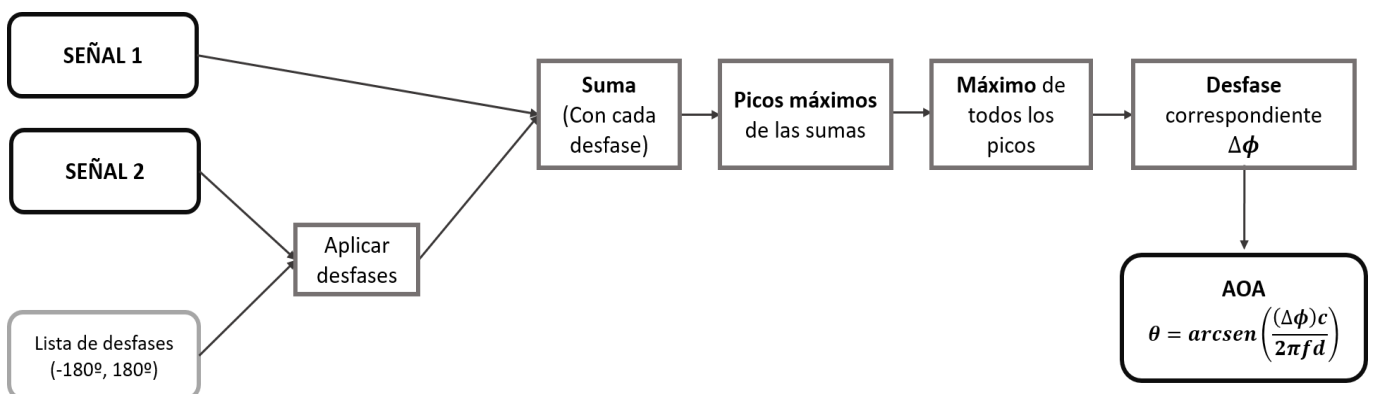


Figura 3-6 Esquema DOA.

3.4.1.1 Simulación en Python: DOA para 2 antenas

A continuación, como se muestra en el Anexo IV: Simulación 2 Antenas – DOA, se procede desarrollar y calcular todo lo comentado en Python.

Para ello, en primer lugar, se genera una onda coseno, que es la señal recibida por el *array* de antenas. Esta onda viene dada de la forma expresada en la ecuación [3-1]. En el código se introduce un valor DOA (*Direction of Arrival*), que representa la dirección de llegada de la onda que se quiere simular. Este valor se varía para la comprobación del correcto funcionamiento del código para diferentes ángulos de llegada. Se calcula el desfase correspondiente a cada DOA en función de d , y se aplica a la señal generada, para simular un segundo canal de recepción. Para un valor de DOA igual a 45° , el resultado se muestra en la Figura 3-7.

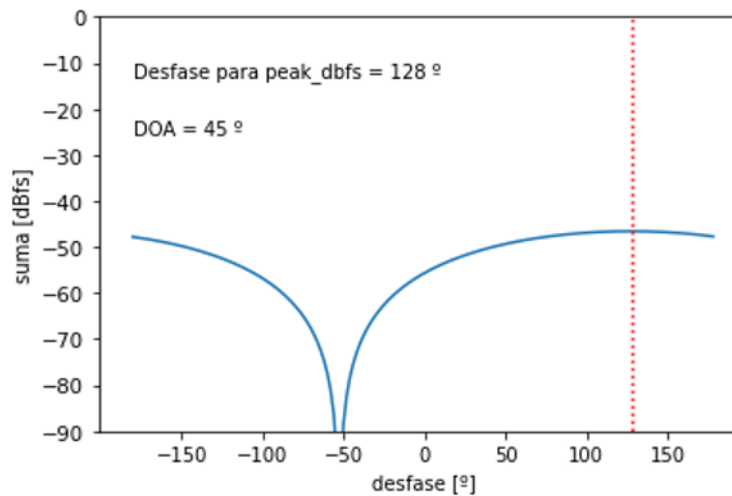


Figura 3-7 Representación $\Delta\phi$ y θ para DOA 45° .

Se prueba también la simulación para ángulos negativos, como -30° (Figura 3-8). Además, se comprueba para ambas simulaciones, que el desfase correspondiente a cada DOA, coincide con el esperado de la Tabla 3-1.

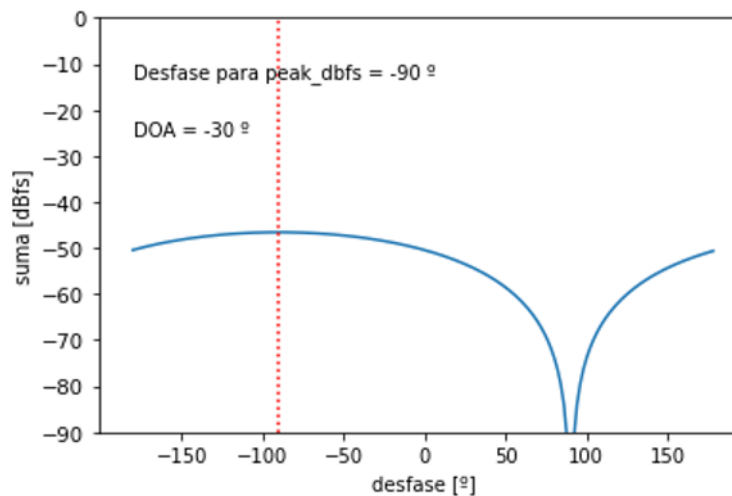


Figura 3-8 Representación $\Delta\phi$ y θ para DOA -30° .

3.4.1.2 Simulación en Python: DOA para 4 antenas

Basada en la explicación del apartado 3.4.1 sobre DOA, se propone la modificación de la situación anterior para la recepción en un *array* de cuatro antenas .

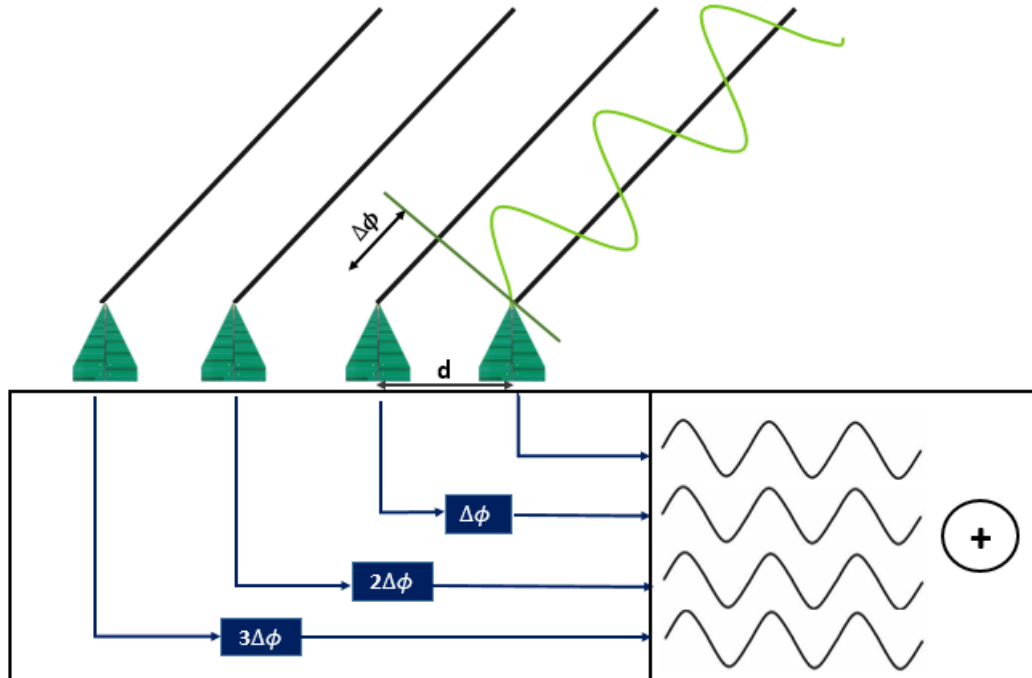


Figura 3-9 Esquema DOA para 4 antenas.

Como se representa en la Figura 3-9, todos los desfases están relacionados entre una antena y la siguiente, debido a que se conoce la distancia entre todas ellas. Además, se sabe que esta distancia es la misma entre todas las antenas, y se tiene que la señal llega a la primera antena con un desfase $\Delta\phi$ igual a cero. Como se ha visto, el desfase con el que llega la señal a cada antena se puede definir de la siguiente forma:

$$\Delta\phi = \sin(\theta) d \frac{2\pi f}{c} = \sin(\theta) d \frac{2\pi}{\lambda} \quad [3-10]$$

Además, la distancia entre la antena de referencia y la tercera antena del *array* es el doble que la que existe entre la de referencia y la segunda antena, y así sucesivamente. Por lo que el desfase también será proporcional de manera que $\Delta\phi_n = \Delta\phi (n - 1)$. Esta es la relación existente entre dichas antenas, y la que se tiene en cuenta a la hora de aplicar los desfases, de manera que al iterar, el desfase aplicado a cada antena sea el mismo multiplicado por el coeficiente $(n - 1)$, siendo n la posición de la antena en el *array*. La suma máxima seguirá siendo la que haga coincidir la señal original con el resto de señales desfasadas. De esta manera, se procede a simular el método DOA para cuatro antenas en Python.

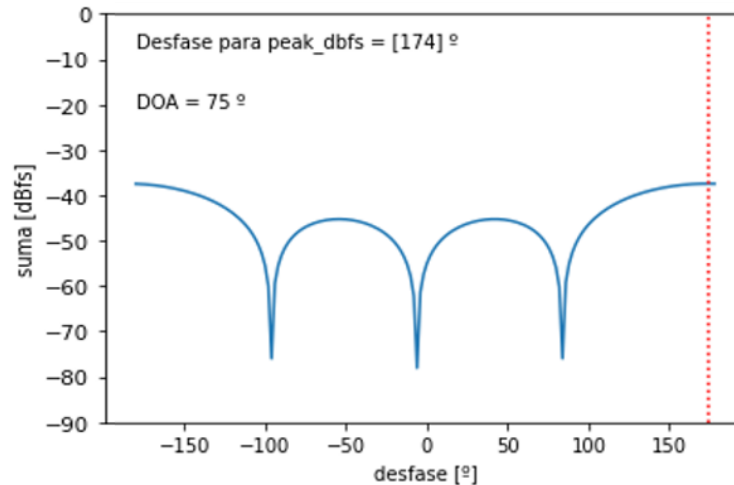


Figura 3-10 Representación $\Delta\phi$ y θ para DOA 75° (4 antenas).

La Figura 3-10 muestra la representación del ángulo de llegada y su desfase $\Delta\phi$, para un DOA simulado de 75°. Se prueba también el código para ángulos negativos (Figura 3-11).

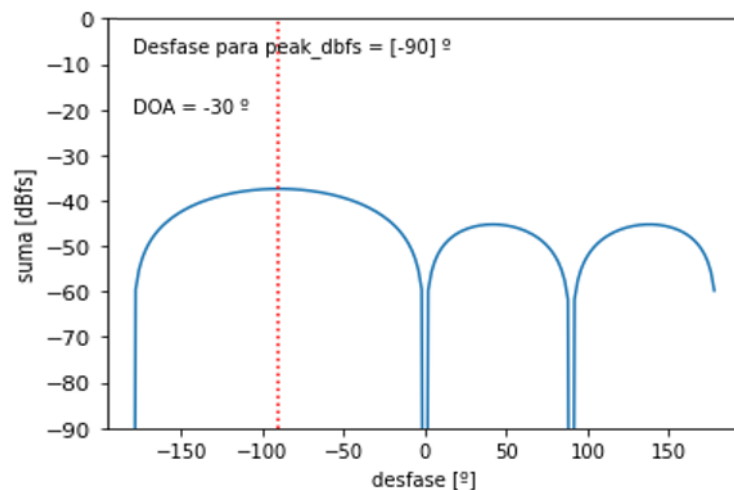


Figura 3-11 Representación $\Delta\phi$ y θ para DOA -30° (4 antenas).

Se ve el correcto funcionamiento de la simulación, y se observa cómo los valores de desfase coinciden con los correspondientes para cada ángulo según la Tabla 3-1. Se aprecia una principal diferencia entre esta simulación y la anterior, debido al factor de *array*. Este es la representación del cambio de las características de radiación de una antena por el hecho de ser agrupada con otras iguales a ella. El factor de *array* depende del número de elementos del *array*, así como de la distribución y orientación de las antenas. Un *array* de más antenas puede enfocar la energía de la señal obteniendo una mayor precisión, lo que resulta en una mayor ganancia en la dirección deseada y una menor ganancia en otras direcciones [19].

Para observar este factor, y una vez conocida la relación existente entre las distintas señales desfasadas, se decide modificar el código para N antenas. En el siguiente apartado se representa lo obtenido en la simulación.

3.4.1.3 Simulación en Python: DOA para N antenas

Continuando con el razonamiento del punto anterior, se generaliza la propuesta de cálculo para cuatro canales, y se reescribe para N antenas. De esta manera, en lugar de simular todas las señales recibidas desfasando la original, simplemente se crea un bucle para las $N-1$ señales que llegan desfasadas. De igual forma, a la hora de calcular el ángulo de llegada de la señal, se crea otro bucle para las $N-1$ señales para las que hay que comprobar el desfase aplicado. De este modo, se obtiene un código más corto y más útil (Anexo VI: Simulación N Antenas- DOA).

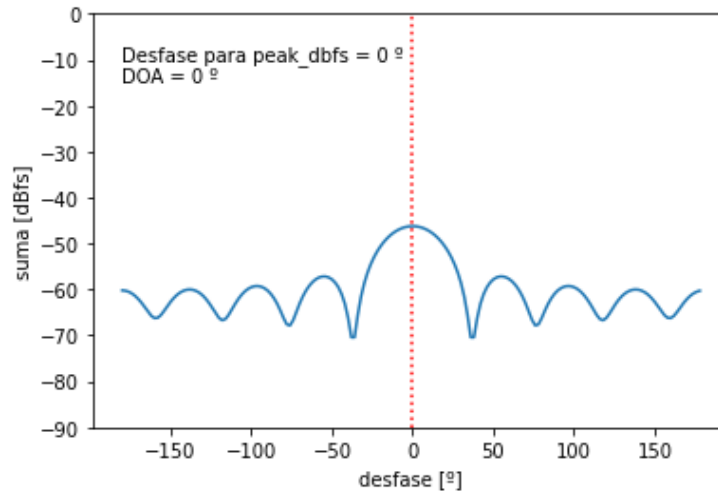


Figura 3-12 Simulación 0° y 10 antenas.

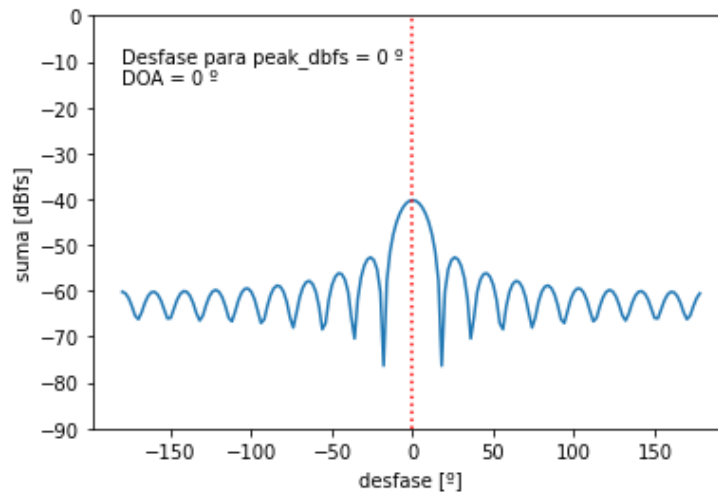


Figura 3-13 Simulación 0° y 20 antenas.

Se observa la diferencia entre un *array* de diez antenas (Figura 3-12), y un *array* de veinte antenas (Figura 3-13). Se puede afirmar que, aunque dependa de más factores, en general la directividad del sistema está directamente relacionada con el número de antenas del mismo.

Por ello, se comprueba el resultado para trescientas antenas, como se muestra en la Figura 3-14, confirmando lo comentado acerca de la relación proporcional existente entre el número de antenas de un *array* y su directividad.

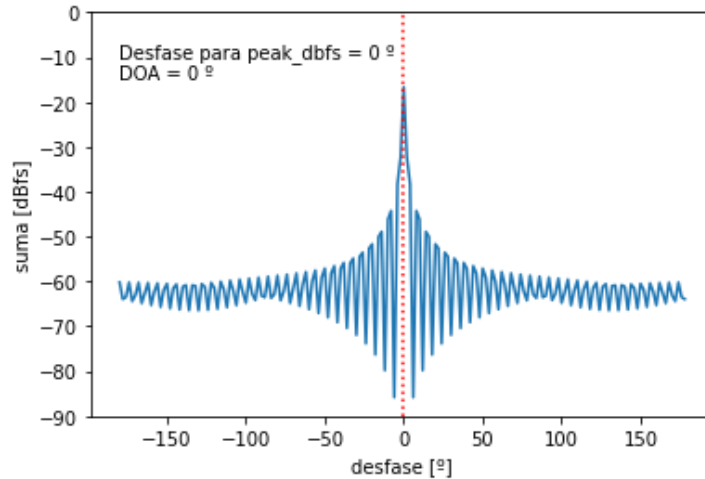


Figura 3-14 Simulación 0° y 300 antenas.

3.4.2 Propuesta inicial TDOA

En segundo lugar, se procede a desarrollar la técnica TDOA. Este sistema es muy similar al anterior, con la variación de que ya no es la diferencia de fase lo que se calcula, sino la diferencia del tiempo de llegada, entendida como retardo. Esta diferencia es:

$$\Delta t = \frac{d \sin \theta}{c} \quad [3-11]$$

Donde d sigue siendo la distancia entre antenas, y c hace referencia a la velocidad de propagación de la onda. Por lo que esta vez el ángulo de llegada se obtiene de la siguiente forma:

$$\theta = \sin^{-1} \left(\frac{\Delta t c}{d} \right) \quad [3-12]$$

Además, en la Figura 3-15, se representa la base de la explicación de este método, que como se aprecia, es similar a la del método anterior.

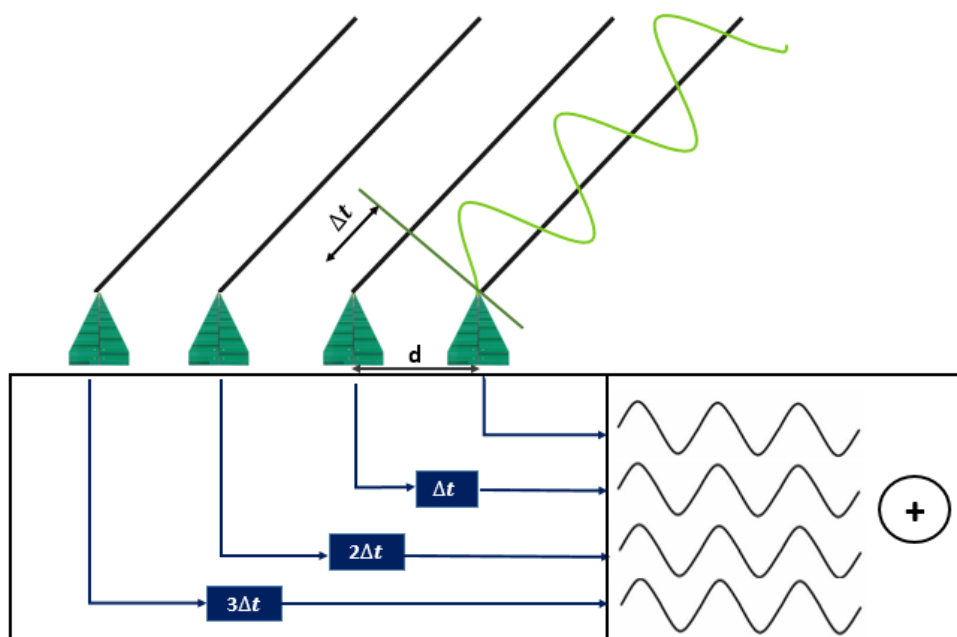


Figura 3-15 Esquema TDOA.

Como se ha visto en el apartado 2.2.3, el tiempo de llegada de la señal en función del ángulo viene dado por: $\tau_n(\theta) = \frac{d}{c} \sin \theta (n - 1)$, siendo n la posición correspondiente de la antena en el *array*. La señal es recibida por la primera antena en un tiempo “0”, siendo $\tau_1(\theta)=0$. A la siguiente antena separada una distancia d , la onda se aproxima retrasada un tiempo $\tau_2(\theta) = \frac{d}{c} \sin \theta$ siendo $n = 2$. Para la tercera antena, el tiempo de retardo aumenta a $2\tau_2(\theta)$, siendo $n = 3$, y así sucesivamente.

De esta forma, se procede a aplicar una serie de retardos a las señales que lleguen a cada una de las antenas, en función del tiempo de llegada. Los retardos pueden ir desde $-T_{máx}$ hasta $+T_{máx}$, siendo $T_{máx} = \frac{d}{c}$ coincidiendo con el valor en el que $\sin(\theta) = 1$. Sin embargo, debido a que el desfase $\Delta\phi$ depende de Δt de la forma $\Delta\phi = \Delta t 2\pi f$, lo que se hace es aplicar esa diferencia de tiempo como desfase entre la señal que llega a una antena y la siguiente. De esta manera, se busca Δt entre los valores comentados, y se aplican los desfases de la misma manera que en el método DOA.

El siguiente paso es la suma de todas las señales para encontrar el máximo, que se da cuando los desfases aplicados coinciden con el real, y todas las señales tienen el mismo valor. La forma de sumar las señales es la misma que en el método anterior; primero se realiza la FT de cada señal, y se suma en el dominio de la frecuencia. Posteriormente se calcula el ángulo de llegada para el Δt correspondiente al pico máximo, como se expresa en la ecuación [3-12].

Como en el caso anterior, se realiza una tabla con los valores de retardo en picosegundos que se espera obtener en función del ángulo de llegada (Tabla 3-2).

θ (°)	θ (rad)	Δt (ps)
0	0	0
20	1,07	266,37
30	1,57	389,41
45	2,22	550,71
60	2,72	674,47
75	3,03	752,28
90	3,14	778,82

Tabla 3-2 Valores de θ para cada Δt .

Por lo que, en la simulación, se pretende comprobar si realmente se corresponden estos valores de θ para cada Δt . Además, en la Figura 3-16, queda representada la explicación de este método de forma esquemática, teniendo en cuenta todo lo comentado anteriormente.

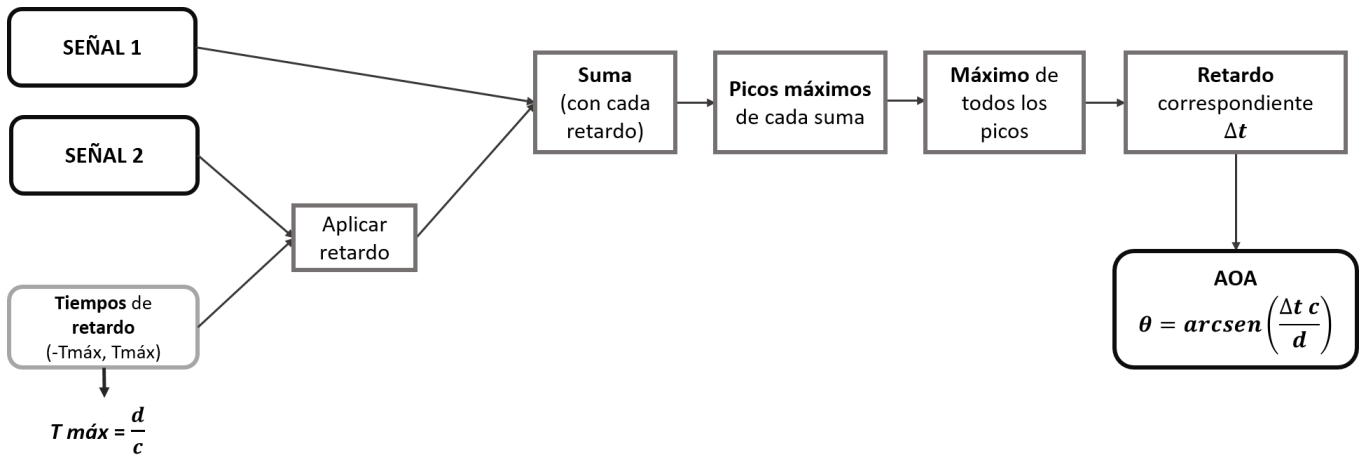


Figura 3-16 Esquema TDOA

3.4.2.1 Simulación en Python: TDOA para 4 antenas

Debido a que esta propuesta es muy similar a la anterior, se procede a simular directamente cuatro antenas en lugar de dos. En el Anexo VII: Simulación 4 Canales- TDOA queda desarrollado el código que permite demostrar la explicación anterior.

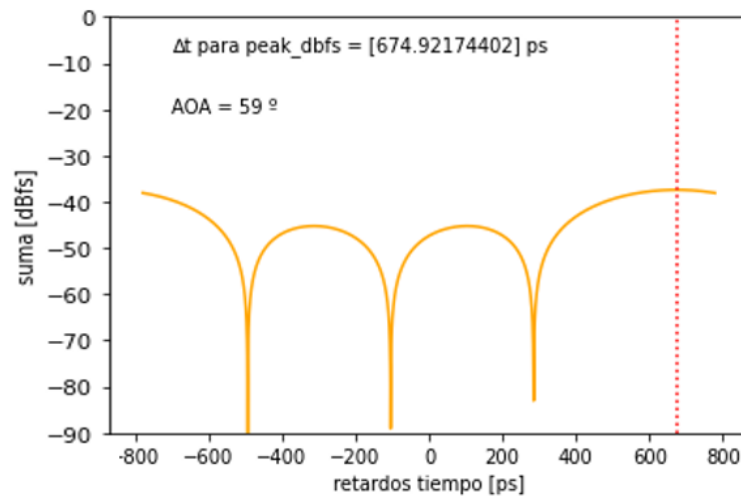


Figura 3-17 Representación Δt y θ para 60° (4 canales).

En primer lugar, se ejecuta la simulación para ángulos positivos (Figura 3-17). Se comprueba que el valor de Δt es muy aproximado al esperado que aparece en la Tabla 3-2. Sin embargo, se observa que para un ángulo de llegada simulado de 60° , el sistema calcula un valor del ángulo de llegada de 59° .

Esto se debe a que los retardos de tiempo se manejan en picosegundos, y todos los retardos posibles se comprueban en intervalos de $T_{máx}/2000$ picosegundos. Estos dos factores hacen que el resultado no sea exacto, ya que puede suceder que el intervalo aplicado de comprobación de retardo sea demasiado grande.

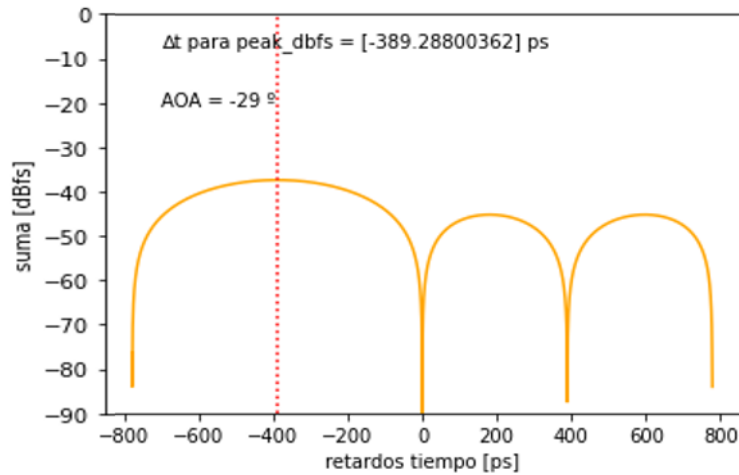


Figura 3-18 Representación Δt y θ para -30° (4 canales).

En la Figura 3-18 se representa el cálculo para un ángulo negativo de -30° . Se observa que ocurre lo mismo que en el cálculo de la Figura 3-17, ya que no se calcula de forma exacta el ángulo introducido en la simulación. Se comprueba también que Δt coincide aproximadamente con lo calculado anteriormente.

Por ello, se cambia la duración del tiempo de retardo a aplicar en cada comprobación, de $T_{max}/2000$ a $T_{max}/5000$, para que este sea menor, y el cálculo del ángulo de llegada pueda ser más preciso. Se comprueba la simulación tras este cambio.

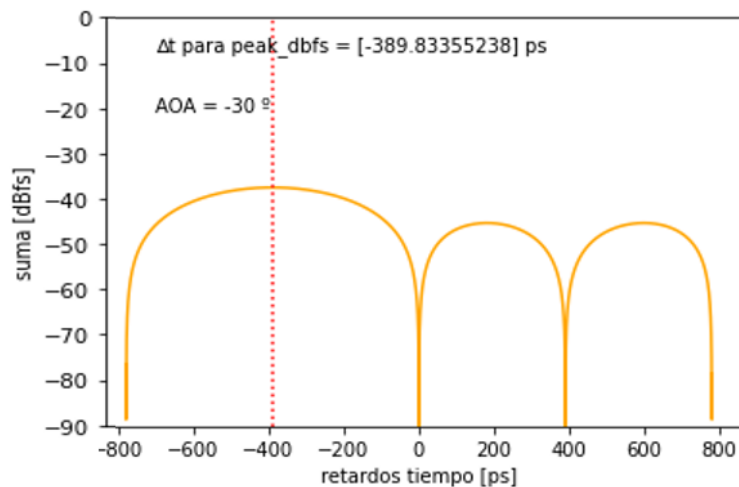


Figura 3-19 Representación Δt y θ para -30° tras el cambio.

En la Figura 3-19 se aprecia el aumento en la precisión del cálculo tras este cambio, y por lo tanto, el ángulo de llegada calculado pasa a ser el mismo que el ángulo simulado.

Del mismo modo que se ha hecho en la simulación DOA, se modifica el código para N antenas, para que sea más completa la visualización del comportamiento del sistema. Se muestra un ejemplo de TDOA para 0° y veinte antenas en la Figura 3-20. No se añade el código en los anexos ya que el razonamiento es exactamente igual al de la propuesta anterior.

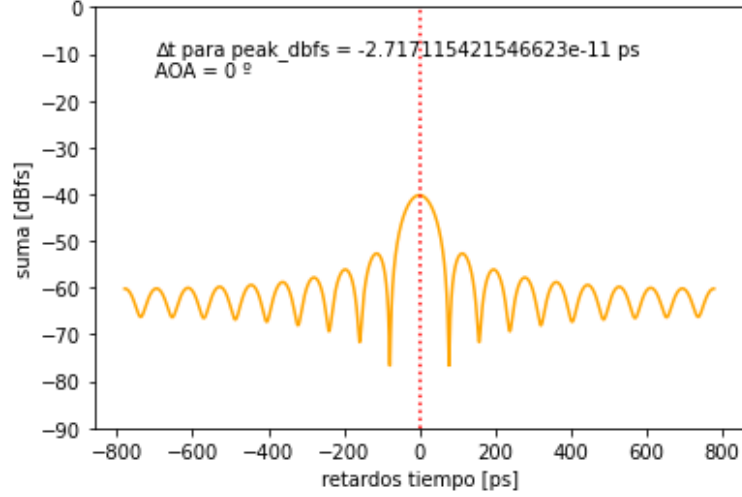


Figura 3-20 Representación Δt y θ para 0° y 20 antenas.

3.4.3 Propuesta inicial MUSIC

Esta propuesta está basada en la explicación del algoritmo MUSIC del apartado 2.2.3. Esta explicación se va a adaptar a una sola fuente, y N elementos del *array*. Por lo que se comienza definiendo la señal recibida:

$$y_n(t) = x(t)e^{j2\pi f(t+\tau_n(\theta))} + n_n(t) \quad [3-13]$$

Donde la combinación lineal de los datos de entrada viene dada por:

$$x(t) = a(\theta)s(t) + n(t) \quad [3-14]$$

Además, $s(t)$ es el vector de las señales incidentes, $n(t)$ es el vector de ruido y $a(\theta)$ es el vector de dirección. Sin embargo, para este caso, r_{ss} es un número, puesto que solo se simula una señal proveniente de una única fuente. La matriz de covarianza de entrada R_{xx} se puede expresar como:

$$R_{xx} = E[xx^H] = E[aa^H]E[ss^*] + E[nn^H] \quad [3-15]$$

$$R_{xx} = Ar_{ss} + \sigma^2_n I \quad [3-16]$$

A sería la matriz de dirección resultante de multiplicar $a(\theta)a^H(\theta)$, siendo $a(\theta)$ el vector de dirección de tamaño $N \times 1$. Por lo que la matriz A tiene un tamaño $N \times N$. El siguiente paso es la búsqueda de los autovalores y autovectores de la matriz de covarianza, de manera que se cumpla lo siguiente:

$$|R_{xx} - \lambda_i I| = 0 \quad [3-17]$$

$$(R_{xx} - \lambda_i I)\Phi_i = 0 \quad [3-18]$$

De esta forma, se tienen tantos autovalores y autovectores como antenas tiene el *array*. El siguiente paso, es ordenar los autovalores y autovectores de forma ascendente, de manera que el último de ellos sea el más grande, y sea el que pertenezca al subespacio de la señal. El resto, son menores que el primero, y por lo tanto pertenecen al subespacio del ruido. Por lo que se crea una matriz con los vectores propios del ruido [3-19]. El número de vectores de esta matriz, será el resultado de restar el número de antenas menos el número de fuentes presentes.

$$E_n = [\Phi_1 \Phi_2 \cdots \Phi_{n-1}] \quad [3-19]$$

Es esta matriz, la que se utiliza, para analizar el espectro, de tal manera que los valores máximos pertenecientes a la fuente que se está buscando, se obtengan de la siguiente manera:

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta)E_n E_n^H \mathbf{a}(\theta)} \quad [3-20]$$

De esta forma, por la ortogonalidad de los autovectores, el denominador de la ecuación [3-20] va a tender a 0. Además, el ángulo de llegada de la señal es el valor de θ en el que el espectro se hace máximo, y por tanto, existe una mayor probabilidad de que la señal provenga de la dirección θ . De esta manera, se pretende comprobar para cada ángulo (desde -90° hasta 90°) introducido en el vector de dirección, la ortogonalidad entre la matriz del subespacio del ruido y el vector de dirección. Por lo tanto, cuando el ángulo de llegada introducido corresponda con la dirección de llegada de la señal, el producto del denominador de la ecuación [3-20] tenderá a cero, y se obtendrá un máximo en el espectro.

En la Figura 3-21, se encuentra resumida la explicación anterior sobre el desarrollo del método MUSIC.

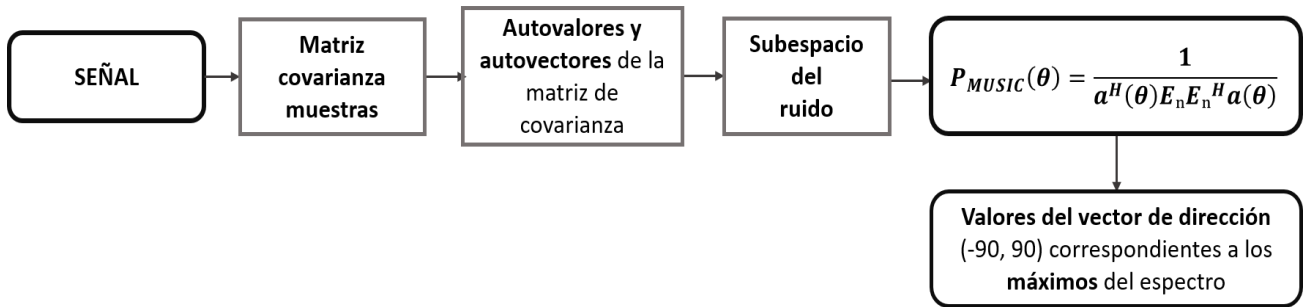


Figura 3-21 Esquema MUSIC.

3.4.3.1 Simulación en Python: MUSIC

En la realidad, la matriz de covarianza de la señal se desconoce, y por ello se realiza una estimación con un número finito de muestras. Sin embargo, debido a que la señal va a ser simulada, sí se conoce su matriz de dirección, y el vector señal, y por tanto sí se puede calcular la matriz de covarianza, de la forma expresada en la ecuación [3-16]. Por consiguiente, el vector de dirección $\mathbf{a}(\theta)$, asociado a la única fuente simulada viene dado por:

$$\mathbf{a}_n(\theta) = [e^{j2\pi\frac{d}{\lambda}\sin(\theta)1}, \dots, e^{j2\pi\frac{d}{\lambda}\sin(\theta)n}]^T \quad [3-21]$$

Como ya se ha explicado, se obtienen los autovalores y autovectores, y se ordenan de forma ascendente. De esta manera se puede construir la matriz del subespacio del ruido con los autovectores más pequeños, es decir, todos los que no pertenezcan al subespacio de la señal.

La señal es simulada de la misma manera que en los casos anteriores, es una onda coseno tal y como se muestra en la ecuación [3-1]. El código correspondiente a esta simulación, y que se muestra en el Anexo VIII: Simulación N Antenas- MUSIC, continúa aplicando todo lo explicado anteriormente. A continuación, se muestran los resultados obtenidos ejecutando dicho código.

En primer lugar, se observa cómo se comporta el sistema para el mismo ángulo de llegada, pero con diferente número de antenas. Se comienza simulando una señal con un ángulo de llegada de 0° , la cual es recibida por dos antenas (Figura 3-22).

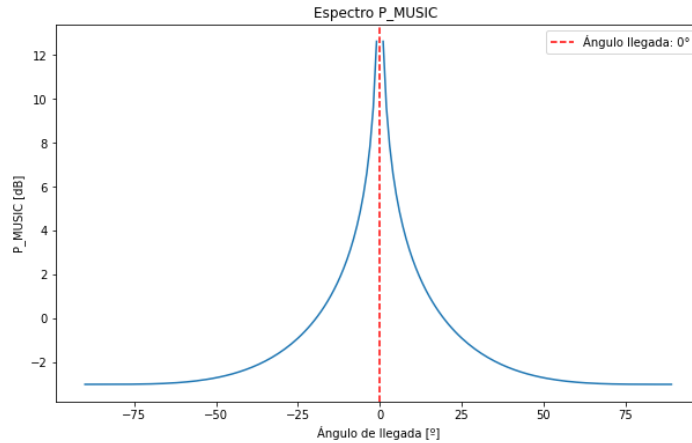


Figura 3-22 Espectro MUSIC: 0° y 2 antenas.

A continuación, se simula la señal desde el mismo ángulo, pero para un *array* de diez antenas (Figura 3-23).

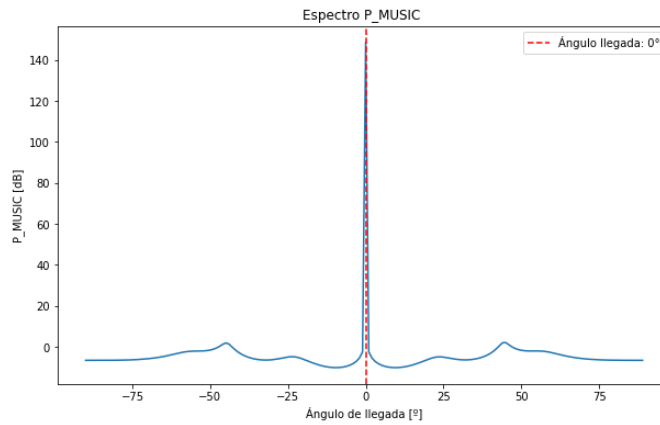


Figura 3-23 Espectro MUSIC: 0° y 10 antenas.

Por último, se simula de nuevo el mismo ángulo de llegada, pero para un *array* de cien antenas, como se muestra en la Figura 3-24.

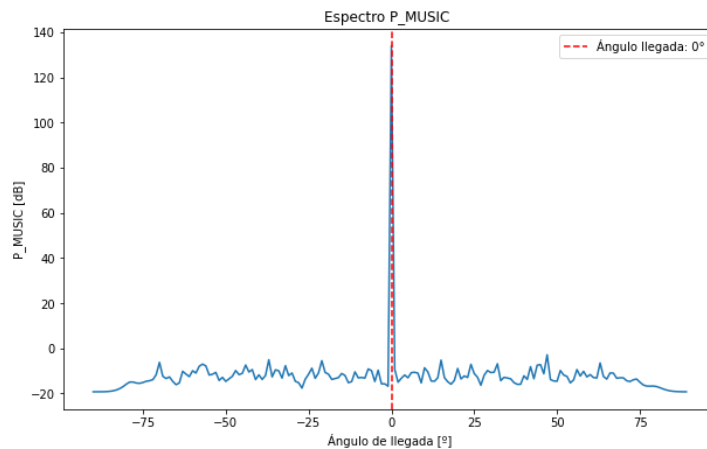


Figura 3-24 Espectro MUSIC: 0° y 100 antenas.

Se puede observar que, para los tres ejemplos simulados, cuantas más antenas tenga el *array*, más directivo es. Se aprecia una gran diferencia entre la Figura 3-22 para dos antenas, y la Figura 3-24 para cien. En la primera, la energía radiada se distribuye en un ángulo amplio, lo que resulta en una menor

directividad, mientras que en esta última la energía radiada se concentra en un ángulo mucho más estrecho, y preciso. A continuación, se comparan para un mismo número de antenas, diferentes ángulos. El número de antenas a simular es diez, y se comienza simulando un ángulo positivo, como 50° (Figura 3-25), para luego simular ángulos negativos como -65° (Figura 3-26).

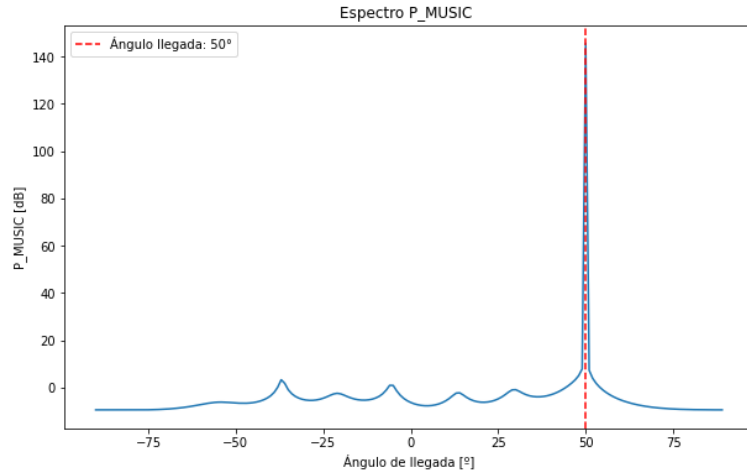


Figura 3-25 Espectro MUSIC: 50° y 10 antenas.

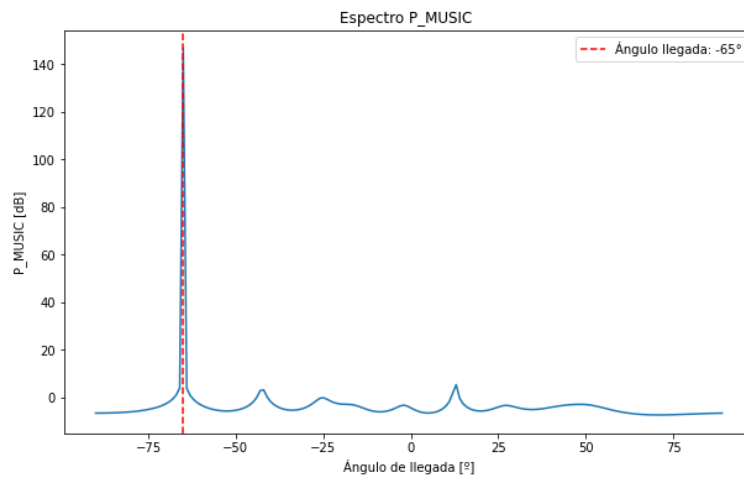


Figura 3-26 Espectro MUSIC: -65° y 10 antenas.

Se puede concluir que, la representación del ángulo con este método es muy rigurosa y concreta, puesto que también denota una mayor precisión en la representación que el resto de métodos desarrollados.

4 RESULTADOS / VALIDACIÓN / PRUEBA

Una vez realizadas las simulaciones de los diferentes métodos, se procede a comprobar todo lo desarrollado en el apartado 3.4. En la Figura 4-1 se representa de forma esquematizada qué montajes han sido utilizados para cada método, los cuales se detallan a continuación.

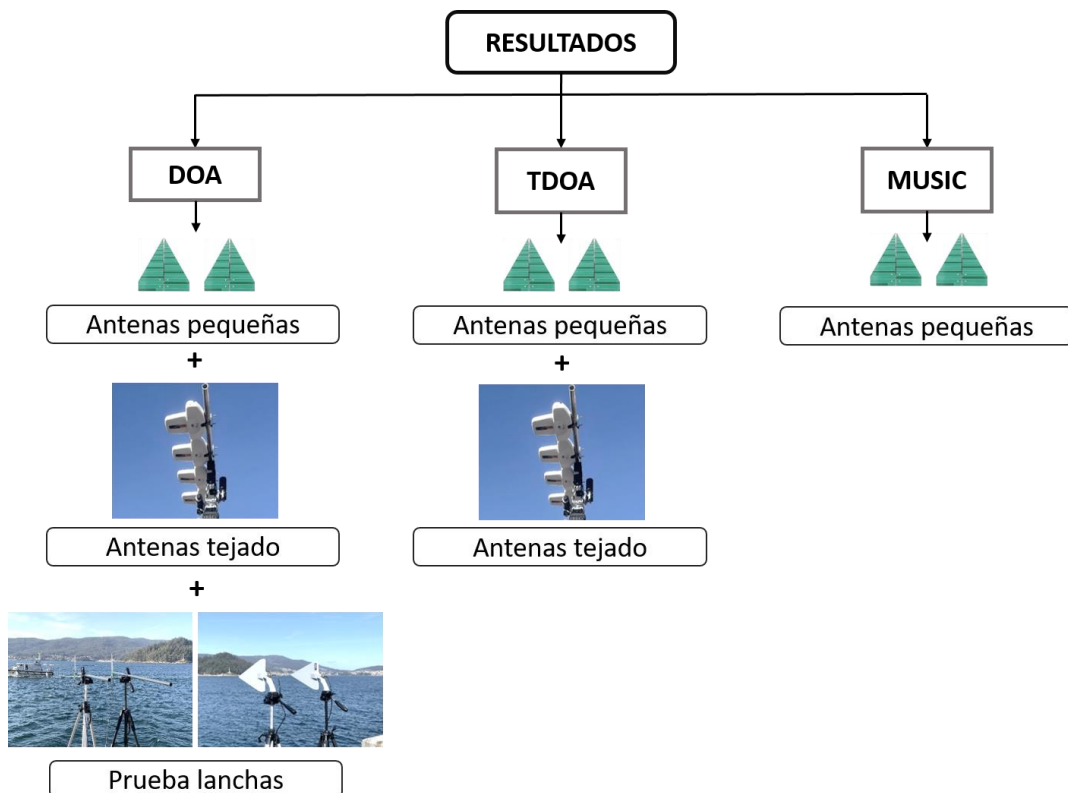


Figura 4-1 Esquema montajes utilizados.

4.1 Resultados obtenidos: DOA

4.1.1 Pluto SDR: 2 Antenas direccionales pequeñas

En este montaje se utilizan las dos antenas pequeñas direccionales descritas en el apartado 3.3.2. Además, el código utilizado para la obtención de estos resultados, es similar al de la simulación DOA para dos canales, con la única diferencia de que ya no se simula la señal, sino que se genera con la SDR, tal y como se muestra en el Anexo IX: Código de configuración y control del PlutoSDR - DOA.

En esta primera prueba, las dos antenas receptoras deben estar a una distancia de $\frac{\lambda}{2}$, que es 65 mm, para una frecuencia de 2,3 GHz. Además, se transmite desde una distancia de aproximadamente un metro (Figura 4-2).

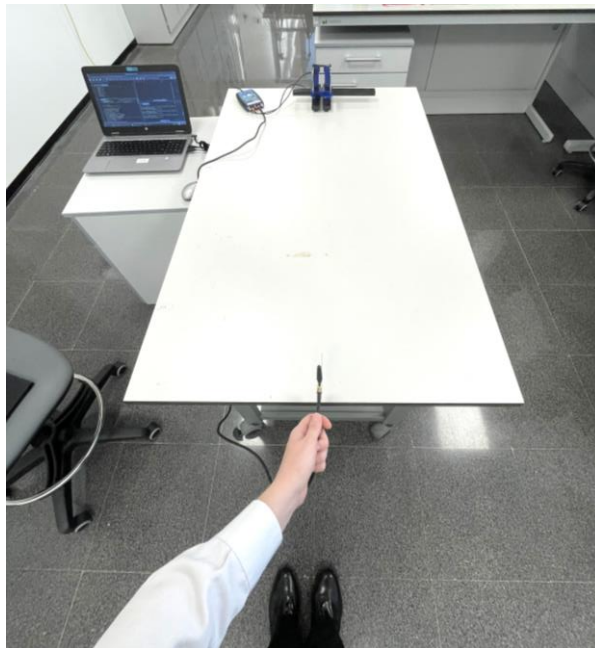


Figura 4-2 Descripción visual del montaje inicial.

A continuación, se conecta la SDR al ordenador, y se ejecuta. La propia SDR va a hacer de transmisor y de receptor. En este caso solo es utilizado uno de los canales de transmisión, además de los dos de recepción conectados a las antenas. Además, debido a que se conoce la distancia entre antenas, el ángulo de llegada se simplificaría de la siguiente forma:

$$\theta = \sin^{-1} \left(\frac{\Delta\phi}{\pi} \right) \quad [4-1]$$

El primer paso es calibrar el sistema, que puede tener un cierto error o desfase inicial debido al hardware empleado, la longitud de los cables, etc. Para ello, se coloca el transmisor en la posición de 0° , y se comienza a transmitir. El desfase que se muestra en la gráfica será el error inicial, y este valor se introduce en el código a la hora de calcular el desfase, para añadir una corrección. Se obtiene un desfase de 160° , por lo que se introduce en la variable *phase_cal*, y el sistema pasa a estar calibrado.

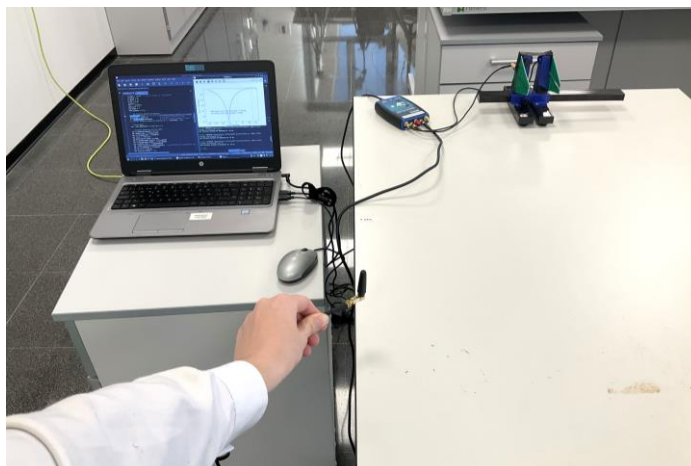


Figura 4-3 Posición transmisor 45°.

Se observa también que, conforme se va moviendo el transmisor, va variando el ángulo de llegada en el gráfico dinámico. En la Figura 4-3, se muestra el transmisor en un ángulo aproximado de 45°, y en la Figura 4-4 se ve la representación gráfica del máximo de la señal. El pico máximo ocurre cuando el desfase es de +128°, y el código calcula el ángulo de llegada, que para ese instante es 46°. Se comprueba, para diferentes ángulos de transmisión, cómo coinciden los valores calculados del ángulo de llegada con los esperados. También se comprueba para ángulos negativos, como -70° (Figura 4-5).

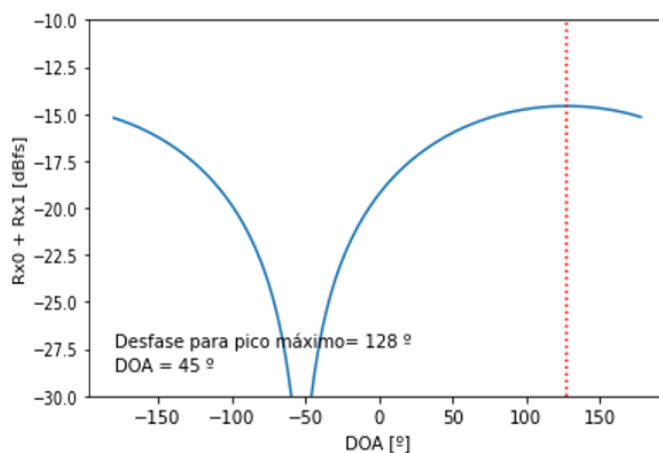


Figura 4-4 Representación del desfase y cálculo DOA (45°).

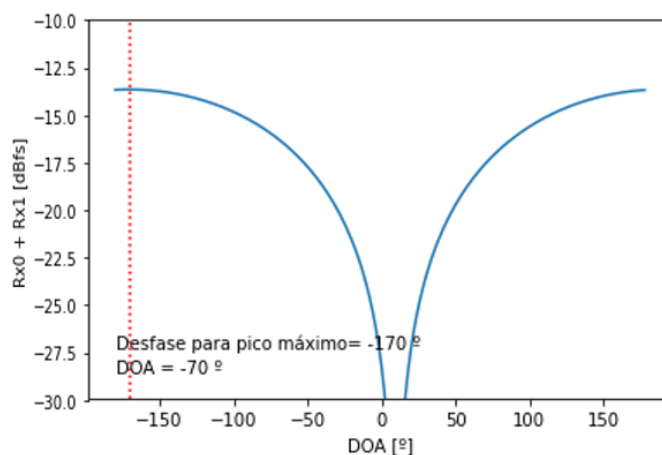


Figura 4-5 Representación del desfase y cálculo DOA (-70°).

Para este montaje, no se aprecia una señal claramente estable. Para la misma posición del transmisor, los valores de las gráficas fluctúan alrededor del valor del DOA real. Además, donde más fluctúa la señal es en las proximidades de los valores límite, como $+90^\circ$ o -90° . Aun así, el cálculo es bastante preciso, muy parecido al realizado en la simulación.

4.1.1.1 Variación de la propuesta para exteriores

Se mueve el montaje al exterior del laboratorio para comprobar el funcionamiento y la precisión del sistema (Figura 4-6).



Figura 4-6 Array de 2 antenas en exterior.

Se comprueba que, para este caso, la precisión en el cálculo del ángulo de llegada es muy similar al calculado en el interior del laboratorio. Sin embargo, se aprecia de forma clara una menor amplitud en la señal (Figura 4-7). Esto puede ser debido a interferencias, que se dan por la presencia de otras señales electromagnéticas cercanas, en forma de ruido. Por ello, se varía la ganancia en función del resultado para recibir la mayor potencia posible.

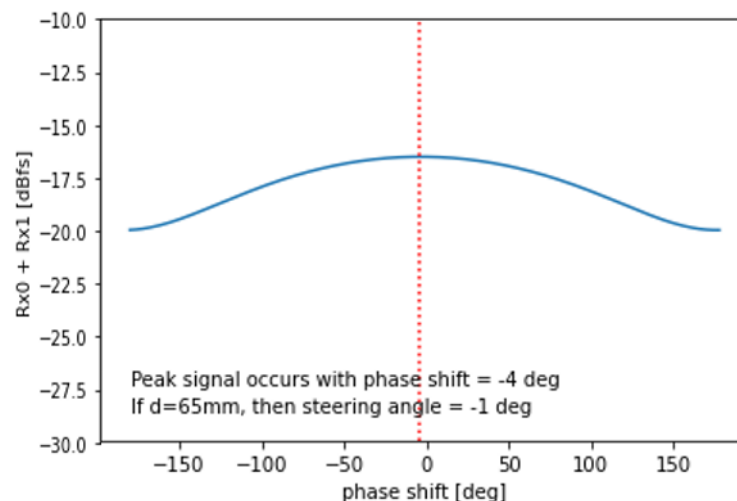


Figura 4-7 Ángulo de llegada para 0° (exterior).

4.1.2 Pluto SDR: 2 Antenas DINOVA BOSS

Se realiza una segunda prueba del método DOA utilizando dos de las antenas del *array* que se encuentra en el tejado del laboratorio. La SDR a emplear va a ser la misma que en el caso anterior (Pluto SDR). Sin embargo, solo se utilizan los dos canales de recepción, y ninguno de transmisión. La transmisión se realiza desde otro transmisor, para poder dejarlo estático en el exterior del laboratorio. Esta señal, también es una onda coseno, generada con GNU Radio (Figura 4-8), con una frecuencia portadora de 642 MHz. Además, la distancia entre las antenas aumenta a 233 mm aproximadamente, y se pretende transmitir desde una distancia aproximada de 10 m.

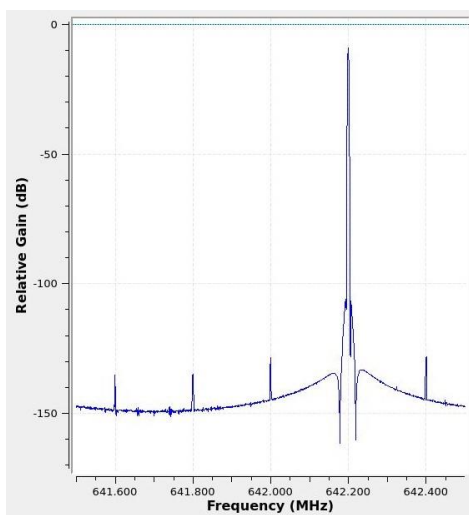


Figura 4-8 Transmisión GNU Radio.

A continuación, se coloca el transmisor alineado con las antenas, para calibrar la señal. Para esta posición (Figura 4-9), se obtiene un ángulo de llegada de -1° , con un desfase de -6° (Figura 4-10). Para corregirlo, se añade el valor de -6° a la variable *phase_cal* del código, que es igual al del Anexo IX: Código de configuración y control del PlutoSDR - DOA, con la diferencia de que ya no se programa la transmisión desde la SDR, sino que se está generando la señal desde otro dispositivo.



Figura 4-9 Posición transmisor para calibración.

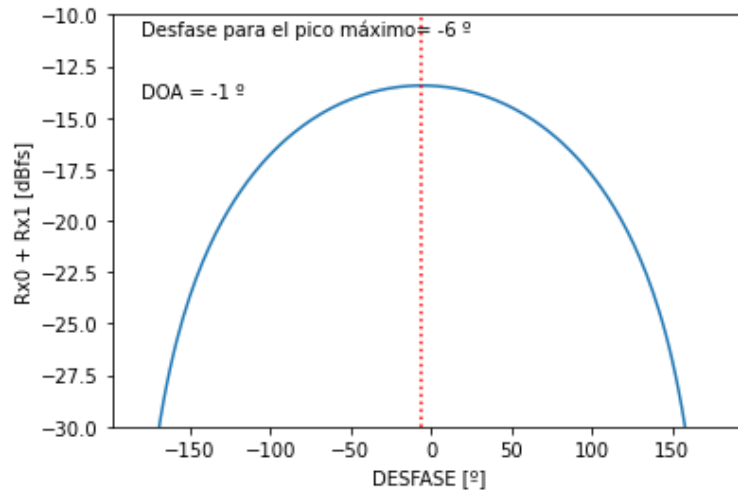


Figura 4-10 DOA 0° antes de la calibración.

Una vez añadido el desfase inicial a la variable *phase_cal*, se obtiene un valor de DOA de 0° en la gráfica resultante (Figura 4-11).

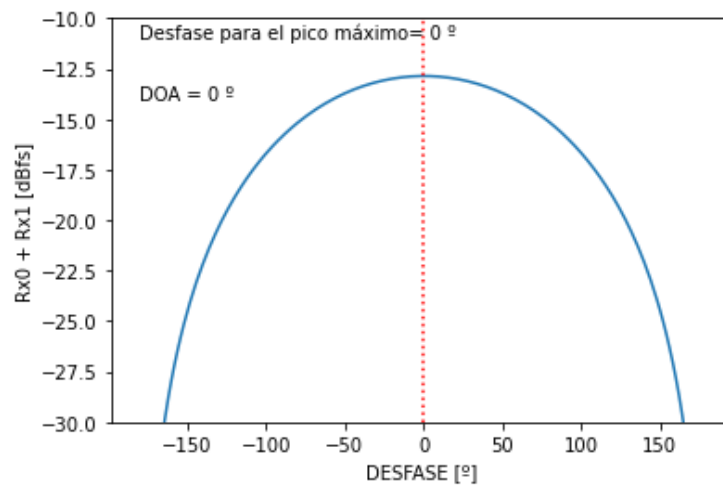


Figura 4-11 DOA 0° después de la calibración.

A partir de aquí, se comprueba el sistema para diferentes posiciones del transmisor. Primero, se coloca aproximadamente a 35° respecto de la posición de alineación anterior, como se muestra en la Figura 4-12.



Figura 4-12 Posición transmisor 35°.

Se comprueba el correcto funcionamiento del código, y la precisión del sistema, mediante la gráfica obtenida al ejecutarlo.

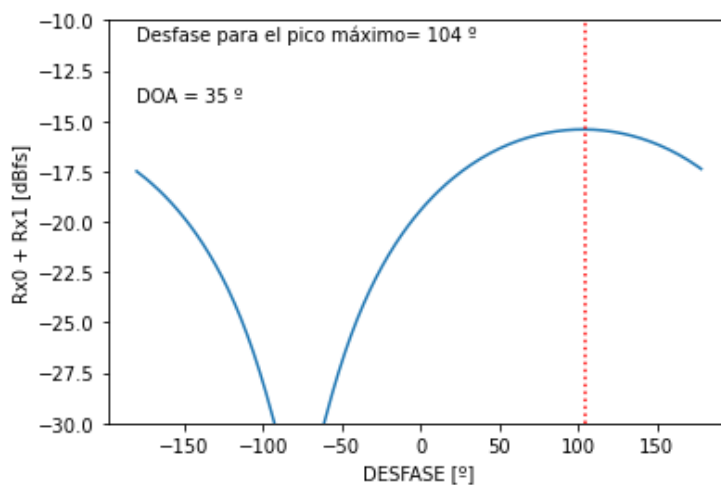


Figura 4-13 Ángulo de llegada 35°.

A continuación, se comprueba el sistema para ángulos negativos como -15°, por lo que se coloca el transmisor aproximadamente en esta posición, como se muestra en la Figura 4-14.



Figura 4-14 Posición transmisor -15°.

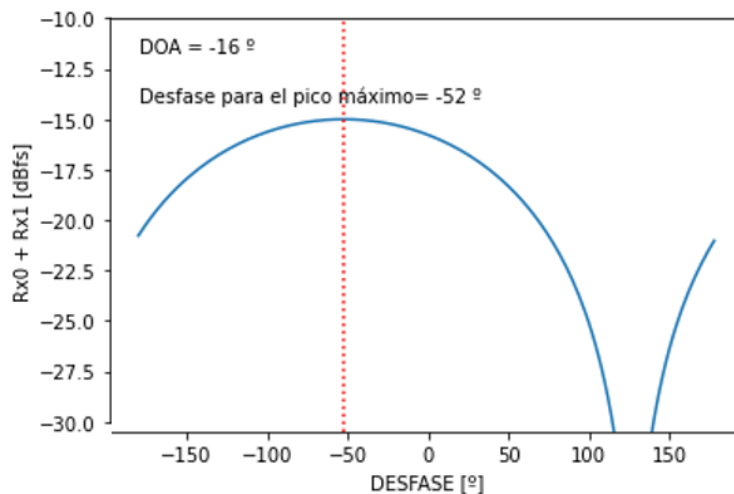


Figura 4-15 Ángulo de llegada -15°.

Con estas antenas, tanto en el caso de la Figura 4-13 como para el de la Figura 4-15, se aprecia una gran exactitud en el cálculo del ángulo de llegada, además de una mayor estabilidad que con el montaje anterior. En cada iteración el ángulo calculado es el mismo, y la gráfica ya no fluctúa, como se apreciaba con las otras antenas. A continuación, se procede a alejar el transmisor aproximadamente 150 m, para observar el comportamiento del sistema (Figura 4-16).



Figura 4-16 Posición transmisor 50° y alejado.

Para este caso, se observa una menor amplitud en la suma de las dos señales representada en la gráfica (Figura 4-17). Esto se debe al aumento de la distancia entre el receptor y el transmisor, y puede ser corregido cambiando la ganancia de las antenas.

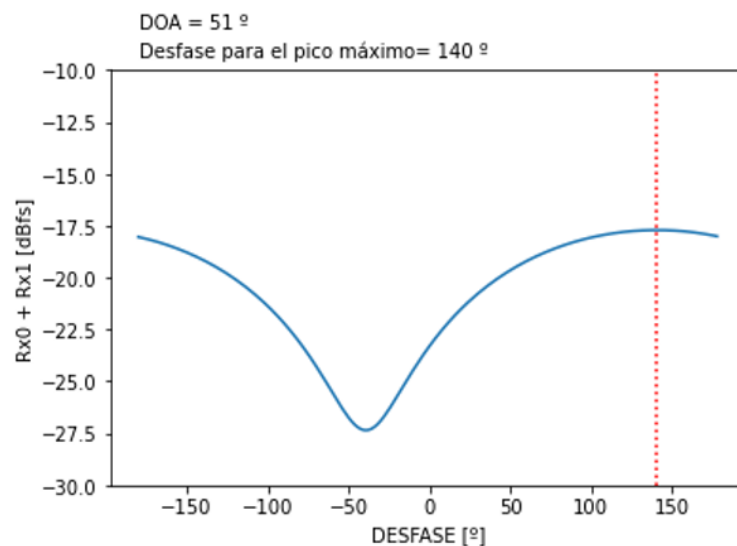


Figura 4-17 Ángulo de llegada 50°.

4.1.3 Pluto SDR: Prueba con Lanchas de Instrucción

La idea de este apartado, es la comprobación del método DOA, para una señal emitida por una de las lanchas de instrucción. Todos los equipos de comunicaciones de las lanchas transmiten en un rango de frecuencias que solo llega hasta los 400 MHz. Sin embargo, las antenas pequeñas utilizadas en el apartado 4.1.1 solo reciben a partir de 1,5 GHz, por lo que esto imposibilita la realización de esta prueba con las lanchas de instrucción utilizando dichas antenas. Por lo tanto, se cambian las antenas por otras más grandes, también directivas, como se muestra en la Figura 4-18.



Figura 4-18 Antenas direccionales grandes.

A continuación, se pretende calcular la dirección de llegada de la señal, cuando la lancha transmita a una frecuencia de 399,5 MHz, la cual está dentro de su plan de frecuencias. Para ello, en un determinado instante comienza a transmitir. La lancha pasa a una distancia aproximada de 200 metros, y mantiene una velocidad constante de seis nudos.

En la Figura 4-19 se muestra el escenario de esta propuesta, y la derrota que se espera que siga la lancha. El receptor se encuentra en el punto marcado por la flecha roja, y se espera comenzar a recibir cuando la lancha se encuentre en el segundo punto representado.

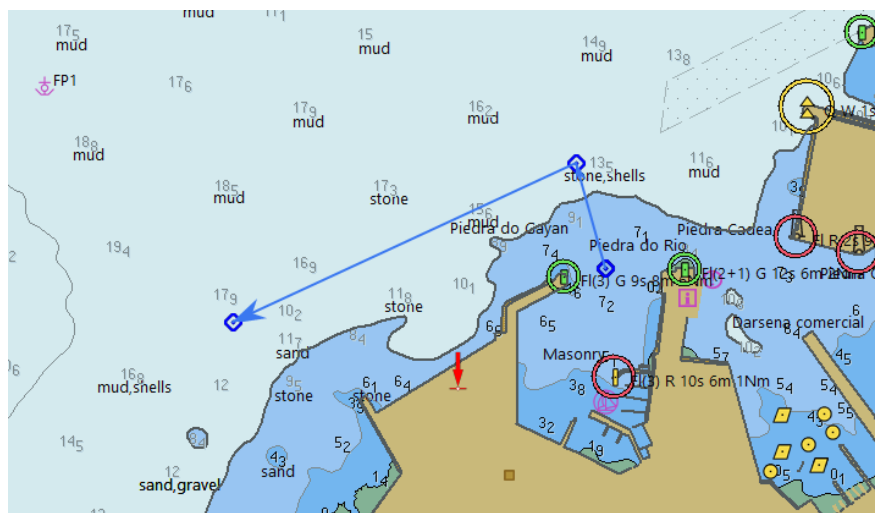


Figura 4-19 Escenario transmisor lancha de instrucción.

Con esto no solo se puede comprobar si se recibe la señal del equipo de comunicaciones de la lancha, sino que se prueba también el cálculo de la dirección de llegada. Por ello, se estima que se reciba la señal desde los 60° hasta los -60° aproximadamente, como se muestra en la Figura 4-20.

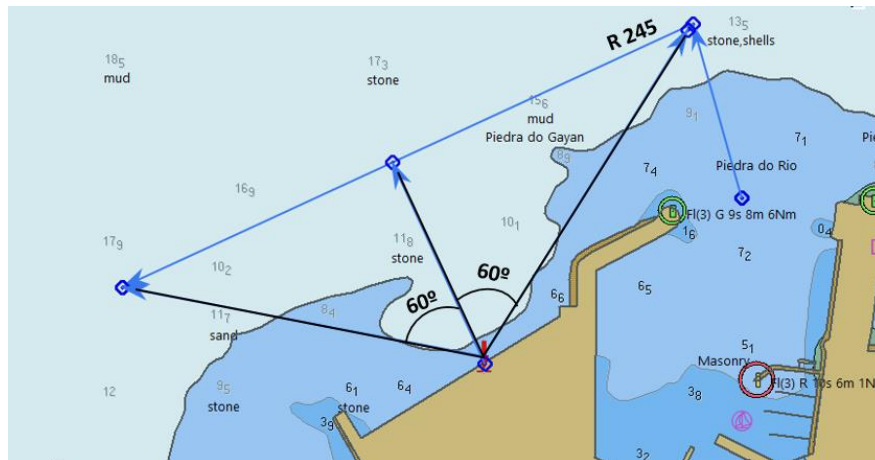


Figura 4-20 Rango de ángulos de llegada.

En el primer intento de esta propuesta, se comprueba que estas antenas no realizan el cálculo del ángulo de llegada de la señal de forma correcta para la frecuencia de transmisión utilizada por las lanchas. De tal forma que se recibe la señal procedente del equipo de comunicaciones de la lancha, pero no se observa de manera correcta un claro cambio en el ángulo de llegada de la señal. Es por esto que, se realiza un segundo intento cambiando estas antenas directivas, por otras antenas de dipolo V- 120° . Estas antenas, están formadas por dos segmentos telescópicos simétricos separados entre sí 120° . Los brazos del dipolo pueden extenderse desde una distancia mínima de 17 cm hasta 95 cm, permitiendo ajustar la frecuencia de resonancia dentro de ciertos márgenes. En teoría, las nuevas antenas recibirían desde los 100 MHz aproximadamente, por lo que se podría ver el funcionamiento del sistema (Figura 4-21).



Figura 4-21 Antenas no directivas con la lancha *GM Salas* de fondo.

Sin embargo, al no ser tan directivas como las otras, la señal, aunque se transmite con gran potencia (Figura 4-22), no se recibe de la misma manera, ya que la señal recibida es más débil. Estas antenas no son omnidireccionales, ya que no radian en todas las direcciones de forma equitativa, pero sí tienen un patrón de radiación en forma de toroide. De esta forma, su patrón de radiación es más amplio y está

menos definido que el de las antenas direccionales, lo cual, entre otros factores, generalmente las hace menos ideales en aplicaciones que requieran una alta precisión en la determinación del ángulo de llegada.

Asimismo, estableciendo la mínima distancia de las varillas, que es 19 cm, la frecuencia de resonancia es de 356 MHz, que no es exactamente la frecuencia a la que transmiten las lanchas. La frecuencia de resonancia se refiere a la frecuencia en la cual la antena responde con la mayor eficiencia posible. La señal recibida es débil, de tal manera que no es posible apreciar de forma evidente el cambio en la dirección de llegada de esta señal (Figura 4-23).

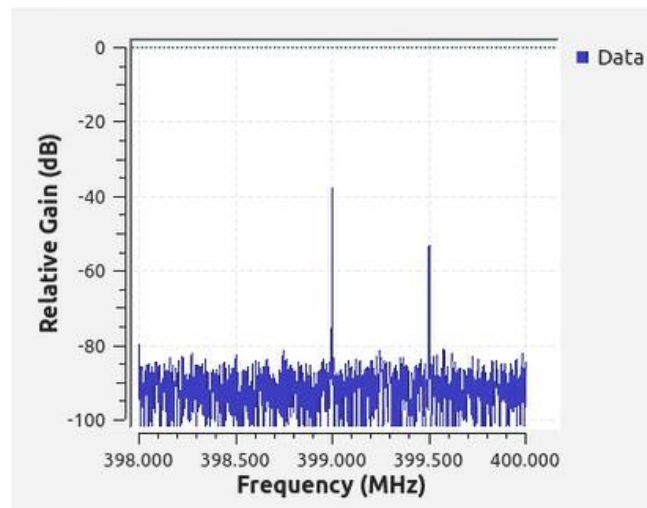


Figura 4-22 Señal (399.5 MHz) representada en frecuencia.

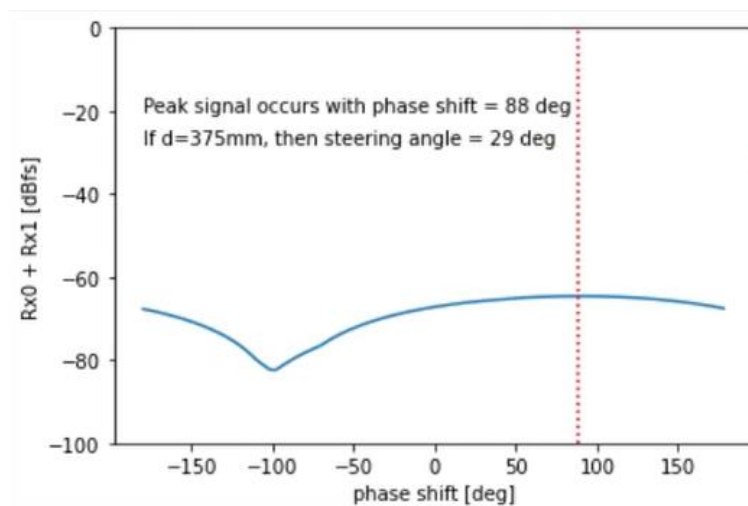


Figura 4-23 Señal recibida por las antenas.

Se concluye, por tanto, que se necesitaría disponer de unas antenas direccionales de comunicaciones, de tal manera que recibiesen en una banda concreta de frecuencias, pero que también fuesen más directivas que las segundas antenas utilizadas. Por desgracia, no se cuenta con tales antenas, por lo que se procede a comprobar hasta qué valor en MHz se calcula correctamente el ángulo de llegada con las antenas direccionales de las que se dispone.

4.1.2.1 Comprobación de frecuencias para antenas utilizadas

Para la comprobación de los valores de frecuencia, se transmite desde la SDR, y la señal se recibe desde las antenas direccionales utilizadas en el caso anterior. Se pretende transmitir una señal de 1 GHz y a partir de ahí la intención es disminuir la frecuencia, para ver hasta qué valor en MHz funciona correctamente este sistema. En teoría estas antenas reciben a partir de 600 MHz, y llegan hasta una frecuencia de 9 GHz. Se comienza transmitiendo a una frecuencia de 1 GHz, siendo la distancia entre antenas de 150 mm (Figura 4-25), y con la que se obtiene una precisión similar a la alcanzada con las antenas pequeñas (Figura 4-24).

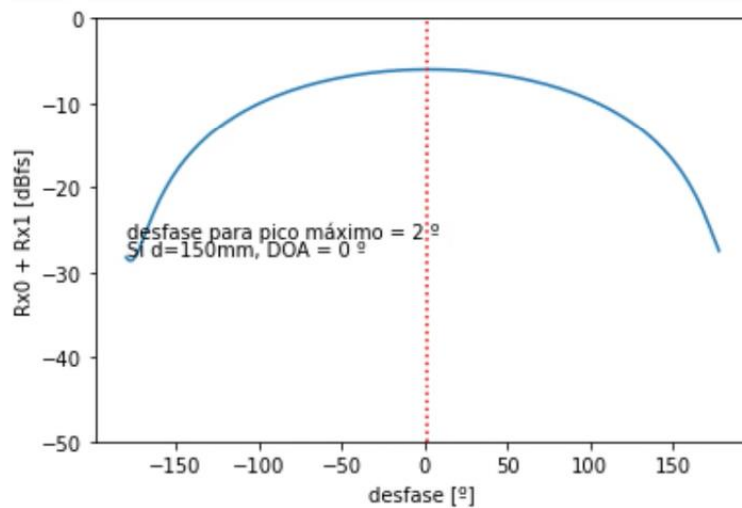


Figura 4-24 DOA 0° para 1GHz.



Figura 4-25 Comprobación antenas para transmisión 1 GHz.

Se observa como este sistema funciona correctamente, hasta un ángulo aproximado de $\pm 65^\circ$ (Figura 4-26), donde se aprecia que la onda realiza una inversión de fase. En teoría, esta inversión, o salto, debería darse en el límite, cuando el transmisor se aproxime a los 90° , sin embargo, se detectan saltos de fase ya en las proximidades de los 70° .

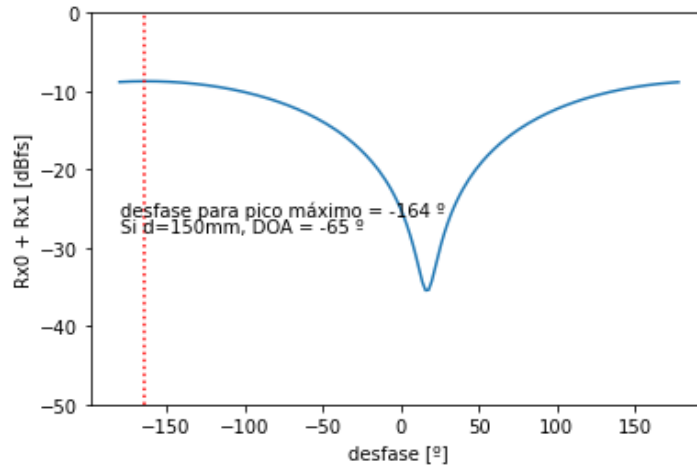


Figura 4-26 DOA -65° para 1 GHz.

Posteriormente, se confirma un equivalente rendimiento del sistema para una frecuencia de transmisión de 900 MHz, y una distancia entre antenas de 166 mm. Por lo tanto, se disminuye la frecuencia de transmisión a 800 MHz, estableciendo una distancia entre antenas de 187 mm.

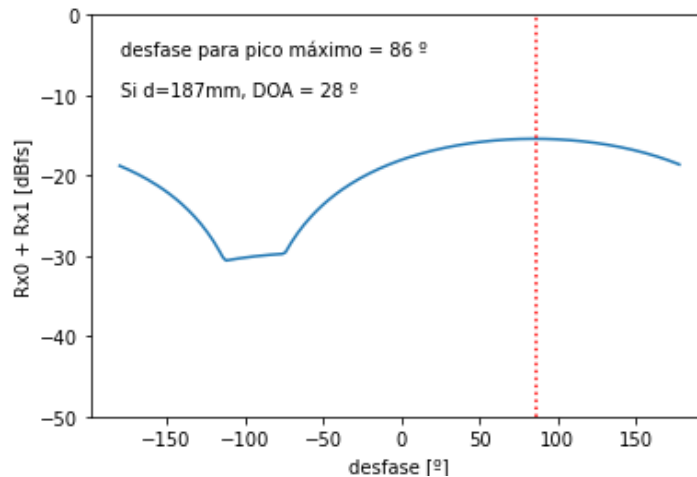


Figura 4-27 DOA 30° para 800 MHz.

En la Figura 4-27 se ilustra el ángulo de llegada para la posición del transmisor de 30°, y en la Figura 4-28 el ángulo de llegada para una posición de -15°.

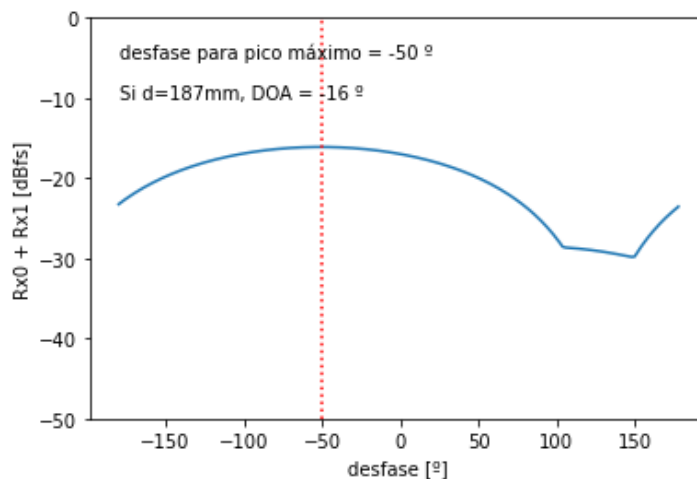


Figura 4-28 DOA -16° para 800 MHz.

A partir de la frecuencia de transmisión de 800 MHz ya se advierte una gran pérdida de calidad a la hora de calcular el DOA. La señal recibida se aprecia más débil que para otras frecuencias. Debido a esto, el cálculo ya no se hace correctamente, de manera que la señal representada en la gráfica fluctúa constantemente, además de no ser coherente con las diferentes posiciones del transmisor. Por lo tanto, aunque teóricamente la banda de frecuencias de recepción de estas antenas comience en los 600 MHz, no es hasta los 800 MHz cuando el sistema demuestra una mayor precisión a la hora de calcular el ángulo de llegada.

4.2 Resultados obtenidos: TDOA

4.2.1 Pluto SDR: 2 Antenas direccionales pequeñas

El código para esta valoración de los resultados del método TDOA, se muestra en el Anexo X: Código de configuración y control del PlutoSDR – TDOA. Como en el caso anterior, se montan las antenas direccionales pequeñas, a una distancia de 65mm. Después, se coloca el transmisor en 0° y se calibra. El retardo inicial se añade a la variable *time_cal*, que para este caso es de -80 ps. Una vez añadido el retardo, el ángulo de llegada es de 0° (Figura 4-29).

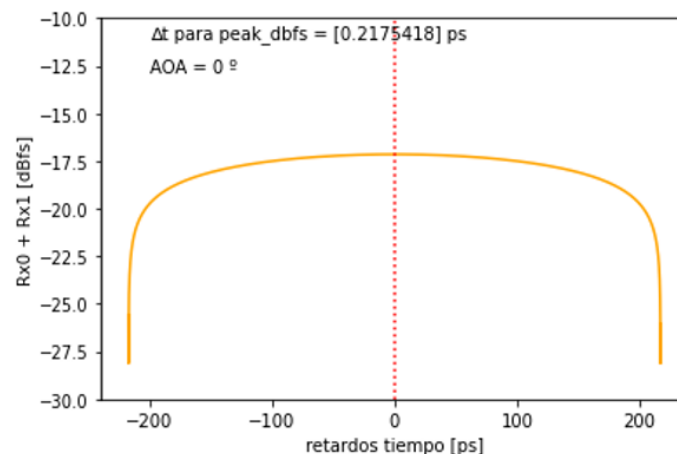


Figura 4-29 Ángulo de llegada para 0° (TDOA).

La Figura 4-29 muestra el ángulo de llegada de la señal calculado mediante la técnica TDOA, siendo la posición del transmisor de 0° respecto a las antenas. Se comprueba para diferentes ángulos el funcionamiento de esta técnica, como se muestra en la Figura 4-30, para un ángulo de 25° .

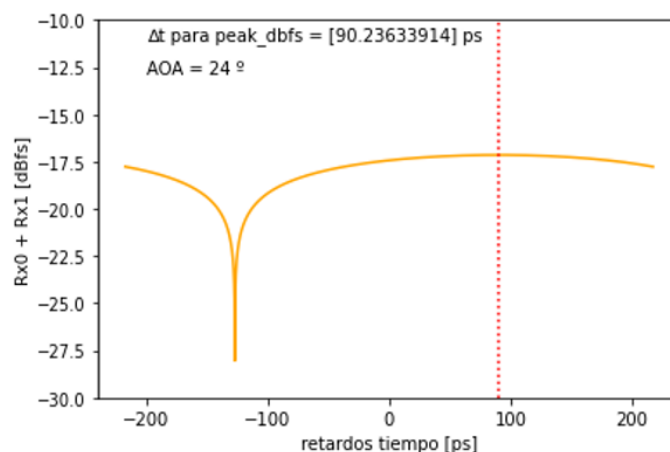


Figura 4-30 Ángulo de llegada para 25° (TDOA).

La Figura 4-31 corresponde a la posición del transmisor en la que obtenemos la representación de la Figura 4-30, que sería de 25° respecto a la dirección de las antenas.



Figura 4-31 Posición transmisor 25°.

Se observa que, con el método TDOA, la precisión de la representación del ángulo de llegada es muy similar a la del método DOA, para las mismas antenas. El ángulo es ligeramente más estable que en el método DOA, ya que no fluctúa en gran medida, pero también es un poco menos preciso, por lo ya comentado en el subapartado 3.4.2.1.

4.2.2 Pluto SDR: 2 Antenas DINOVA BOSS

Al igual que para el método DOA, se realiza una segunda prueba del método TDOA con las antenas que se encuentran en el tejado del laboratorio. El montaje es exactamente igual que el del apartado 4.1.2, de manera que solamente se utilizan los dos canales de recepción de la SDR, correspondientes a las dos antenas, y se transmite con otro transmisor. Esta señal se muestra en la Figura 4-8, y es la misma que para dicho apartado, por lo que la distancia entre las antenas sigue siendo 233 mm. El siguiente paso es el de la calibración inicial, por lo que se coloca el transmisor en una posición aproximada de 0° con las antenas, como se muestra en la Figura 4-9, y se comienza a transmitir.

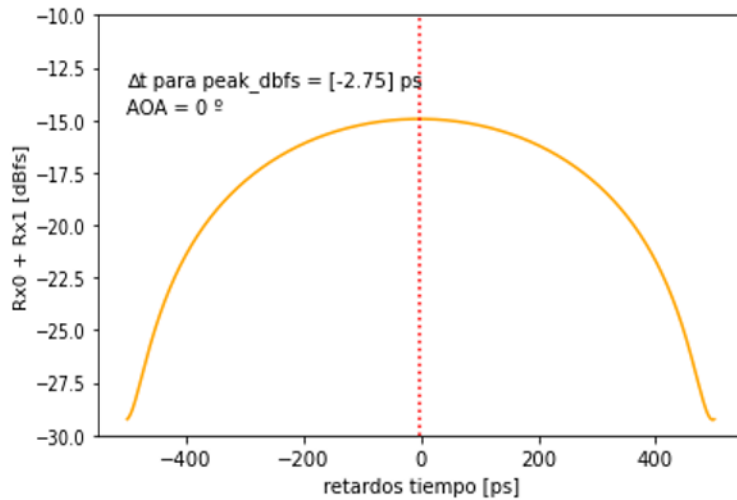


Figura 4-32 Ángulo de llegada 0° después de calibración.

En la Figura 4-32 se muestra el ángulo calculado después de la calibración, al añadir un retardo inicial de 67,49 ps a la variable *time_cal*. Una vez realizada la calibración inicial, se procede a comprobar el comportamiento para diferentes ángulos.



Figura 4-33 Posición transmisor -15°.

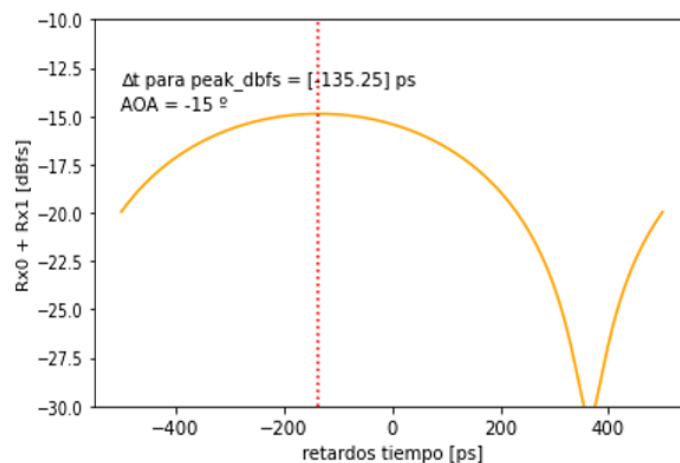


Figura 4-34 Ángulo de llegada -15°.

La Figura 4-34 corresponde al ángulo de llegada calculado en la posición de la Figura 4-33. Este montaje sigue siendo más exacto y constante que con las antenas pequeñas, al igual que se ha visto con el método anterior. Se comprueban también ángulos positivos, como 45° (Figura 4-35). Se concluye, por tanto, que el cálculo realizado utilizando las antenas instaladas en el tejado del laboratorio es mucho más

firme y estable que el resto de antenas utilizadas, no solo porque estas antenas están siempre fijas, sino porque el transmisor también es estático para cada comprobación de los ángulos.

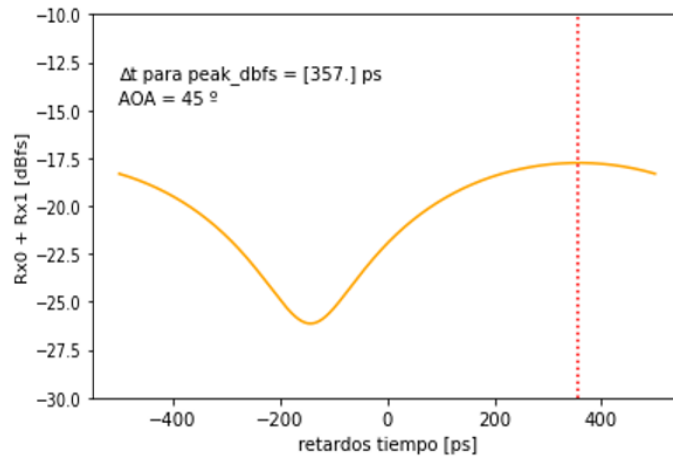


Figura 4-35 Ángulo de llegada 45°.

4.3 Resultados obtenidos: MUSIC

4.3.1 PlutoSDR: 2 Antenas pequeñas direccionales

A continuación, se estima el ángulo de llegada mediante el algoritmo MUSIC, comenzando por ángulos positivos (Anexo XI: Código de configuración y control del PlutoSDR – MUSIC). Para ello, se montan las dos antenas pequeñas direccionales, transmitiendo con la SDR a una frecuencia de 2,3 GHz. Como se ha comentado, dado que la matriz de covarianza de la señal se desconoce, se realiza una estimación con un número finito de muestras. En este caso, se están tomando 2^{12} muestras (*NumSamples*) para cada canal de recepción de la SDR. A medida que se obtienen los datos de recepción de la SDR, se van extrayendo las muestras de cada canal, y se combinan para posteriormente calcular la matriz de covarianza.

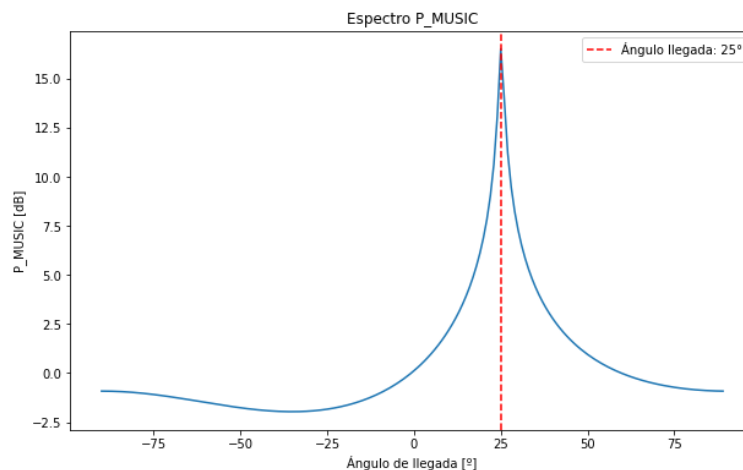


Figura 4-36 Ángulo de llegada para 25° (MUSIC).

La Figura 4-36 muestra la representación del ángulo de llegada para la posición de 25° del transmisor respecto de las antenas. Sin embargo, debido a que el espectro MUSIC depende de los autovalores y autovectores de la matriz de covarianza, y que a su vez estos pueden variar aleatoriamente debido a la naturaleza estocástica de la señal recibida, se observa cierta irregularidad en el cálculo del ángulo de llegada. Además, el método MUSIC es sensible a la determinación del subespacio del ruido, que también

puede variar aleatoriamente. Se comprueban también los ángulos negativos (Figura 4-37) antes de realizar conclusiones al respecto.

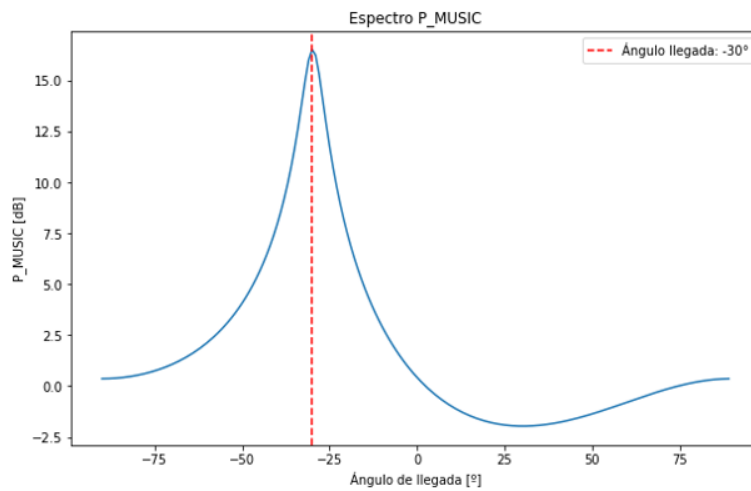


Figura 4-37 Ángulo de llegada para -30° (MUSIC).

Una vez realizada esta prueba, se observa cómo el método MUSIC sí es considerablemente más directivo que los otros dos métodos, pero que la precisión para dos antenas no es la obtenida en la simulación. Debido a la considerable sensibilidad de este sistema, el número de antenas del *array* determina la solidez y consistencia del cálculo. Es por esto que, solo se comprueba este método con las antenas pequeñas en el interior del laboratorio, para tener un entorno más controlado, y que el sistema se encuentre menos expuesto al ruido.

5 CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

En este apartado se pretende exponer los principales problemas encontrados durante el desarrollo de este trabajo, además de valorar los resultados obtenidos, y presentar una serie de conclusiones. Para finalizar, se plantea una serie de tendencias futuras relacionadas no solo con el presente trabajo, sino con la GE y las medidas de apoyo electrónico (ESM).

5.1 Problemas encontrados

5.1.1 *Software a emplear*

El primer obstáculo con el que se encontró este trabajo fue el software utilizado. En un primer momento se tuvo la idea de emplear el software GNU Radio, para el diseño del sistema de radiogoniometría obteniendo los mismos resultados que se obtuvieron con Python. Con la utilización de esta plataforma, hubiese sido más cómodo cambiar algún parámetro del sistema o modificar el diseño en función del número de antenas o del método DF a realizar.

Se realizó una versión similar al código de Python para el cálculo del ángulo de llegada con el método DOA, de manera que se desfasaba una de las dos señales y se sumaba a la de referencia, aplicando la FT. Sin embargo, nos encontramos con la imposibilidad de crear bucles en esta plataforma, de tal forma que muchas de las acciones realizadas en Python, no se podían ejecutar. Por esta razón, el bucle realizado en Python que se utiliza para aplicar un desfase diferente y sumar las señales desfasadas hasta encontrar la máxima suma no se pudo realizar, de manera que se sumaban las señales, pero había que cambiar manualmente el desfase a aplicar. Por lo que a medida que se movía el cursor horizontal que permitía esta selección, iba variando la señal, hasta que se encontraba un máximo. Por este motivo, se continuó con la idea de utilizar Python para cada caso, modificando los parámetros y las operaciones directamente en el código.

5.1.2 *Antenas receptoras*

La imposibilidad de realizar la prueba del sistema con el equipo de comunicaciones de las lanchas, vino dada por la falta de antenas receptoras de comunicaciones en el laboratorio. Todas las antenas de las que se disponía, recibían en una banda de frecuencias que no coincidía con la de los equipos de comunicaciones utilizados en las lanchas. Sumada a esto, está la necesidad de contar con pares de antenas, de tal forma que, aunque se contase con alguna antena receptora en la banda de frecuencias necesaria, se necesitarían al menos dos de ellas para poder utilizarlas en el sistema.

Las antenas DINOVA BOSS utilizadas en el *array* del tejado, reciben en MHz. No obstante, no podían ser utilizadas en la recepción de las señales de la lancha debido a que son antenas que reciben en la banda de televisión, y esta comienza en la frecuencia de 470 MHz hasta 694 MHz en UHF. Debido a que estas antenas cuentan con un filtrado por banda de frecuencias muy drástico, tampoco cabía la posibilidad de recibir la señal emitida de 399,5 MHz.

Por lo tanto, este problema supuso un gran obstáculo a la hora de comprobar el sistema de diferentes formas. Existen numerosas antenas que reciben en la banda de frecuencias necesaria para recibir de forma correcta las señales, como la que se muestra en la Figura 5-1.

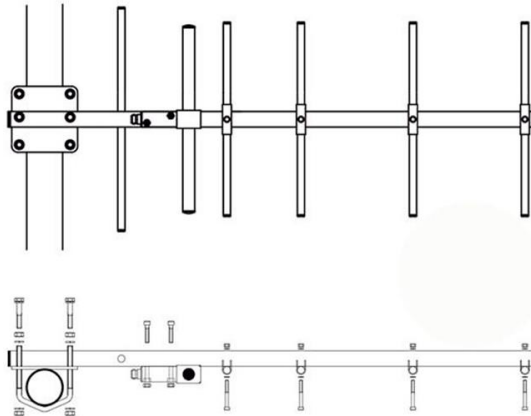


Figura 5-1 Ejemplo antena direccional (385 – 470 MHz) [20].

Estas antenas son de tipo Yagi direccionales de seis elementos, que reciben en una banda de frecuencias que va desde los 385 MHz hasta los 470 MHz (UHF). Con dos de estas antenas se podría calcular el ángulo de llegada de la señal de 399,5 MHz emitida por las lanchas de instrucción. Estas son solo un ejemplo de los incontables tipos de antenas que existen y que se podrían obtener para recibir las bandas utilizadas en comunicaciones. Concretamente, la banda de frecuencias reservada para las comunicaciones marinas está entre los 156 y los 174 MHz (VHF), y sería mucho más fácil obtener dos o más antenas que recibiesen en dicha banda. Con este tipo de antenas sería posible recibir la señal de cualquier canal del Servicio Móvil Marítimo.

5.2 Valoración de los resultados y conclusiones

En primer lugar, destacar que se han conseguido alcanzar los objetivos propuestos en lo que se refiere al desarrollo de un sistema de radiogoniometría de bajo coste, evaluando diferentes métodos.

Valorando las simulaciones, el método con el que mejores resultados se han alcanzado en términos de exactitud y precisión es MUSIC, debido a la obtención del ángulo de llegada basada en la localización de picos de energía en el espectro. Seguidamente estarían los métodos DOA y TDOA, que en la simulación eran prácticamente iguales, aunque DOA llegó a ser ligeramente más exacto. La ventaja del algoritmo MUSIC frente a los otros dos métodos radica en la capacidad para distinguir y separar señales que provienen de diferentes direcciones de llegada, incluso cuando estas señales están próximas en el espacio.

Por otro lado, el montaje que más estabilidad y exactitud aportó al sistema fue el compuesto por las dos antenas del tejado. Esto vino dado no solo por la estabilidad del transmisor, que se encontraba estático, sino por la precisión aportada por las antenas utilizadas.

5.3 Tendencias futuras

Se plantean una serie de consideraciones y mejoras para el presente trabajo, tomándose como líneas futuras a seguir. Además, se espera que, en los próximos años, tomando como referencia un horizonte temporal cercano al 2030, se implementen una serie de nuevas tecnologías o tendencias en lo referido a GE en la Armada, las cuales se comentarán también.

5.3.1 Líneas futuras del presente trabajo

La principal línea a seguir de este trabajo podría ser la comprobación del cálculo del ángulo de llegada para varias fuentes. Esto, se podría realizar mediante los métodos basados en el subespacio, como el algoritmo MUSIC, o el resto de los mencionados en el apartado 2.2.3. De esta forma, se podrían realizar pruebas con todas las lanchas de instrucción, transmitiendo a la vez para obtener varias fuentes. Para ello, sería necesario disponer de un *array* de más antenas, para el correcto funcionamiento del sistema empleando estos métodos. Además, dichas antenas deberán recibir en la banda de frecuencias marinas, y será recomendable que sean directivas, como las planteadas en el apartado 5.1.2. De esta manera, se conseguiría mejorar los resultados de este trabajo.

5.3.2 Líneas futuras relacionadas con la GE en la Armada

Actualmente, los sensores Radar y de GE embarcados en las plataformas navales no perjudican de manera crítica la dinámica de la plataforma, pero sí influyen negativamente en la firma radar de dichas plataformas. Esto es debido tanto a los mástiles metálicos, que se comportan como potentes reflectores de las señales radar incidentes, como por los distintos sensores y antenas situados en dichos mástiles [2].

Lo que se propone es sustituir los mástiles del barco por una estructura cerrada que contenga en su interior todos los sensores necesarios. Por lo tanto, se espera que en los futuros buques los sensores y antenas estén integrados en la misma superficie de la superestructura de la plataforma. Estas antenas, que serían de tipo *array* plano, se utilizarían por los equipos radar, de comunicaciones y de GE del buque. Además, con estas plataformas no solo se conseguiría reducir su firma radar y su firma infrarroja, sino que también llevaría al aumento del campo de visión de estos sensores [2].

Es por esto que, se podría plantear la realización de un sistema de radiogoniometría de bajo coste utilizando un *array* plano, en lugar de un *array* lineal.



Figura 5-2 Futuro destructor DDG 1000 (U.S. Navy) [2].

En la Figura 5-2 se pueden observar las distintas antenas del buque, integradas en la superestructura y en la superficie del barco, representadas de color oscuro.

Por otra parte, el avance de las tecnologías de comunicación ha permitido la creación de redes de intercambio de datos más amplias y rápidas. En el futuro, la capacidad de intercambiar información en tiempo real entre todos los componentes del medio operativo será esencial para el éxito de las operaciones militares. Para lograr esto, se conectará en una red común todos los sistemas y fuerzas que participan en las operaciones, de forma que cada usuario pueda acceder, utilizar y difundir la información que pueda ser de interés en cada instante.

Actualmente, la interacción entre los sistemas de GE en diferentes plataformas es limitada, por lo que esto proporcionaría una mayor rapidez y precisión en la localización de emisores, lo que mejoraría la capacidad de detección de amenazas repentinas y móviles (emisores “*pop-up*”). Así mismo, se aumentaría la extensión del área bajo vigilancia.

Por último, se conseguiría una gestión más eficiente de los recursos disponibles: La operación coordinada evitaría el empleo de recursos de una determinada plataforma ESM para la localización e identificación de emisores que ya han sido previamente identificados por otras plataformas ESM, lo que permitiría dedicar los recursos de proceso de datos a nuevas señales desconocidas Figura 5-3 [2].

Es por esto que, se plantea la realización de un sistema basado en la interconexión de los datos obtenidos por diferentes subsistemas de radiogoniometría como el realizado en el presente trabajo.

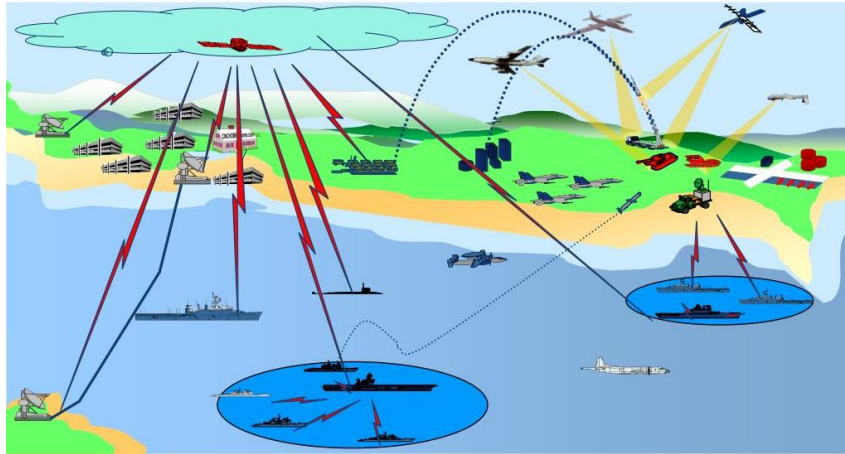


Figura 5-3 Esquema de un escenario típico de operaciones en red [22].

6 BIBLIOGRAFÍA

- [1] OTAN, *MC 64/7 NATO EW Policy*.
- [2] Ministerio de Defensa, *La Guerra Electrónica en España*, 2009.
- [3] Centro de Doctrina de la Flota, *Doctrina Táctica de Guerra Electrónica en la Armada (D-DF-55)*.
- [4] G. L. M. Mezo, «FORO NAVAL,» 19 Julio 2016. [En línea]. Available: <https://foronaval.com>. [Último acceso: 10 Enero 2023].
- [5] D. Karwatka, «Robert Watson-Watt and Radar,» *Technology's past*, 2009.
- [6] J. Sánchez, «La fragata Almirante Juan de Borbón en Eagle Eye,» *Revista Naval*, 2017.
- [7] J. M. N. García, «Defensa.com,» 17 Septiembre 2018. [En línea]. Available: <https://www.defensa.com>. [Último acceso: 17 septiembre 2023].
- [8] INDRA, [En línea]. Available: <https://www.indracompany.com/en/>. [Último acceso: 2 febrero 2023].
- [9] Pub. ENM 5351, *Guerra Electrónica de las comunicaciones*, 2005.
- [10] Publicación, MC 64.
- [11] P. Denisowski, *An Introduction to Radio Direction Finding Methodologies*.
- [12] R. Schwarz, «Introduction into Theory of Direction Finding».
- [13] T. Collins, *gr-doa: Direction Finding in GNU Radio*, 2017.
- [14] H. L. V. Trees, *Optimum Array Processing*, 2002.
- [15] «Everythingrf.com,» 27 Junio 2020. [En línea]. Available: <https://www.everythingrf.com>. [Último acceso: 26 Enero 2022].
- [16] M. Montoya, *Estimación del DoA empleando métodos de rastreo de subespacio aplicados a MUSIC y ESPRIT.*, Baja California, 2006.

- [17] Z. Wang, «Robust Capon Beamforming,» *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 10, nº 6, 2003.
- [18] L. G. Millán, «Luis García Millán,» [En línea]. Available: <https://luisgarciamillan.es/>. [Último acceso: 8 Marzo 2023].
- [19] P. J. Bevelacqua, «Antenna Arrays: Performance Limits and Geometry Optimization,» Mayo 2008. [En línea]. Available: <https://www.antenna-theory.com>. [Último acceso: 11 Marzo 2023].
- [20] BANTEN14057, «Amazon,» [En línea]. Available: www.amazon.es. [Último acceso: 18 Marzo 2023].
- [21] Macnaughton, Lieutenant-Colonel, «Slide Serve- Improving the Combat Effectiveness of the Dismounted Soldier,» 01 Septiembre 2009. [En línea]. Available: <https://www.slideserve.com>. [Último acceso: 9 Marzo 2023].
- [22] M. H. Hernández, *Radiobalizas y radiogoniometría: identificación y localización*, Tenerife, 2014.
- [23] Elektronik GmbH, «RhoTheta,» [En línea]. Available: <https://www.rhotheta.com/>. [Último acceso: 24 Febrero 2023].
- [24] Analog Devices Inc., «Analog Devices,» [En línea]. Available: <https://www.analog.com>. [Último acceso: 19 Marzo 2023].
- [25] Boobrie, «Amazon,» [En línea]. Available: <https://www.amazon.es>. [Último acceso: 19 Marzo 2023].
- [26] N. d. R. Maestre, «Passive Radar Array Processing with Non-Uniform Linear Arrays for Ground Target's Detection and Localization,» *Remote sensing*, 2017.
- [27] A. F. García, «Algoritmos de Radiolocalización basados en ToA, TDoA y AoA,» *Revista Ingeniería y Región*, vol. 14, nº 2, p. 22, 2015.
- [28] URE, «URE Unión de Radioaficionados Españoles,» Mayo 2021. [En línea]. [Último acceso: 4 Enero 2023].
- [29] Ministerio de Defensa, [En línea]. Available: <https://www.defensa.gob.es/>. [Último acceso: 2 febrero 2023].
- [30] J. Kraft, «ADALM-PLUTO (PlutoSDR),» 31 octubre 2022. [En línea]. Available: <https://www.mouser.es>. [Último acceso: 31 enero 2023].
- [31] J.-P. Cáceres, *Transformada de Fourier*, Londres: Standford University, 2007.
- [32] Ettus Research, «Ettus Research USRP X310,» [En línea]. Available: <https://www.ettus.com>. [Último acceso: 19 Marzo 2023].
- [33] G. Shen, R. Zetik y R. Thoma, «Performance Comparison of TOA and TDOA Based Location Estimation Algorithms in LOS Environment,» *Proceedings of the 5th workshop on positioning, navigation and communication*, 2008.

ANEXO I: IMPLICACIONES SOCIALES, ECONÓMICAS, Y AMBIENTALES

Existen numerosas aplicaciones para las que se puede utilizar un sistema de radiogoniometría como el realizado en este trabajo, y estas pueden llegar a ser una herramienta muy útil. Entre ellas se incluyen la identificación de interferencias en las señales de radio, la localización de estaciones radio piratas o incluso la búsqueda y rescate de personas. Estas aplicaciones son sólo unas pocas de todas las implicaciones sociales que presentan los sistemas de radiogoniometría hoy en día.

Concretamente, los equipos de búsqueda y salvamento utilizan la herramienta de la radiogoniometría a la hora de la localización y aproximación a balizas [25]. Estas balizas pueden ser radiobalizas incorporadas en chalecos salvavidas, como algunos de los existentes en las Lanchas de Instrucción de la Escuela Naval Militar. Estos equipos de búsqueda cuentan con unidades receptoras como pueden ser los productos SAR de Rhotheta, que generalmente monitorean la frecuencia de emergencia internacional 121,5 MHz y activan una alarma en caso de que se reciba una señal de socorro. Al mismo tiempo, se determina e indica la dirección del transmisor. Algunos de los productos más utilizados de Rhotheta son el RT-202 Crewfinder, o los buscadores de dirección RT300 o MT-500-M (Figura A-1) [24].



Figura A-1 Ejemplo de radiogoniómetro RT-202 Crewfinder [24].

Además, en el ámbito económico, existen diversos sectores en los que se tiene en cuenta el uso de estos sistemas. Por ejemplo, en la navegación marítima y aérea, se utilizan estas técnicas para contribuir en la mejora de la seguridad en la navegación, en la reducción de los tiempos de viaje y en la optimización de las derrotas de navegación. Por otra parte, ayudan a la reducción de interferencias entre diferentes sistemas de comunicaciones, de tal forma que se mejore la fiabilidad y eficiencia de las redes. Esto puede llegar a tener un impacto económico positivo para las empresas que dependen de las comunicaciones para su funcionamiento. Sin embargo, los costes de adquisición e instalación de estos sistemas pueden llegar a ser muy elevados, dependiendo de la complejidad del sistema y de la precisión que se requiera.

Concretamente, en el presente trabajo, al tratarse de un sistema de radiogoniometría de bajo coste, la adquisición e instalación no ha tenido un coste excesivo. La SDR utilizada (Pluto) se puede obtener por un precio de 220 € [25]. Además, las antenas pequeñas utilizadas se pueden encontrar en *Amazon* por un valor de 14 € cada una. Por último, son necesarios al menos tres cables (dos receptores y un transmisor), los cuales también se pueden encontrar en *Amazon* por un valor de 15 € cada uno [26]. Teniendo en cuenta todo esto, el coste total del sistema sería de aproximadamente 300 €, el cual es un valor extremadamente económico. Este coste no tiene en cuenta el resto de montajes realizados, con diferentes antenas, los cuales han sido mejoras que se han ido añadiendo al sistema.

Por último, la principal implicación medioambiental de los sistemas de radiogoniometría es la contaminación visual, ya que estos sistemas suelen estar compuestos por antenas y otros elementos que pueden provocar impactos visuales negativos en la zona donde se encuentren ubicados, además de ocupar áreas importantes de hábitat natural.

ANEXO II: REFLEXIONES ÉTICAS Y SOCIALES

Se han nombrado ciertas aplicaciones sociales de los sistemas de radiogoniometría para la localización de emisiones radioeléctricas. Sin embargo, también se debe considerar una serie de limitaciones que puede tener el uso de estos sistemas. Una de ellas sería la accesibilidad, ya que como se ha comentado, estos sistemas se podrían utilizar para búsqueda y rescate, pero no todas las personas tienen acceso a dispositivos que emitan dichas señales. Otra implicación muy recurrente y preocupante en algunos aspectos es la privacidad. El hecho de rastrear a una persona sin su conocimiento puede ser visto como una invasión de la privacidad, por lo que se deben establecer ciertos límites en el uso de estas tecnologías.

Además, debido a que en este trabajo se han relacionado los sistemas de radiogoniometría con la Guerra Electrónica y sus sistemas, se plantean algunas reflexiones sociales y éticas relacionadas con esta.

En primer lugar, remarcar el hecho de que esta guerra es la menos lesiva en lo referido a daño físico directo contra personas e infraestructuras, debido a que no causa bajas directamente. Es cierto que, en la guerra convencional, existen unas reglas para el enfrentamiento basadas en el ordenamiento jurídico, que presentan una serie de principios generales. La fuerza ejercida debe ser la mínima necesaria, y adecuada a la situación y el momento. Sin embargo, la realidad es que en un conflicto armado se producen bajas directas e indirectas debido al hecho de que la neutralización de infraestructuras o plataformas como son los buques conlleva la pérdida de personas. Esta neutralización en gran medida se consigue con el uso de misiles y armamento, por lo que estos daños son principalmente de naturaleza destructiva.

Sin embargo, los daños producidos por la GE son generalmente de naturaleza disruptiva, ya que, entre otros, su principal objetivo es interrumpir las comunicaciones y la capacidad del enemigo para comunicarse y coordinar sus operaciones. Como se ha visto anteriormente, sus efectos pueden ser temporales o permanentes, dependiendo de la duración de las interferencias o medidas tomadas. Lo que está claro es que, puede llegar a generar un impacto significativo en la capacidad del enemigo para operar y coordinar sus fuerzas, lo que le dificulta llevar a cabo operaciones militares efectivas.

Se puede concluir entonces que, se puede conseguir negar el uso efectivo de su fuerza al enemigo sin necesidad de neutralizarlo, lo que da lugar a menos bajas con resultados similares.

ANEXO III: SIGLAS Y ACRÓNIMOS

AEM. <i>Ambiente Electromagnético</i>	EW. <i>Electronic Warfare</i>
AoA. <i>Angle of Arrival</i>	EWI. <i>Electronic Warfare Intelligence</i>
CAPON. <i>Critical Adaptative Projection On Nullspace</i>	FT. <i>Fourier Transform</i>
COMINT. <i>Communications Intelligence</i>	GE. <i>Guerra Electrónica, Guerra Electrónica</i>
DOA. <i>Direction of Arrival, Difference of Arrival</i>	HF. <i>High Frequency</i>
ECM. <i>Electronic Counter Measures</i>	MUSIC. <i>Multiple Signal Classification</i>
ELINT. <i>Electronic Intelligence</i>	RF. <i>Radio (carrier) Frequency</i>
EMCON. <i>Emission Control</i>	SDR. <i>Software Defined Radio</i>
EOB. <i>Electronic Orden of Battle</i>	SIGINT. <i>Signal Intelligence</i>
EPM. <i>Electronic Protective Measures</i>	TDOA. <i>Time Difference of Arrival</i>
ESM. <i>Electronic Support Measures</i>	UHF. <i>Ultra High Frequency</i>
ESPIRIT. <i>Estimation of signal parameter via rotational invariance techniques</i>	VHF. <i>Very High Frequency</i>

ANEXO IV: SIMULACIÓN 2 ANTENAS – DOA

```

1  import matplotlib.pyplot as plt
2  import numpy as np
3
4  '''Setup'''
5  num_scans = 1000
6  c = 299792458 #m/s
7  duration = 0.01
8  samp_rate = 2e6 #tasa muestreo
9  phase_cal= 0
10 NumSamples = 20000 #numero de muestras
11
12 fs = int(samp_rate) #freq de muestreo
13 ts = 1 / float(fs) #intervalo de tiempo entre cada muestra
14
15 '''simulación señales original y desfasada'''
16 fc= 642e6
17 ft = 200e3 # frecuencia en Hz
18
19 t = np.arange(0, duration, 1/fs) # vector de tiempo en segundos
20 A = 1 # amplitud de la señal
21 x = A * np.cos(2*np.pi*ft*t) # señal de onda coseno
22
23 DOA = 50 #ANGULO DE LLEGADA QUE SE QUIERE SIMULAR
24
25 phase_delay_0= np.sin(np.deg2rad(DOA))*np.pi
26 y = x * np.exp(-1j*(phase_delay_0))
27
28 print(x[0]/y[0])
29 print(x[50]/y[50])
30
31 ''' Set distance between Rx antennas '''
32 d_wavelength = 0.5
33 wavelength = 3E8/fc
34 d = d_wavelength*wavelength
35 print("Establecer distancia entre antenas en ", int(d*1000), "mm")
36
37 signal_start = int(NumSamples*(samp_rate/2+ft/2)/samp_rate)
38 signal_end = int(NumSamples*(samp_rate/2+ft*2)/samp_rate)
39
40 def calcTheta(phase):
41
42     arcsin_arg = np.deg2rad(phase)*3E8/(2*np.pi*fc*d)
43     arcsin_arg = max(min(1, arcsin_arg), -1)
44     calc_theta = np.rad2deg(np.arcsin(arcsin_arg))
45     return calc_theta
46
47 def dbfs(raw_data):
48
49     NumSamples = len(raw_data)
50     win = np.hamming(NumSamples)
51     y = raw_data * win
52     s_fft = np.fft.fft(y) / np.sum(win)
53     s_shift = np.fft.fftshift(s_fft)
54     s_dbfs = 20*np.log10(np.abs(s_shift)/(2**11))
55     return s_dbfs

```

```

56     '''Collect Data'''
57     for i in range(num_scans):
58         peak_sum = []
59         delay_phases = np.arange(-180, 180, 2)    # desfases, itero
60         for phase_delay in delay_phases:
61             delayed_y = y * np.exp(1j*np.deg2rad(phase_delay))
62             delayed_sum = dbfs(x + delayed_y)
63             peak_sum.append(np.max(delayed_sum[signal_start:signal_end])) #picos
64
65         peak_dbfs = np.max(peak_sum)    #max de los picos
66         peak_delay_index = np.where(peak_sum==peak_dbfs)
67         peak_delay = delay_phases[peak_delay_index[0][0]]
68         steer_angle = int(calcTheta(peak_delay))
69
70
71         plt.plot(delay_phases, peak_sum)
72         plt.axvline(x=peak_delay, color='r', linestyle=':')
73         plt.text(-180, -40, "Desfase para peak_dbfs = {}".format(peak_dbfs))
74         plt.text(-180, -50, "DOA = {}".format(steer_angle))
75         plt.ylim(top=-30, bottom=-100)
76         plt.xlabel("desfase [°]")
77         plt.ylabel("x + y [dBfs]")
78         plt.draw()
79         plt.show()

```

ANEXO V: SIMULACIÓN 4 ANTENAS- DOA

```

1 import matplotlib.pyplot as plt
2 import numpy as np
3
4 '''Setup'''
5
6 num_scans = 50
7 c = 299792458 #m/s
8 duration = 0.01
9 samp_rate = 2e6
10 phase_cal= 0
11 NumSamples = 2000
12
13 fs = int(samp_rate) #freq de muestreo
14 ts = 1 / float(fs) #intervalo de tiempo entre cada muestra
15
16 '''simulación señales original y desfasada'''
17 fc= 642e6
18 ft = 200e3 # frecuencia en Hz
19
20 t = np.arange(0, duration, 1/fs) # vector de tiempo en segundos
21 A = 1 # amplitud de la señal
22 x = A * np.cos(2*np.pi*ft*t) # señal de onda coseno
23
24 DOA = -30 #CAMBIAR EN FUNCIÓN DEL ÁNGULO
25
26 phase_delay_0= np.sin(np.deg2rad(DOA))*np.pi #Primera señal desfasada
27 y = x * np.exp(-1j*(phase_delay_0))
28
29 phase_delay_1= np.sin(np.deg2rad(DOA))*2*np.pi #Segunda señal desfasada
30 z = x * np.exp(-1j*(phase_delay_1))
31
32 phase_delay_2= np.sin(np.deg2rad(DOA))*3*np.pi #Tercera señal desfasada
33 s = x * np.exp(-1j*(phase_delay_2))
34
35
36 ''' Distancia entre antenas '''
37 d_wavelength = 0.5
38 wavelength = 3E8/fc
39 d = d_wavelength*wavelength
40 print("Establecer distancia entre antenas en ", int(d*1000), "mm")
41
42
43 xf = np.fft.fftfreq(NumSamples, ts)
44 xf = np.fft.fftshift(xf)/1e6
45 signal_start = int(NumSamples*(samp_rate/2+ft/2)/samp_rate) #11000
46 signal_end = int(NumSamples*(samp_rate/2+ft*2)/samp_rate) #14000
47
48 def calcTheta(phase):
49     arcsin_arg = np.deg2rad(phase)*3E8/(2*np.pi*fc*d)
50     arcsin_arg = max(min(1, arcsin_arg), -1)
51     calc_theta = np.rad2deg(np.arcsin(arcsin_arg))
52     return calc_theta
53
54
55

```

```

56 def dbfs(raw_data):
57     NumSamples = len(raw_data)
58     win = np.hamming(NumSamples)
59     y = raw_data * win
60     s_fft = np.fft.fft(y) / np.sum(win)
61     s_shift = np.fft.fftshift(s_fft)
62     s_dbfs = 20*np.log10(np.abs(s_shift)/(2**11))
63     return s_dbfs
64
65 '''Recepción de datos'''
66 for i in range(num_scans):
67
68     peak_sum = []
69     delay_phases = np.arange(-180, 180, 2)    # desfase en °, itero
70     for phase_delay in delay_phases:
71         delayed_y = y * np.exp(1j*np.deg2rad(phase_delay))
72         delayed_z = z * np.exp(1j*np.deg2rad(phase_delay*2))
73         delayed_s = s * np.exp(1j*np.deg2rad(phase_delay*3))
74
75         delayed_sum = dbfs(x + delayed_y + delayed_z + delayed_s )
76         peak_sum.append(np.max(delayed_sum[signal_start:signal_end])#picos
77
78
79     peak_dbfs = np.max(peak_sum)    #máx de los picos
80     peak_delay_index = np.where(peak_sum==peak_dbfs)
81
82     peak_delay_index = np.where(peak_sum==peak_dbfs)
83     peak_delay= delay_phases[peak_delay_index]
84
85     steer_angle = int(calcTheta(peak_delay))
86
87     plt.plot(delay_phases, peak_sum)
88     plt.axvline(x=peak_delay, color='r', linestyle=':')
89     plt.text(-180, -260, "Desfase para peak_dbfs = {}".format((peak_delay)))
90     plt.text(-180, -280, "DOA = {}".format(steer_angle))
91     plt.ylim(top=-250, bottom=-380)
92     plt.xlabel("desfase [°]")
93     plt.ylabel("x + y [dBfs]")
94     plt.draw()
95     plt.show()

```

ANEXO VI: SIMULACIÓN N ANTENAS- DOA

```

1  import matplotlib.pyplot as plt
2  import numpy as np
3
4  '''Setup'''
5  num_scans = 50
6  c = 299792458 #m/s
7  duration = 0.01
8  samp_rate = 2e5
9  phase_cal= 0
10 NumSamples = 2000
11 fs = int(samp_rate) #freq de muestreo
12 ts = 1 / float(fs) #intervalo de tiempo entre cada muestra
13
14 '''simulación señales original y desfasada'''
15 fc= 642e6
16 ft = 200e3 # frecuencia en Hz
17 t = np.arange(0, duration, 1/fs) # vector de tiempo en segundos
18 A = 1 # amplitud de la señal
19
20 # Generar la señal de la primera antena
21 x = A * np.cos(2 * np.pi * ft * t)
22
23 N= 300
24 DOA= 0 #CAMBIAR EN FUNCION DEL ÁNGULO A SIMULAR
25
26 y_N = np.zeros((N-1, len(x)), dtype=np.complex128)
27 for i in range(N-1): #simulacion N-1 señales desfasadas
28     phase_delay = np.sin(np.deg2rad(DOA)) * np.pi * i
29     y_N[i,:] = x * np.exp(-1j*phase_delay)
30
31
32 ''' Distancia entre antenas '''
33 d_wavelength = 0.5
34 wavelength = 3E8/fc
35 d = d_wavelength*wavelength
36 print("Set distance between Rx Antennas to ", int(d*1000), "mm")
37 signal_start = 0
38 signal_end = int(NumSamples*(samp_rate/2+ft*2)/samp_rate) #14000
39
40 def calcTheta(phase):
41     arcsin_arg = np.deg2rad(phase)*3E8/(2*np.pi*fc*d)
42     calc_theta = np.rad2deg(np.arcsin(arcsin_arg))
43     return calc_theta
44
45 def dbfs(raw_data):
46     NumSamples = len(raw_data)
47     win = np.hamming(NumSamples)
48     y = raw_data * win
49     s_fft = np.fft.fft(y) / np.sum(win)
50     s_shift = np.fft.fftshift(s_fft)
51     s_dbfs = 20*np.log10(np.abs(s_shift)/(2**11))
52     return s_dbfs
53
54
55

```

```

56     '''Recepción de datos'''
57     for w in range(num_scans):
58         peak_sum = []
59         delay_phases = np.arange(-180, 180, 2)
60         for phase_delay in delay_phases:
61             delayed_sum= np.zeros(NumSamples)
62             for ii in range(N-1):
63                 delayed_y = y_N[ii] * np.exp(1j*np.deg2rad(phase_delay)*ii)
64                 delayed_sum= delayed_sum + delayed_y
65
66             delayed_sum = dbfs(x + delayed_sum)
67             peak_sum.append(np.max(delayed_sum))
68
69         peak_dbfs = np.max(peak_sum)
70         peak_delay_index = np.argmax(peak_sum)
71         peak_delay= delay_phases[peak_delay_index]
72         steer_angle = int(calcTheta(peak_delay))
73
74         plt.plot(delay_phases, peak_sum)
75         plt.axvline(x=peak_delay, color='r', linestyle=':')
76         plt.text(-180, -10, "Desfase para peak_dbfs = {} °".format((peak_delay)))
77         plt.text(-180, -15, "DOA = {} °".format(steer_angle))
78         plt.ylim(top=0, bottom=-90)
79         plt.xlabel("desfase [°]")
80         plt.ylabel("suma [dBfs]")
81         plt.draw()
82         plt.show()

```

ANEXO VII: SIMULACIÓN 4 CANALES- TDOA

```

1  import matplotlib.pyplot as plt
2  import numpy as np
3
4  '''Setup'''
5
6  num_scans = 50
7  c = 299792458 #m/s
8  duration = 0.01
9  samp_rate = 2e6
10 phase_cal= 0
11 NumSamples = 2000
12
13 fs = int(samp_rate) #freq de muestreo
14 ts = 1 / float(fs) #intervalo de tiempo entre cada muestra
15
16 fc= 642e6
17 ft = 200e3 # frecuencia en Hz
18
19
20 ''' Distancia entre antenas '''
21 d_wavelength = 0.5
22 wavelength = 3E8/fc
23 d = d_wavelength*wavelength
24 print("Establecer distancia entre antenas en ", int(d*1000), "mm")
25 time_max = d / c * 1E12 # max tiempo en ps
26
27 '''simulación señales original y desfasada'''
28
29 t = np.arange(0, duration, 1/fs) # vector de tiempo en segundos
30 A = 1 # amplitud de la señal
31
32 x = A * np.cos(2*np.pi*ft*t) # señal de onda coseno
33
34 DOA = 20 #CAMBIAR EN FUNCIÓN DEL ÁNGULO
35
36
37 phase_delay_0= np.sin(np.deg2rad(DOA))*np.pi
38 y = x * np.exp(-1j*(phase_delay_0))
39
40
41 phase_delay_1= np.sin(np.deg2rad(DOA))*2*np.pi
42 z = x * np.exp(-1j*(phase_delay_1))
43
44
45 phase_delay_2= np.sin(np.deg2rad(DOA))*3*np.pi
46 s = x * np.exp(-1j*(phase_delay_2))
47
48
49 xf = np.fft.fftfreq(NumSamples, ts)
50 xf = np.fft.fftshift(xf)/1e6
51 signal_start = int(NumSamples*(samp_rate/2+ft/2)/samp_rate) #11000
52 signal_end = int(NumSamples*(samp_rate/2+ft*2)/samp_rate) #14000
53
54 def calcTheta(delay):
55

```

```

56     arcsin_arg = delay*1E-12*c/d
57     arcsin_arg = max(min(1, arcsin_arg), -1)
58     calc_theta = np.rad2deg(np.arcsin(arcsin_arg))
59     return calc_theta
60
61 def dbfs(raw_data):
62
63     NumSamples = len(raw_data)
64     win = np.hamming(NumSamples)
65     y = raw_data * win
66     s_fft = np.fft.fft(y) / np.sum(win)
67     s_shift = np.fft.fftshift(s_fft)
68     s_dbfs = 20*np.log10(np.abs(s_shift)/(2**11))
69     return s_dbfs
70
71 '''Recepción de datos'''
72
73 for i in range(num_scans):
74     peak_sum = []
75     delay_times = np.arange(-time_max, time_max, time_max/5000)    # retardo
76 en ps
77     steer_angles = []
78
79     for time_delay in delay_times: #itero con retardos aplicados como desfases
80         delayed_y = y * np.exp(1j*2*np.pi*fc*time_delay*1E-12)
81         delayed_z = z * np.exp(1j*2*2*np.pi*fc*time_delay*1E-12)
82         delayed_s = s * np.exp(1j*2*3*np.pi*fc*time_delay*1E-12)
83         delayed_sum = dbfs(x + delayed_y + delayed_z + delayed_s)
84         peak_sum.append(np.max(delayed_sum[signal_start:signal_end]))
85         steer_angles.append(calcTheta(time_delay))
86
87     peak_dbfs = np.max(peak_sum)
88     peak_delay_index = np.where(peak_sum==peak_dbfs)
89
90     peak_delay_index = np.where(peak_sum==peak_dbfs)
91     peak_delay= delay_times[peak_delay_index]
92
93     steer_angle = int(calcTheta(peak_delay))
94
95
96     plt.plot(delay_times, peak_sum, color='orange')
97     plt.axvline(x=peak_delay, color='r', linestyle=':')
98     plt.text(-700, -260, "Δt para peak_dbfs = {} ps".format((peak_delay)))
99     plt.text(-700, -280, "DOA = {} °".format(steer_angle))
100    plt.ylim(top=-250, bottom=-380)
101    plt.xlabel("retardos tiempo")
102    plt.ylabel("x + y [dBfs]")
103    plt.draw()
104    plt.show()

```

ANEXO VIII: SIMULACIÓN N ANTENAS- MUSIC

```

1 import numpy as np
2 import matplotlib.pyplot as plt
3
4 '''Setup'''
5 num_scans = 50
6 c = 299792458 #m/s
7 samp_rate = 2e5
8 phase_cal= 0
9 NumSamples = 2000
10 duration = 0.01
11
12 fc= 642e6
13 ft = 200e3 # frecuencia en Hz
14
15 ''' Distancia entre antenas '''
16 d_wavelength = 0.5
17 wavelength = 3E8/fc
18 d = d_wavelength*wavelength
19 print("Establece distancia entre antenas en", int(d*1000), "mm")
20
21 fs = int(samp_rate) #freq de muestreo
22 ts = 1 / float(fs) #intervalo de tiempo entre cada muestra
23
24 '''simulación señales original y desfasada'''
25 t = np.arange(0, duration, 1/fs) # vector de tiempo en segundos
26 amp = 1 # amplitud de la señal
27 s = amp * np.cos(2*np.pi*ft*t) # señal de onda coseno
28 s__= np.transpose(np.conj(s)) [np.newaxis]
29 rss= np.matmul(s__, s)
30
31 DOA = 0 #ANGULO DE LLEGADA QUE QUEREMOS SIMULAR
32 n_fuentes = 1
33 n_antenas = 10
34
35 a= np.zeros((n_antenas, n_fuentes), dtype=np.complex128)
36
37 for f in range(n_antenas): #vector dirección en función de DOA
38     a[f] = np.exp(1j*2*np.pi*d*f*np.sin(np.deg2rad(DOA))/wavelength)
39
40 a_h = np.transpose(np.conj(a))
41
42 #matriz direccion
43 A= a * a_h
44
45 # Calcular la matriz de covarianza
46 ruido_sigma = 0.01
47 identity_matrix = np.identity(n_antenas)
48
49 COV= (A * rss) + (ruido_sigma**2 * identity_matrix)
50
51 #autovalores y autovectores de la matriz de covarianza
52 w, v = np.linalg.eig(COV)
53
54 # Obtener los índices que ordenan los autovalores de forma ascendente
55 idx = np.argsort(w)

```

```

56
57 # Ordenar los autovalores y autovectores utilizando los índices
58 w_sorted = w[idx]
59 v_sorted = v[:, idx]
60
61 # seleccionamos los autovectores más pequeños
62 v_top = v_sorted[:, :n_antenas-n_fuentes] #los primeros autovectores serán los
63 más pequeños
64
65 E= v_top
66 E_h = np.transpose(np.conj(E))
67
68 for w in range(num_scans):
69     Angles = np.arange(-90, 90, 1)
70     numAngles = Angles.size
71     spectrum = np.zeros(numAngles)
72     A_music = np.zeros((n_antenas, numAngles), dtype=np.complex128)
73
74     for i in range(numAngles):
75         theta = np.deg2rad(Angles[i])
76
77         for j in range(n_antenas):
78             A_music[j, i] = np.exp(1j*2*np.pi*d*j*np.sin(theta)/wavelength)
79
80     A_music_h = np.transpose(np.conj(A_music))
81     P_music = 1 / np.abs(A_music_h @ E @ E_h @ A_music)
82     spectrum = 10 * np.log10(P_music)
83     max_idx = np.argmax(spectrum, axis=0)
84     max_angle = Angles[max_idx]
85
86     plt.figure(figsize=(10,6))
87     plt.plot(Angles, spectrum[0])
88     plt.title('Espectro P_MUSIC')
89     plt.xlabel('Ángulo de llegada')
90     plt.ylabel('P_MUSIC')
91     plt.axvline(max_angle[0], color='r', linestyle='--', label=f'Ángulo
92 llegada: {max_angle[0]}°')
93     plt.legend()
94     plt.show()

```

ANEXO IX: CÓDIGO DE CONFIGURACIÓN Y CONTROL DEL PLUTO SDR - DOA

```

1  import adi
2  import matplotlib.pyplot as plt
3  import numpy as np
4
5  '''Setup'''
6  samp_rate = 2e6
7  NumSamples = 2**12
8  rx_lo = 2.3e9
9  rx_mode = "manual"
10 rx_gain0 = 40
11 rx_gain1 = 40
12 tx_lo = rx_lo
13 tx_gain = -3
14 fc0 = int(200e3)
15 phase_cal = 0
16 num_scans = 100
17
18 ''' Distancia entre antenas '''
19 d_wavelength = 0.5
20 wavelength = 3E8/rx_lo
21 d = d_wavelength*wavelength
22 print("Establecer distancia entre antenas en ", int(d*1000), "mm")
23
24 '''Crear la Radio'''
25 sdr = adi.ad9361(uri='ip:192.168.2.1')
26
27 '''Configuración de la Radio'''
28 sdr.rx_enabled_channels = [0, 1]
29 sdr.sample_rate = int(samp_rate)
30 sdr.rx_rf_bandwidth = int(fc0*3)
31 sdr.rx_lo = int(rx_lo)
32 sdr.gain_control_mode = rx_mode
33 sdr.rx_hardwaregain_chan0 = int(rx_gain0)
34 sdr.rx_hardwaregain_chan1 = int(rx_gain1)
35 sdr.rx_buffer_size = int(NumSamples)
36 sdr._rxadc.set_kernel_buffers_count(1)
37 sdr.tx_rf_bandwidth = int(fc0*3)
38 sdr.tx_lo = int(tx_lo)
39 sdr.tx_cyclic_buffer = True
40 sdr.tx_hardwaregain_chan0 = int(tx_gain)
41 sdr.tx_hardwaregain_chan1 = int(-88)
42 sdr.tx_buffer_size = int(2**18)
43
44 '''Programación transmisor'''
45 fs = int(sdr.sample_rate)
46 N = 2**16
47 ts = 1 / float(fs)
48 t = np.arange(0, N * ts, ts)
49 i0 = np.cos(2 * np.pi * t * fc0) * 2 ** 14
50 q0 = np.sin(2 * np.pi * t * fc0) * 2 ** 14
51 iq0 = i0 + 1j * q0
52 sdr.tx([iq0,iq0])
53
54

```

```

55  xf = np.fft.fftfreq(NumSamples, ts)
56  xf = np.fft.fftshift(xf)/1e6
57  signal_start = int(NumSamples*(samp_rate/2+fc0/2)/samp_rate)
58  signal_end = int(NumSamples*(samp_rate/2+fc0*2)/samp_rate)
59
60  def calcTheta(phase):
61
62      arcsin_arg = np.deg2rad(phase)*3E8/(2*np.pi*rx_lo*d)
63      arcsin_arg = max(min(1, arcsin_arg), -1)
64      calc_theta = np.rad2deg(np.arcsin(arcsin_arg))
65      return calc_theta
66
67  def dbfs(raw_data):
68
69      NumSamples = len(raw_data)
70      win = np.hamming(NumSamples)
71      y = raw_data * win
72      s_fft = np.fft.fft(y) / np.sum(win)
73      s_shift = np.fft.fftshift(s_fft)
74      s_dbfs = 20*np.log10(np.abs(s_shift)/(2**11))
75      return s_dbfs
76
77  '''Recepción de datos'''
78
79  for i in range(num_scans):
80      data = sdr.rx()
81      Rx_0=data[0]
82      Rx_1=data[1]
83      peak_sum = []
84      delay_phases = np.arange(-180, 180, 2)
85
86      for phase_delay in delay_phases:
87          delayed_Rx_1 = Rx_1 * np.exp(1j*np.deg2rad(phase_delay+phase_cal))
88          delayed_sum = dbfs(Rx_0 + delayed_Rx_1)
89          peak_sum.append(np.max(delayed_sum[signal_start:signal_end]))
90
91      peak_dbfs = np.max(peak_sum)
92      peak_delay_index = np.where(peak_sum==peak_dbfs)
93      peak_delay = delay_phases[peak_delay_index[0][0]]
94      steer_angle = int(calcTheta(peak_delay))
95
96      plt.plot(delay_phases, peak_sum)
97      plt.axvline(x=peak_delay, color='r', linestyle=':')
98      plt.text(-180, -26, "Suma máxima cuando desfase = {}".format(
99  round(peak_delay,1)))
100     plt.text(-180, -28, "DOA = {}".format(steer_angle))
101     plt.ylim(top=0, bottom=-30)
102     plt.xlabel("Desfase[°]")
103     plt.ylabel("Rx0 + Rx1 [dBfs]")
104     plt.draw()
105     plt.show()
106
107     sdr.tx_destroy_buffer()

```

ANEXO X: CÓDIGO DE CONFIGURACIÓN Y CONTROL DEL PLUTO SDR – TDOA

```

1 import adi
2 import matplotlib.pyplot as plt
3 import numpy as np
4
5 '''Setup'''
6 samp_rate = 30e6
7 NumSamples = 2**12
8 f_carrier = 446.05e6
9 rx_lo = f_carrier
10 rx_mode = "manual"
11 rx_gain0 = 30
12 rx_gain1 = 30
13 tx_lo = rx_lo
14 tx_gain = -3
15 fc0 = int(200e3)
16 c = 299792458
17 time_cal = -80
18 num_scans = 500
19 invert_Rx = -1
20
21 ''' Distancia entre antenas '''
22 d_wavelength = 0.5
23 wavelength = c/f_carrier
24 d = d_wavelength*wavelength
25 time_max = d / c * 1E12
26 print("Set distance between Rx Antennas to ", int(d*1000), "mm")
27
28 '''Crear la Radio'''
29 sdr = adi.ad9361(uri='ip:192.168.2.1')
30
31 '''Configuración propiedades de la Radio'''
32 sdr.rx_enabled_channels = [0, 1]
33 sdr.sample_rate = int(samp_rate)
34 sdr.rx_rf_bandwidth = int(samp_rate)
35 sdr.rx_lo = int(rx_lo)
36 sdr.gain_control_mode = rx_mode
37 sdr.rx_hardwaregain_chan0 = int(rx_gain0)
38 sdr.rx_hardwaregain_chan1 = int(rx_gain1)
39 sdr.rx_buffer_size = int(NumSamples)
40 sdr._rxadc.set_kernel_buffers_count(1)
41 sdr.tx_rf_bandwidth = int(samp_rate)
42 sdr.tx_lo = int(tx_lo)
43 sdr.tx_cyclic_buffer = True
44 sdr.tx_hardwaregain_chan0 = int(tx_gain)
45 sdr.tx_hardwaregain_chan1 = int(-88)
46 sdr.tx_buffer_size = int(2**18)
47
48 '''Programar transmisor'''
49 fs = int(sdr.sample_rate)
50 N = 2**16
51 ts = 1 / float(fs)
52 t = np.arange(0, N * ts, ts)
53 i0 = np.cos(2 * np.pi * t * fc0) * 2 ** 14
54 q0 = np.sin(2 * np.pi * t * fc0) * 2 ** 14

```

```

55 iq0 = i0 + 1j * q0
56 sdr.tx([iq0,iq0])
57
58 xf = np.fft.fftfreq(NumSamples, ts)
59 xf = np.fft.fftshift(xf)/1e6
60 signal_start = int(NumSamples*(samp_rate/2+fc0/2)/samp_rate) #11000
61 signal_end = int(NumSamples*(samp_rate/2+fc0*2)/samp_rate) #14000
62
63 def calcTheta(delay):
64     arcsin_arg = delay*1E-12*c/d
65     arcsin_arg = max(min(1, arcsin_arg), -1)
66     calc_theta = np.rad2deg(np.arcsin(arcsin_arg))
67     return calc_theta
68
69 def dbfs(raw_data):
70     NumSamples = len(raw_data)
71     win = np.hamming(NumSamples)
72     y = raw_data * win
73     s_fft = np.fft.fft(y) / np.sum(win)
74     s_shift = np.fft.fftshift(s_fft)
75     s_dbfs = 20*np.log10(np.abs(s_shift)/(2**11))
76     return s_dbfs
77
78 '''Recepción de datos'''
79 for i in range(num_scans):
80     data = sdr.rx()
81     Rx_0=data[0]
82     Rx_1=data[1]
83     peak_sum = []
84     delay_times = np.arange(-time_max, time_max, time_max/2000)
85     steer_angles = []
86
87     for time_delay in delay_times:
88         delayed_Rx_1 = Rx_1 * np.exp(1j*2*np.pi*f_carrier*time_delay*1E-
89 12)
90         delayed_sum = dbfs(Rx_0 + delayed_Rx_1)
91         peak_sum.append(np.max(delayed_sum[signal_start:signal_end]))
92         steer_angles.append(calcTheta(time_delay))
93
94     peak_dbfs = np.max(peak_sum)
95     peak_delay_index = np.where(peak_sum==peak_dbfs)
96     peak_delay= delay_times[peak_delay_index]
97
98     steer_angle = int(calcTheta(peak_delay))
99
100     plt.plot(delay_times, peak_sum, color= 'orange')
101     plt.axvline(x=peak_delay, color='r', linestyle=':')
102     plt.text(-700, -260, "Δt para peak_dbfs = {} ps".format((peak_delay)))
103     plt.text(-700, -280, "AOA = {} °".format(steer_angle))
104     plt.ylim(top=-250, bottom=-380)
105     plt.xlabel("retardos tiempo [ps]")
106     plt.ylabel("Rx_0 + Rx_1 [dBfs]")
107     plt.draw()
108     plt.show()

```

ANEXO XI: CÓDIGO DE CONFIGURACIÓN Y CONTROL DEL PLUTOSDR – MUSIC

```

1 import adi
2 import matplotlib.pyplot as plt
3 import numpy as np
4
5 '''Setup'''
6 samp_rate = 2e6
7 NumSamples = 2**12
8 rx_lo = 446.05e6
9 rx_mode = "manual"
10 rx_gain0 = 30
11 rx_gain1 = 30
12 tx_lo = rx_lo
13 tx_gain = -3
14 fc0 = int(200e3)
15 num_scans = 1000
16
17 ''' Distancia entre antenas '''
18 d_wavelength = 0.5 #distancia en términos de longitud de onda
19 wavelength = 3E8/rx_lo #longitud de onda
20 d = d_wavelength*wavelength #distancia entre antenas
21 print("Set distance between Rx Antennas to ", int(d*1000), "mm")
22
23 '''Crear la Radio'''
24 sdr = adi.ad9361(uri='ip:192.168.2.1')
25
26 '''Configuración de las propiedades de la Radio'''
27 sdr.rx_enabled_channels = [0, 1]
28 sdr.sample_rate = int(samp_rate)
29 sdr.rx_rf_bandwidth = int(fc0*3)
30 sdr.rx_lo = int(rx_lo)
31 sdr.gain_control_mode = rx_mode
32 sdr.rx_hardwaregain_chan0 = int(rx_gain0)
33 sdr.rx_hardwaregain_chan1 = int(rx_gain1)
34 sdr.rx_buffer_size = int(NumSamples)
35 sdr._rxadc.set_kernel_buffers_count(1)
36 sdr.tx_rf_bandwidth = int(samp_rate)
37 sdr.tx_lo = int(tx_lo)
38 sdr.tx_cyclic_buffer = True
39 sdr.tx_hardwaregain_chan0 = int(tx_gain)
40 sdr.tx_hardwaregain_chan1 = int(-88)
41 sdr.tx_buffer_size = int(2**18)
42
43 n_antenas= 2
44 n_fuentes= 1
45
46 '''Programación transmisor'''
47 fs = int(sdr.sample_rate)
48 N = 2**16
49 ts = 1 / float(fs)
50 t = np.arange(0, N * ts, ts)
51 i0 = np.cos(2 * np.pi * t * fc0) * 2 ** 14
52 q0 = np.sin(2 * np.pi * t * fc0) * 2 ** 14
53 iq0 = i0 + 1j * q0
54 sdr.tx([iq0,iq0])

```

```

55
56 xf = np.fft.fftfreq(NumSamples, ts)
57 xf = np.fft.fftshift(xf)/1e6
58 signal_start = int(NumSamples*(samp_rate/2+fc0/2)/samp_rate) #11000
59 signal_end = int(NumSamples*(samp_rate/2+fc0*2)/samp_rate) #14000
60
61 data = sdr.rx()
62 Rx_0=data[0]
63 Rx_1=data[1]
64 muestras = np.vstack((Rx_0, Rx_1))
65
66 COV= np.cov(muestras)
67
68 #autovalores y autovectores de la matriz de covarianza
69 w, v = np.linalg.eig(COV)
70
71 # Obtener los índices que ordenan los autovalores de forma ascendente
72 idx = np.argsort(w)
73
74 # Ordenar los autovalores y autovectores utilizando los índices
75 w_sorted = w[idx]
76 v_sorted = v[:, idx]
77
78 # seleccionamos los autovectores más pequeños
79 v_top = v_sorted[:, :n_antenas-n_fuentes] #los primeros autovectores serán
80 los más pequeños
81 E= v_top
82 E_h = np.transpose(np.conj(E))
83
84 for w in range(num_scans):
85     Angles = np.arange(-90, 90, 1)
86     numAngles = Angles.size
87     spectrum = np.zeros(numAngles)
88     A_music = np.zeros((n_antenas, numAngles), dtype=np.complex128)
89
90     for i in range(numAngles):
91         theta = np.deg2rad(Angles[i])
92
93         for j in range(n_antenas):
94             A_music[j, i] = np.exp(1j*2*np.pi*d*j*np.sin(theta)/wavelength)
95
96     A_music_h = np.transpose(np.conj(A_music))
97     P_music = 1 / np.abs(A_music_h @ E @ E_h @ A_music)
98     spectrum = 10 * np.log10(P_music)
99     max_idx = np.argmax(spectrum, axis=0)
100    max_angle = Angles[max_idx]
101
102    plt.figure(figsize=(10,6))
103    plt.plot(Angles, spectrum[0])
104    plt.title('Espectro P_MUSIC')
105    plt.xlabel('Ángulo de llegada [°]')
106    plt.ylabel('P_MUSIC [dB]')
107    plt.axvline(max_angle[0], color='r', linestyle='--', label=f'Ángulo
108 llegada: {max_angle[0]}°')
109    plt.legend()
110    plt.show()

```

