



**UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA
SEDE CUENCA**

CARRERA DE TELECOMUNICACIONES

**APLICACIÓN DE LOS ALGORITMOS LMS Y RLS PARA LA SIMULACIÓN DE UN
ARREGLO LINEAL UNIFORME DE ANTENAS INTELIGENTES DE MÚLTIPLE
SELECCIÓN**

Trabajo de titulación previo a la obtención del
título de Ingeniero en Telecomunicaciones

AUTOR: ANDRÉS GABRIEL CANDO BARRETO

TUTOR: ING. WALTER HUMBERTO OROZCO TUPACYUPANQUI, PhD.

Cuenca – Ecuador

2024

**CERTIFICADO DE RESPONSABILIDAD Y AUTORÍA DEL TRABAJO DE
TITULACIÓN**

Yo, Andrés Gabriel Cando Barreto, con documento de identificación N° 0104117098, manifiesto que:

Soy el autor y responsable del presente trabajo; y, autorizo a que sin fines de lucro, la Universidad Politécnica Salesiana pueda usar, difundir, reproducir o publicar de manera total o parcial el presente trabajo de titulación.

Cuenca, 18 de marzo del 2024

Atentamente,



Andrés Gabriel Cando Barreto

0104117098

**CERTIFICADO DE CESIÓN DE DERECHOS DE AUTOR DEL TRABAJO DE
TITULACIÓN A LA UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA**

Yo, Andrés Gabriel Cando Barreto, con documento de identificación N° 0104117098, expreso mi voluntad y por medio del presente documento cedo a la Universidad Politécnica Salesiana la titularidad sobre los derechos patrimoniales, en virtud de que soy autor del Proyecto técnico: “Aplicación de los algoritmos LMS Y RLS para la simulación de un arreglo lineal uniforme de antenas inteligentes de múltiple selección”, el cual ha sido desarrollado para optar por el título de: Ingeniero en Telecomunicaciones, en la Universidad Politécnica Salesiana, quedando la Universidad facultada para ejercer plenamente los derechos cedidos anteriormente.

En concordancia con lo manifestado, suscribo este documento en el momento que hago la entrega del trabajo final en formato digital a la Biblioteca de la Universidad Politécnica Salesiana.

Cuenca, 18 de marzo del 2024

Atentamente,



Andrés Gabriel Cando Barreto

0104117098

CERTIFICADO DE DIRECCIÓN DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

Yo, Walter Humberto Orozco Tupacyupanqui, con documento de identificación N° 0102523974, docente de la Universidad Politécnica Salesiana, declaro que bajo mi tutoría fue desarrollado el trabajo de titulación: "APLICACIÓN DE LOS ALGORITMOS LMS Y RLS PARA LA SIMULACIÓN DE UN ARREGLO LINEAL UNIFORME DE ANTENAS INTELIGENTES DE MÚLTIPLE SELECCIÓN", realizado por Andrés Gabriel Cando Barreto, con documento de identificación N° 0104117098, obteniendo como resultado final el trabajo de titulación bajo la opción Proyecto técnico que cumple con todos los requisitos determinados por la Universidad Politécnica Salesiana.

Cuenca, 18 de marzo del 2024

Atentamente,



Ing. Walter Humberto Orozco Tupacyupanqui, Ph.D.

0102523974

AGRADECIMIENTOS

En el culmen de este emocionante viaje académico quiero expresar mi profunda gratitud a todas las personas que han dado forma y han enriquecido mi vida en cada paso del camino. En primer lugar, quisiera agradecer al Ing. Walter Orozco PhD mi director de tesis por su orientación experta, su paciencia incansable y su apoyo constante a lo largo de este proceso. Sus valiosas sugerencias y comentarios han sido fundamentales para dar forma a este trabajo y para mi crecimiento académico y profesional.

A mi amada familia le debo un agradecimiento infinito, por su apoyo económico y moral que han sido los pilares para levantar mis sueños, su amor incondicional, su sacrificio y su constante apoyo a lo largo de mi carrera académica, su ejemplo de dedicación y perseverancia han sido mi mayor inspiración y fuerzas para culminar esta etapa de mi vida.

No puedo pasar por alto el apoyo de mis compañeros y amigos Carlos y Ernesto no tengo palabras suficientes para expresar lo que significa su presencia en mi vida quienes estuvieron a mi lado durante los momentos de duda y de celebración. Su aliento y comprensión fueron fundamentales para mantenerme enfocado en mis objetivos.

A Samantha, mi mejor amiga y confidente, su presencia en mi vida es un regalo que atesoro con gratitud infinita. Ella ha sido quien siempre ha tenido las palabras y consejos para iluminar mis días más oscuros y celebrar mis triunfos más pequeños. Con su sabiduría y su comprensión inquebrantable, ha sido mi roca en los momentos de adversidad y mi inspiración en los momentos de alegría. Su apoyo incondicional y su amor sincero son tesoros que valoro más allá de las palabras.

También quisiera expresar mi eterno agradecimiento a David, quien ha sido como mi hermano, brindándome su sabiduría en varios proyectos a lo largo de mi carrera universitaria. Su orientación y apoyo han sido fundamentales en mi desarrollo académico y profesional. Además, su paciencia y aliento incondicional me han ayudado a superar momentos de duda y dificultad.

Y a la querida Baticueva que ha sido mi refugio en este lapso de mi vida, donde ha resonado las risas más sinceras, han brotado las lágrimas más verdaderas y han germinado los sueños más audaces, un agradecimiento particular a mi querida amiga Isamar donde en los momentos más difíciles de mi vida me ha extendido su mano y a sido un faro de luz en medio de la oscuridad brindándome consuelo y fortaleza con su particular forma de provocar una sonrisa justo cuando más lo necesitaba.

Estoy infinitamente agradecido por su generosidad y por ser un modelo a seguir en mi vida. Sin lugar a dudas, su influencia ha dejado una huella imborrable en mi camino hacia el éxito, inspirándome a alcanzar mis metas con determinación y empeño.

Andrés Gabiel Cando Barreto

DEDICATORIAS

Este trabajo de titulación está dedicado con todo mi amor y gratitud a mis queridos padres, Mario Cando y Nancy Barreto

A ustedes, que han sido mi mayor fuente de inspiración y apoyo incondicional a lo largo de toda mi vida, les dedico este logro con profundo agradecimiento. Aunque mi querida madre ahora es un ángel que me guía desde el cielo, su espíritu vive en cada página de este trabajo y en cada logro alcanzado.

Ustedes han sido los cimientos sobre los cuales se ha construido la persona que soy hoy en día, su amor, sacrificio y constante aliento fueron fundamentales en mi camino hacia el éxito académico. Desde los primeros pasos de mi educación, mis padres fueron y serán mi guía y mi ejemplo a seguir.

A mi padre, quien ha sido mi roca en los momentos más difíciles, quiero expresar mi profunda admiración y gratitud. Su fortaleza y amor incondicional me han sostenido durante este viaje académico y me han dado la fuerza para seguir adelante incluso en los momentos de mayor dificultad.

Cada página de este trabajo es un testimonio de la dedicación y el amor de mis padres, y cada logro alcanzado es un reflejo de su legado. A través de este trabajo, espero honrar la memoria de mi madre y demostrar la profunda gratitud que siento hacia mis padres.

Gracias por haber sido mis modelos a seguir, mis mentores y mis mejores amigos. Este logro es tanto suyo como mío, y les dedico con todo mi corazón.

Con amor y admiración,

Andrés Gabiel Cando Barreto

Índice general

Agradecimientos	I
Dedicatorias	III
Índice General	IV
Índice de figuras	X
Índice de tablas	XII
Resumen	XIII
Abstract	XIV
Antecedentes	1
Justificación	2
Objetivos	4
Introducción	5
1. Arreglo inteligente de antenas	7
1.1. Introducción a los dispositivos de antenas	7
1.1.1. Parámetros básicos del conjunto de antenas	8
1.1.2. Arreglo lineal	11
1.2. Formación de haz digital	13
1.2.1. Formación de haces elemento-espacio	15

1.2.2.	Formación de haces en el espacio-haz	16
1.3.	Formación de haz adaptativo	18
1.3.1.	Conceptos básicos	18
1.4.	Introducción al Beamforming	20
1.5.	Sistema de haz conmutado	22
1.6.	Sistema de matriz adaptativa	23
1.7.	Dirección de arribo (DOA)	24
2.	Algoritmos Adaptativos	26
2.1.	Criterios para pesos óptimos	26
2.1.1.	Pesos óptimos y error mínimo cuadrático medio	26
2.1.2.	La relación señal a interferencia (SIR)	28
2.2.	Algoritmos adaptativos	29
2.2.1.	Algoritmo de mínimos cuadrados medios	30
2.2.2.	Inversión directa de la matriz de covarianza de la muestra	31
2.2.3.	Algoritmos recursivos de mínimos cuadrados	33
3.	Resultados	35
3.1.	Esquema del Sistema	35
3.1.1.	Diagrama Funcional y Diagrama de Flujo	40
3.2.	Señales de Ingreso al Sistema	42
3.3.	Simulaciones: Etapa 1, Etapa 2, Etapa 3.	43
3.3.1.	Primera Etapa	43
3.3.2.	Segunda Etapa	47
3.3.3.	Tercera Etapa	50
3.4.	Lóbulos de radiación, Algoritmo Mínimos cuadrados Promediados (LMS)	54
3.5.	Diagrama de Radiación Planar	57
3.5.1.	Resultados para un arreglo de 10 antenas	58
3.5.2.	Resultados para un arreglo de 16 antenas	70
4.	Conclusiones y Trabajos Futuros	82
4.0.1.	Conclusiones	82
4.0.2.	Trabajos Futuros	84

<i>ÍNDICE GENERAL</i>	VI
Glosario	85
Referencias	87

Índice de figuras

1.1. Arreglo lineal uniformemente espaciado [6].	11
1.2. Patrón de radiación de un arreglo lineal de ocho elementos.	12
1.3. Un formador de haz forma una combinación lineal de las salidas del sensor que primero se multiplican por pesos complejos y luego se suman [6].	15
1.4. Formador de haz digital de espacio-elemento [6].	16
1.5. Formador de haz digital en espacio de haz para múltiples haces simultáneamente [6].	17
1.6. Arreglo de dos elementos para eliminación de interferencias [6].	19
1.7. Sistema genérico de formación de haces adaptativo [6].	20
1.8. Sistema de haz conmutado [5].	22
1.9. Gráfica comparativa de desempeño entre el sistema de haz conmutado y adaptativo [5].	23
2.1. Representación gráfica del flujo de señal del algoritmo LMS [6].	31
2.2. Representación gráfica del flujo de señal del algoritmo RLS [6].	34
3.1. Diagrama de funcionamiento de sistema de 3 etapas.	40
3.2. Diagrama de flujo del sistema de 3 etapas.	41
3.3. Señales de ingreso al sistema.	42
3.4. Representación de las señales captadas por los primeros 5 elementos de un conjunto de 8 y 16 antenas contaminadas por el ruido gaussiano blanco aditivo.	43
3.5. DOAs recuperadas por algoritmo RLS para un arreglo de 10 Antenas, a) DOAs Deseados 45°;60° DOAs Inteferentes 30°;75° SINR ingreso 5 dB, b) DOAs Deseados 45°;75° DOAs Inteferentes 30°;60° SINR ingreso 10 dB, c) DOAs Deseados 30°;75° DOAs Inteferentes 45°;60° SINR ingreso 20 dB	45

3.6. DOAs recuperadas por algoritmo RLS para un arreglo de 16 Antenas, a) DOAs Deseados 45°;60° DOAs Inteferentes 30°;75° SINR ingreso 5 dB, b) DOAs Deseados 45°;75° DOAs Inteferentes 30°;60° SINR ingreso 10 dB, c) DOAs Deseados 30°;75° DOAs Inteferentes 45°;60° SINR ingreso 20 dB 46

3.7. Señales resultantes del filtro de suavizado gaussiano para un arreglo de 10 antenas, a) DOAs Deseados 45°;60° DOAs Inteferentes 30°;75° SINR ingreso 5 dB, b) DOAs Deseados 45°;75° DOAs Inteferentes 30°;60° SINR ingreso 10 dB, c) DOAs Deseados 30°;75° DOAs Inteferentes 45°;60° SINR ingreso 20 dB 48

3.8. Señales resultantes del filtro de suavizado gaussiano para un arreglo de 16 Antenas, a) DOAs Deseados 45°;60° DOAs Inteferentes 30°;75° SINR ingreso 5 dB, b) DOAs Deseados 45°;75° DOAs Inteferentes 30°;60° SINR ingreso 10 dB, c) DOAs Deseados 30°;75° DOAs Inteferentes 45°;60° SINR ingreso 20 dB 49

3.9. DOAs recuperadas por algoritmo LMS para un arreglo de 10 Antenas, a) DOAs Deseados 45°;60° DOAs Inteferentes 30°;75° SINR ingreso 5 dB, b) DOAs Deseados 45°;75° DOAs Inteferentes 30°;60° SINR ingreso 10 dB, c) DOAs Deseados 30°;75° DOAs Inteferentes 45°;60° SINR ingreso 20 dB 52

3.10. DOAs recuperadas por algoritmo LMS para un arreglo de 16 Antenas, a) DOAs Deseados 45°;60° DOAs Inteferentes 30°;75° SINR ingreso 5 dB, b) DOAs Deseados 45°;75° DOAs Inteferentes 30°;60° SINR ingreso 10 dB, c) DOAs Deseados 30°;75° DOAs Inteferentes 45°;60° SINR ingreso 20 dB 53

3.11. Patrón de radiación de las DOAs obtenidas luego de haberse culminado la Etapa 3 para un arreglo de 10 antenas, a) DOAs Deseados 45°;60° DOAs Inteferentes 30°;75° SINR ingreso 5 dB, b) DOAs Deseados 45°;75° DOAs Inteferentes 30°;60° SINR ingreso 10 dB, c) DOAs Deseados 30°;75° DOAs Inteferentes 45°;60° SINR ingreso 20 dB . . . 55

3.12. Patrón de radiación de las DOAs obtenidas luego de haberse culminado la Etapa 3 para un arreglo de 16 antenas, a) DOAs Deseados 45°;60° DOAs Inteferentes 30°;75° SINR ingreso 5 dB, b) DOAs Deseados 45°;75° DOAs Inteferentes 30°;60° SINR ingreso 10 dB, c) DOAs Deseados 30°;75° DOAs Inteferentes 45°;60° SINR ingreso 20 dB . . . 56

3.13. Patrones de radiación individuales correspondientes al algoritmo LMS implementado en la tercera etapa con un SINR ingreso 5 dB. a) DOA Deseado 45° DOAs Inteferentes 30°;60°;75°, b) DOA Deseado 60°, DOAs Inteferentes 30°,45°,75°. 58

3.14. Patrón de radiación de la suma promediada de las dos señales deseadas correspondientes al algoritmo LMS implementado en la tercera etapa con un SINR ingreso 5 dB, Doas esperados 45° y 60° de un arreglo de 10 antenas. 59

3.15. Patrones de radiación individuales correspondientes al algoritmo LMS implementado en la tercera etapa con un SINR ingreso 10 dB. a) DOA Deseado 45° DOAs Inteferentes 30°;60°;75°, b) DOA Deseado 75°, DOAs Inteferentes 30°,45°,60°. 62

3.16. Patrón de radiación de la suma promediada de las dos señales deseadas correspondientes al algoritmo LMS implementado en la tercera etapa con un SINR ingreso 10 dB, Doas esperados 45° y 75° de un arreglo de 10 antenas. 63

3.17. Patrones de radiación individuales correspondientes al algoritmo LMS implementado en la tercera etapa con un SINR ingreso 20 dB. a) DOA Deseado 30° DOAs Inteferentes 45°;60°;75°, b) DOA Deseado 75°, DOAs Inteferentes 30°,45°,60°. 66

3.18. Patrón de radiación de la suma promediada de las dos señales deseadas correspondientes al algoritmo LMS implementado en la tercera etapa con un SINR ingreso 20 dB, Doas esperados 30° y 75° de un arreglo de 10 antenas. 67

3.19. Patrones de radiación individuales correspondientes al algoritmo LMS implementado en la tercera etapa con un SINR ingreso 5 dB. a) DOA Deseado 45° DOAs Inteferentes 30°;60°;75°, b) DOA Deseado 60°, DOAs Inteferentes 30°,45°,75°. 70

3.20. Patrón de radiación de la suma promediada de las dos señales deseadas correspondientes al algoritmo LMS implementado en la tercera etapa con un SINR ingreso 5 dB, Doas esperados 30° y 75° de un arreglo de 10 antenas. 71

3.21. Patrones de radiación individuales correspondientes al algoritmo LMS implementado en la tercera etapa con un SINR ingreso 10 dB. a) DOA Deseado 45° DOAs Inteferentes 30°;60°;75°, b) DOA Deseado 75°, DOAs Inteferentes 30°,45°,60°. 74

3.22. Patrón de radiación de la suma promediada de las dos señales deseadas correspondientes al algoritmo LMS implementado en la tercera etapa con un SINR ingreso 10 dB, Doas esperados 30° y 75° de un arreglo de 10 antenas. 75

3.23. Patrones de radiación individuales correspondientes al algoritmo LMS implementado en la tercera etapa con un SINR ingreso 20 dB. a) DOA Deseado 30° DOAs Inteferentes 45°;60°;75°, b) DOA Deseado 75°, DOAs Inteferentes 30°,45°,60°. 78

3.24. Patrón de radiación de la suma promediada de las dos señales deseadas correspondientes al algoritmo LMS implementado en la tercera etapa con un SINR ingreso 10 dB, Doas esperados 30° y 75° de un arreglo de 10 antenas. 79

Índice de tablas

3.1. Parámetros Etapa 1, Algoritmo RLS	43
3.2. Pesos óptimos Algoritmo RLS para un arreglo de 10 antenas	44
3.3. Pesos óptimos Algoritmo RLS para un arreglo de 16 antenas	44
3.4. Parámetros Etapa 3, Algoritmo LMS	50
3.5. Pesos óptimos Algoritmo LMS para un arreglo de 10 antenas	51
3.6. Pesos óptimos Algoritmo LMS para un arreglo de 16 antenas	51
3.7. Resultados de DOAs deseados 60° y 45° ,DOAs Interferentes 30° y 75°	60
3.8. Resultados de DOAs deseados 60° y 75° ,DOAs Interferentes 30° y 45°	60
3.9. Resultados de DOAs deseados 60° y 30° ,DOAs Interferentes 75° y 45°	60
3.10. Resultados de DOAs deseados 45° y 75° ,DOAs Interferentes 60° y 30°	60
3.11. Resultados de DOAs deseados 45° y 30° ,DOAs Interferentes 60° y 75°	61
3.12. Resultados de DOAs deseados 75° y 30° ,DOAs Interferentes 60° y 45°	61
3.13. Resultados de DOAs deseados 60° y 45° ,DOAs Interferentes 30° y 75°	64
3.14. Resultados de DOAs deseados 60° y 75° ,DOAs Interferentes 30° y 45°	64
3.15. Resultados de DOAs deseados 60° y 30° ,DOAs Interferentes 75° y 45°	64
3.16. Resultados de DOAs deseados 45° y 75° ,DOAs Interferentes 60° y 30°	64
3.17. Resultados de DOAs deseados 45° y 30° ,DOAs Interferentes 60° y 75°	65
3.18. Resultados de DOAs deseados 75° y 30° ,DOAs Interferentes 60° y 45°	65
3.19. Resultados de DOAs deseados 60° y 45° ,DOAs Interferentes 30° y 75°	68
3.20. Resultados de DOAs deseados 60° y 75° ,DOAs Interferentes 30° y 45°	68
3.21. Resultados de DOAs deseados 60° y 30° ,DOAs Interferentes 75° y 45°	68
3.22. Resultados de DOAs deseados 45° y 75° ,DOAs Interferentes 60° y 30°	68
3.23. Resultados de DOAs deseados 45° y 30° ,DOAs Interferentes 60° y 75°	69
3.24. Resultados de DOAs deseados 75° y 30° ,DOAs Interferentes 60° y 45°	69

3.25. Resultados de DOAs deseados 60°y 45° ,DOAs Interferentes 30°y 75°	72
3.26. Resultados de DOAs deseados 60°y 75° ,DOAs Interferentes 30°y 45°	72
3.27. Resultados de DOAs deseados 60°y 30° ,DOAs Interferentes 75°y 45°	72
3.28. Resultados de DOAs deseados 45°y 75° ,DOAs Interferentes 60°y 30°	72
3.29. Resultados de DOAs deseados 45°y 30° ,DOAs Interferentes 60°y 75°	73
3.30. Resultados de DOAs deseados 75°y 30° ,DOAs Interferentes 60°y 45°	73
3.31. Resultados de DOAs deseados 60°y 45° ,DOAs Interferentes 30°y 75°	76
3.32. Resultados de DOAs deseados 60°y 75° ,DOAs Interferentes 30°y 45°	76
3.33. Resultados de DOAs deseados 60°y 30° ,DOAs Interferentes 75°y 45°	76
3.34. Resultados de DOAs deseados 45°y 75° ,DOAs Interferentes 60°y 30°	76
3.35. Resultados de DOAs deseados 45°y 30° ,DOAs Interferentes 60°y 75°	77
3.36. Resultados de DOAs deseados 75°y 30° ,DOAs Interferentes 60°y 45°	77
3.37. Resultados de DOAs deseados 60°y 45° ,DOAs Interferentes 30°y 75°	80
3.38. Resultados de DOAs deseados 60°y 75° ,DOAs Interferentes 30°y 45°	80
3.39. Resultados de DOAs deseados 60°y 30° ,DOAs Interferentes 75°y 45°	80
3.40. Resultados de DOAs deseados 45°y 75° ,DOAs Interferentes 60°y 30°	80
3.41. Resultados de DOAs deseados 45°y 30° ,DOAs Interferentes 60°y 75°	81
3.42. Resultados de DOAs deseados 75°y 30° ,DOAs Interferentes 60°y 45°	81

Resumen

En este trabajo de titulación se investiga un sistema de formación de haces adaptativo, focalizando particularmente en la aplicación de los algoritmos de mínimo cuadrado promediado y mínimo cuadrado recursivo. Se considera el filtro adaptativo como un sistema predominantemente lineal, lo que permite su análisis y evaluación en un entorno definido. Para ello, se ha concebido un sistema compuesto por tres etapas secuenciales. La primera fase aborda el diseño de un arreglo lineal uniforme de antenas, cuya salida es procesada mediante el filtro adaptativo RLS para recuperar la primera señal de interés. Posteriormente, en la segunda etapa, se integra un filtro gaussiano con la finalidad de mitigar el ruido presente en la señal obtenida tras la primera fase del sistema. La tercera etapa se enfoca en la implementación de un filtro adaptativo LMS para optimizar la señal de salida. La simulación del sistema se lleva a cabo bajo condiciones de ruido máximo, variando los parámetros de los filtros adaptativos y el número de antenas en el arreglo lineal. La evaluación del sistema se basa en un análisis exhaustivo del patrón de radiación, que incluye la verificación de las direcciones de arribo requeridas, la localización de los nulos, el ancho de media potencia y la efectividad en la recuperación de las señales de interés. Este enfoque proporciona una comprensión profunda de la eficacia y robustez del sistema propuesto en condiciones diversas y permite la identificación de áreas potenciales de mejora para futuras investigaciones.

Palabras clave: RLS; LMS;

Abstract

In this degree work, an adaptive beamforming system is investigated, focusing particularly on the application of the averaged least square and recursive least square algorithms. The adaptive filter is considered as a predominantly linear system, which allows its analysis and evaluation in a defined environment. For this purpose, a system composed of three sequential stages has been devised. The first stage deals with the design of a uniform linear array of antennas, whose output is processed by the RLS adaptive filter to recover the first signal of interest. Subsequently, in the second stage, a Gaussian filter is integrated in order to mitigate the noise present in the signal obtained after the first stage of the system. The third stage focuses on the implementation of an LMS adaptive filter to optimize the output signal. The system simulation is carried out under maximum noise conditions, varying the parameters of the adaptive filters and the number of antennas in the linear array. The system evaluation is based on a thorough analysis of the radiation pattern, including verification of the required arrival directions, null location, half-power width and effectiveness in recovering the signals of interest. This approach provides an in-depth understanding of the effectiveness and robustness of the proposed system under varying conditions and allows the identification of potential areas of improvement for future research.

Keywords: PCM; RLS;

Antecedentes

Los avances tecnológicos están presentes en el diario vivir de los seres humanos, es así como la innovación en las telecomunicaciones ha permitido una gran cantidad de avances y mejora la forma en que nos comunicamos. Con el arribo del internet de las cosas (del inglés Internet of Things, IoT) y la quinta generación celular 5G, basados en las comunicaciones inalámbricas, se optimizan cada vez más sofisticadas antenas.

Los arreglos de las antenas son fundamentales para las comunicaciones, mejoran la eficiencia y la capacidad de un sistema de comunicación. El uso de múltiples antenas en lugar de una sola puede aumentar la eficiencia del sistema en los diferentes parámetros: ganancia de la señal, relación señal a ruido (SNR), ancho de banda, entre otros beneficios. Además, la implementación de un arreglo digital de antenas inteligentes, definida como beamformer, permite una mayor flexibilidad en la dirección, patrones de radiación particulares y fácilmente controlables, lo que puede ser particularmente útil en transmisores de larga distancia o aplicaciones móviles [1],[2]. Estos procedimientos facilitan diversas utilidades en las redes de telecomunicaciones con el fin de adaptar aspectos como patrones de radiación, amplitud de haz, ganancia, entre otros rasgos.

Justificación

La tecnología en la telefonía móvil ha evolucionado significativamente en las últimas décadas. Algunos de los avances más importantes incluyen redes móviles. La tecnología de las redes móviles ha evolucionado desde las primeras redes de segunda generación 2G, hasta las actuales redes de cuarta generación 4G y 5G, que ofrecen velocidades de conexión mucho más rápidas y de mejor cobertura, es así como la telefonía móvil ha dado lugar a una gran variedad de servicios y aplicaciones como redes sociales, servicios de mensajería, navegación GPS, juegos, entre otros [3].

Existen varios tipos de señales inalámbricas utilizadas en la tecnología de comunicaciones, tales como las señales de radiofrecuencia (RF) las cuales son utilizadas en una variedad de aplicaciones de comunicaciones inalámbricas, incluyendo la televisión, la radio, los teléfonos móviles, el WiFi y la comunicación de datos inalámbrica. Por otro lado las señales de microondas se utilizan para la transmisión de datos a largas distancias mediante enlaces de comunicaciones punto a punto, como los sistemas de comunicaciones de satélite [4]. Debido a los fenómenos físicos de reflexión, refracción y difracción que afectan la propagación de una señal de radio cuando hay obstáculos en el trayecto de la señal, ésta se divide en varios caminos, lo que se conoce como multitrayecto [4], además de estar presente el ruido aditivo blanco gaussiano (AWGN) caracterizado por una densidad espectral constante en todas las frecuencias. Esto da como resultado el comportamiento aleatorio de las señales de radio [5]. Es necesario resolver este problema ya que el comportamiento aleatorio de las señales puede causar errores en la transmisión de información y la reducción de la calidad de las señales deseadas. Los algoritmos adaptativos y las técnicas de filtrado inteligente son utilizados para mitigar el efecto del ruido aleatorio en las señales; lo dicho se aplica primordialmente al desarrollo de los arreglos de

antenas inteligentes o beamforming [6],[7]. En el presente trabajo se va a desarrollar un sistema inteligente de arreglo de antenas de múltiple selección de señales, con base en los algoritmos adaptativos de Mínimo Cuadrático Promediado (de sus siglas en inglés Least Mean Square, LMS) y Cuadrático Mínimo Recursivo (de sus siglas en inglés Recursive Least Square, RLS). Estos arreglos estarán desarrollados para generar distintos lóbulos principales y nulos de acuerdo con el número de señales deseadas e interferencias a eliminar en el sistema de recepción, respectivamente. La calidad de filtrado y determinación de los lóbulos en general se establecerán a través de los algoritmos adaptativos que son el núcleo principal del sistema en conjunto con la configuración geométrica y número de elementos del arreglo a seleccionar. Por último, se realizará el análisis de eficiencia del arreglo de antenas con ambos sistemas de filtrado inteligente para diferentes consideraciones de relación señal a ruido (SNR), señales deseadas (máximo 4) y sus correspondientes direcciones de arribo (DOAs), ancho de lóbulo de media potencia y ubicación de nulos.

Objetivos

Objetivo General

- Aplicar los algoritmos LMS y RLS para la simulación de un arreglo lineal uniforme de antenas inteligentes de múltiple selección.

Objetivos específicos:

- Realizar un estudio del estado del arte de arreglos de antenas de múltiple selección y los distintos tipos de algoritmos y filtros adaptativos para la simulación.
- Obtener los lóbulos principales del arreglo de acuerdo con las direcciones de arribo de las señales requeridas, filtrando y descartando las señales de interferencia.
- Implementar los algoritmos LMS y RLS para la simulación de un arreglo de antenas inteligentes de múltiple selección.
- Análisis de los parámetros HPBW, FNBW, DoAs, los cuales determinan el desempeño del arreglo de antenas por medio del patrón de radiación.

Introducción

En este trabajo se va a desarrollar un sistema inteligente de arreglo de antenas de múltiple selección de señales con base en los algoritmos adaptativos LMS y RLS. Para el funcionamiento del sistema se tomarán varias señales de entrada, considerando cuatro señales, de las cuales dos se considerarán como de interferencia. Además de las señales de interferencia se contaminará el arreglo de antenas inteligente mediante AWGN. Tanto las señales de información deseada, como las señales de interferencia ingresarán al arreglo inteligente de antenas con sus respectivas direcciones de arribo que están en función de los retrasos de tiempo. Todas las señales que ingresan al arreglo son una sumatoria de las componentes de cada señal. Posteriormente, el arreglo está compuesto por un conjunto de pesos que se ajustarán de manera iterativa por medio del algoritmo adaptativo para provocar las salidas del sistema. Esto se logra mediante una resta comparativa entre la señal de salida y la señal deseada, obteniendo una señal de error, la cual se retroalimenta de manera iterativa al bloque de procesamiento de señales digitales (de sus siglas en inglés Digital Signal Processor, DSP) basado en los algoritmos adaptativos RLS y LMS donde la primera iteración tendrá un margen de error muy significativo, que irá disminuyendo conforme se van ajustando los pesos del arreglo, de esta manera las iteraciones consecuentes y error cuadrático promedio convergerá a cero de tal manera que se obtengan los pesos adecuados que indicaran la recuperación de cada una de las señales deseadas. Todo esto se logrará mediante un modelo espacial que genere lóbulos principales, de acuerdo a las direcciones de arribo de las señales deseadas, y nulos en las otras direcciones de las señales de interferencia, además de minimizar el efecto del ruido. Finalmente, el sistema será evaluado mediante el análisis del patrón de radiación, verificando las direcciones de arribo (del inglés Direction of

Arrival Algorithms, DoAs) requeridas, la ubicación de los nulos (del inglés First Null Beamwidth, FBNW), el ancho de media potencia (del inglés Half Power Beamwidth, HPBW) y la recuperación de las señales deseadas.

Capítulo 1

Arreglo inteligente de antenas

1.1. Introducción a los dispositivos de antenas

En muchas aplicaciones de antenas, las comunicaciones punto a punto son de interés. Se puede utilizar ventajosamente un haz de antena altamente directivo. El haz direccional se puede realizar formando un arreglo con varios radiadores. A medida que aumenta la directividad de la antena, también aumenta la ganancia. En el extremo receptor del enlace de comunicaciones, el aumento de la directividad significa que la antena recibe menos interferencia de su entorno de señal. La formación de haces digitales se fundamenta en la captura de las señales RF provenientes de los componentes de la antena, las cuales son convertidas en dos flujos de señales binarias de banda base I y Q [8]. Estas representan tanto las amplitudes como las fases de las señales recibidas en los elementos del conjunto. La formación de haces se realiza mediante la ponderación de estas señales digitales, ajustando sus amplitudes y fases de manera que al sumarse formen el haz deseado. Básicamente, un sistema de formación de haces digitales consta de elementos de antena, receptores independientes para los elementos de antena individuales y un procesador de señal digital. Para comprender los principios básicos de la formación de haces digitales, se presentan sus fundamentos[9].

1.1.1. Parámetros básicos del conjunto de antenas

Ciertos parámetros y definiciones que resultan especialmente pertinentes para los temas abordados. Aunque la mayoría de estos parámetros se establecen en relación con antenas transmisoras, la reciprocidad asegura que estas definiciones sean igualmente aplicables a las antenas receptoras.

Patrón de radiación

La distribución relativa de la potencia de radiación en función de la dirección en el espacio se denomina patrón de radiación de una antena.

Factor de arreglo

El factor de arreglo representa el patrón de radiación de campo lejano de un arreglo de elementos isotrópicos radiantes. El factor de arreglo se denotará por $F(\phi, \theta)$, donde ϕ representa el ángulo de acimut y θ representa el ángulo de elevación en el espacio.

Lóbulo principal

El lóbulo principal del patrón de radiación de una antena es el lóbulo que contiene la dirección de máxima potencia de radiación.

Lóbulos laterales

Los lóbulos laterales son lóbulos en cualquier dirección distinta a la del lóbulo principal.

Amplitud de haz

El ancho del haz de una antena es el ancho angular del lóbulo principal en su patrón de radiación de campo lejano. El ancho del haz a media potencia (HPBW), o ancho del haz de - 3 dB, es el ancho angular medido entre los puntos del lóbulo principal que están - 3 dB por debajo del pico del lóbulo principal. Un arreglo lineal

con ponderación uniforme tiene un ancho de haz de - 3 dB como:

$$HPBW = \frac{0,88 \lambda}{A} \quad (1.1)$$

donde A es la longitud de apertura del arreglo y λ es la longitud de onda.

Eficiencia de la antena

La eficiencia de la antena se define como la relación entre la potencia total radiada por la antena y la potencia total entrante a la antena.

Ganancia directiva

La ganancia directiva es una cantidad de campo lejano y se define como la relación entre la densidad de radiación en una dirección angular particular en el espacio y la densidad de radiación de la misma potencia radiada isotrópicamente; eso es:

$$D(\phi, \theta) = \frac{4\pi \text{ Potencia radiada por unidad de angulo solido en la direccion}}{\text{Potencia total radiada por la antena}} \quad (1.2)$$

Directividad

La directividad es la ganancia máxima de directividad de una antena, es decir, es la ganancia directiva en la dirección de la densidad máxima de radiación.

Ganancia de la antena

La ganancia de una antena se define como la relación entre la densidad de radiación en una dirección angular particular en el espacio y la potencia total de entrada a la antena; eso es:

$$G(\phi, \theta) = \frac{4\pi \text{ Potencia radiada por unidad de angulo solido en la direccion}}{\text{Potencia total de entrada a la antena}} \quad (1.3)$$

La ganancia máxima G , o simplemente ganancia, es el producto de la directividad y la eficiencia de la antena η ; eso es.

$$G = D\eta \quad (1.4)$$

Potencia de radiación isotrópica efectiva

La potencia de radiación isotrópica efectiva (EIPR) es el producto de la potencia de entrada a la antena y su ganancia máxima.

Apertura efectiva

La apertura efectiva de una antena se define como el área de una antena ideal que absorbería la misma potencia de una onda plana incidente que la antena en cuestión. En condiciones de polarización coincidente, la apertura efectiva viene dada como:

$$A_{eff} = \frac{\lambda G}{4\pi} \quad (1.5)$$

Eficiencia de apertura

La eficiencia de apertura de una antena se define como la relación entre su apertura efectiva y su apertura física.

Lóbulo de rejilla K overlapped

En un arreglo de antenas, si la separación entre elementos es demasiado grande, se formarán varios lóbulos principales en el espacio visible a cada lado del plano del conjunto. Los lóbulos principales adicionales formados con una gran separación entre elementos se denominan lóbulos de rejilla [6].

1.1.2. Arreglo lineal

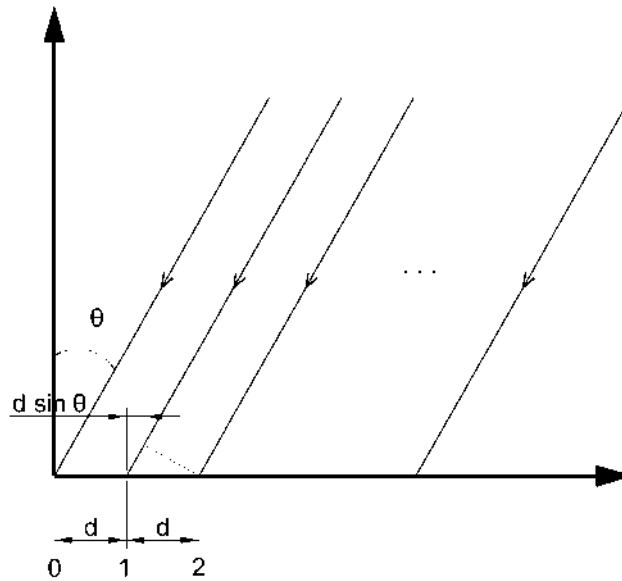


Figura 1.1: Arreglo lineal uniformemente espaciado [6].

En la Figura 1.1 se muestra un arreglo lineal uniformemente espaciado con K elementos isotrópicos idénticos. Cada elemento se pondera con un peso complejo V_k con $k = 0, 1, \dots, K - 1$ y el espaciado entre elementos se denota por d . Si una onda plana incide sobre el conjunto en un ángulo θ con respecto a la normal del arreglo, el frente de onda llega al elemento $k + 1$ antes que al elemento k , ya que la distancia diferencial a lo largo de las dos trayectorias de los rayos es $d \sin \theta$. Al establecer la fase de la señal en el origen arbitrariamente a cero, el adelanto de fase de la señal en el elemento k con respecto a la del elemento 0 es $\kappa kd \sin \theta$, donde $\kappa = \frac{2\pi}{\lambda}$ y $\lambda =$ longitud de onda. La suma de todas las salidas de los elementos da lo que comúnmente se conoce como factor de arreglo F [10].

$$F(\theta) = V_0 + V_1 e^{j\kappa d \sin \theta} + V_2 e^{2j\kappa d \sin \theta} + \dots = \sum_{k=0}^{K-1} V_k e^{j\kappa d \sin \theta} \quad (1.6)$$

que se puede expresar en términos de producto interno vectorial:

$$F(\theta) = \mathbf{V}^T \mathbf{v} \quad (1.7)$$

Dónde

$$\mathbf{V} = [V_0 \ V_1 \ \dots \ V_{K-1}]^T \quad (1.8)$$

es el vector de ponderación y

$$\mathbf{v} = \left[1 \ e^{j\kappa d \sin \theta} \ \dots \ e^{j(K-1)\kappa d \sin \theta} \right]^T \quad (1.9)$$

es el vector de propagación del arreglo que contiene la información sobre el ángulo de llegada de la señal. Si el peso complejo es

$$V_k = A_k e^{j\kappa \alpha} \quad (1.10)$$

Donde la fase del elemento k adelanta a la del $(k-1)^{th}$ elemento por α , el factor de arreglo se convierte en.

$$F(\theta) = \sum_{k=0}^{K-1} A_k e^{j(\kappa k d \sin \theta + k\alpha)} \quad (1.11)$$

Si $\alpha = -\kappa k d \sin \theta_0$, se obtendrá una respuesta máxima de $F(\theta)$ en el ángulo θ_0 . Es decir el haz de la antena. Donde se ha dirigido hacia la fuente de onda. En la Figura 1.2 se ofrece un ejemplo de $F(\theta)$ para un conjunto lineal de ocho elementos, donde el haz principal de la antena se dirige hacia la dirección de 60 grados [6].

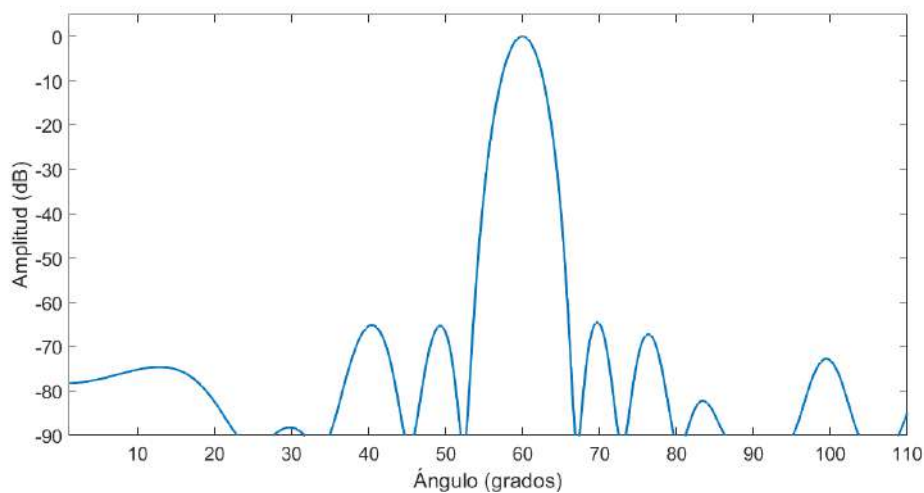


Figura 1.2: Patrón de radiación de un arreglo lineal de ocho elementos.

1.2. Formación de haz digital

Las primeras concepciones que sientan las bases para la formación de haces digitales fueron originadas por pioneros en sistemas de sonar [11] y radar [12]. El arreglo digital de antenas constituye una fusión entre la tecnología de antenas y la tecnología digital. Podemos concebir una antena como un dispositivo que transforma señales espaciotemporales en señales estrictamente temporales, poniéndolas a disposición de diversas técnicas de procesamiento de señales. De esta manera, es posible extraer toda la información deseada contenida en estas señales. Se considera que una antena es óptima cuando realiza la conversión de las señales que llegan a su superficie sin introducir distorsiones en estas señales. Por tanto, una antena con formación de haz digital puede ser considerada como una antena óptima[4].

Se pueden observar las etapas y hacer estimaciones de la divergencia del sistema real respecto del ideal. La formación de haces digitales se basa en la conversión de la señal de RF en cada elemento de la antena en dos flujos de señales binarias de banda base que representan los canales I y Q . Las señales de banda base digitales representan entonces las amplitudes y fases de las señales recibidas en cada elemento del arreglo. El proceso de formación de haces implica ponderar estas señales digitales, ajustando así sus amplitudes y fases de manera que cuando se sumen formen el haz deseado. El haz decidido por el factor de arreglo (1.11) en realidad se forma en el dominio digital; es decir, dentro del sistema de procesamiento computacional [6].

La clave de esta tecnología es la conversión precisa de la señal analógica al régimen digital. Esto se logra utilizando receptores heterodinos completos, que deben coincidir estrechamente en amplitud y fase. No es necesario realizar la coincidencia haciendo ajustes en el hardware, sino aplicando un proceso de calibración que ajusta los valores del flujo de datos antes de la formación del haz. La calibración se realiza en software. Se requiere que los receptores realicen una conversión de frecuencia, filtrado y amplificación a un nivel de potencia acorde con los requisitos de entrada para los ADC. Además de que la calibración se realiza mediante software, se espera cada vez más que funciones del receptor se implementen mediante software. La principal ventaja que se puede obtener de la formación de haces digitales es la gran flexibilidad adicional sin la consiguiente degradación de la relación señal a ruido

(SNR). En muchos sentidos, se puede considerar la antena definitiva, ya que toda la información que llega a la superficie de la antena se captura mediante flujos digitales. Toda esta información está disponible para su procesamiento en el formador de haces. Hay muchas configuraciones posibles para realizar el procesamiento digital. Las instrucciones de formación de haces pueden ser impulsadas por software para producir diferentes tipos de haces, como haces escaneados, haces múltiples, haces con forma o haces con nulos dirigidos [7].

La Figura 1.3 muestra una estructura simple que se puede utilizar para la formación de haces. El formador de haz, que realiza un muestreo del campo de onda propagado, se utiliza normalmente para procesar señales de banda estrecha. La salida en el tiempo n , $y(n)$, está dada por la combinación lineal de los datos en los K sensores en el tiempo

$$y_n(\theta) = \sum_{k=0}^{K-1} w_k^* x_k(n) \quad (1.12)$$

donde $*$ representa un conjugado complejo, x_k es la señal del elemento k^{th} del arreglo y w_k es el peso aplicado a x_k . Siguiendo la convención establecida, multiplicamos los datos por conjugados de los pesos. Esta convención ayuda a simplificar la notación. En forma vectorial, (1.12) se puede escribir como:

$$y_n(\theta) = w^H x(n) \quad (1.13)$$

donde el superíndice H representa la transpuesta. Si $x_k(n) = V_k$ y $w_k = e^{-jk kd \sin \theta}$, la salida de y es igual a F en (1.11); es decir, $y_n(\theta) = F(\theta)$. Sin embargo, con el formador de haz digital se puede hacer mucho más que simplemente evaluar el factor del arreglo. De hecho, se puede cambiar el valor de w para apuntar el haz en cualquier dirección deseada y manipular su forma para optimizar el rendimiento del sistema. Por lo tanto, la flexibilidad de beamforming digital permite la implementación completa de la formación de haces adaptativa [6].

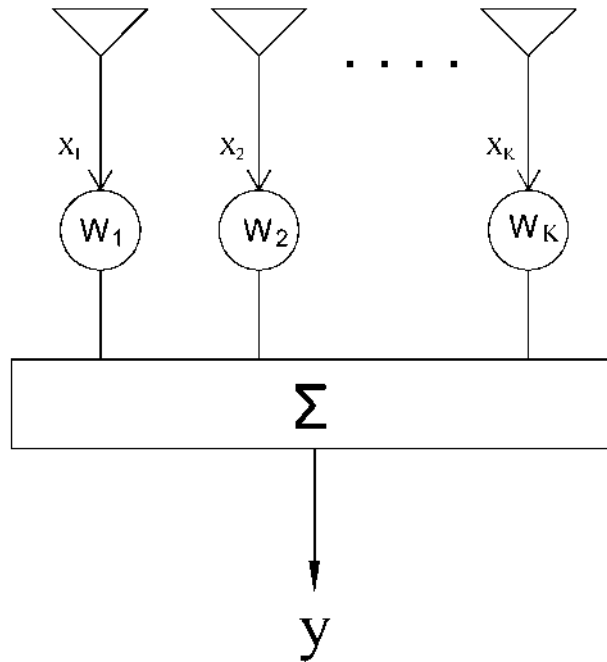


Figura 1.3: Un formador de haz forma una combinación lineal de las salidas del sensor que primero se multiplican por pesos complejos y luego se suman [6].

1.2.1. Formación de haces elemento-espacio

El proceso representado por (1.12) se conoce como formación de haces en el espacio de elementos donde las señales de datos V_k , $k = 0, \dots, K - 1$, de los elementos del arreglo se multiplican directamente por un conjunto de pesos para formar un haz en un ángulo deseado. Multiplicando las señales de datos por diferentes conjuntos de pesos, es posible formar un conjunto de haces con ángulos de orientación dirigidos a cualquier parte del campo definido por los elementos utilizados en el arreglo. Cada formador de haz crea un haz independiente aplicando un peso independiente a las señales del conjunto:

$$y(\theta_i) = \sum_{k=0}^{K-1} w_k^i * x_k \quad (1.14)$$

Donde:

$y(\theta)_i$ = salida del formador de haz

x_k = muestra del cuarto elemento de la matriz

w_k^i = pesos para formar la viga en el ángulo θ_i

En la Figura 1.4 se muestra la configuración para generar un número arbitrario de haces simultáneos a partir de K elementos de antena. Al seleccionar valores apropiados para los vectores de ponderación se puede implementar la dirección del haz, la anulación adaptativa y la conformación del haz [6].

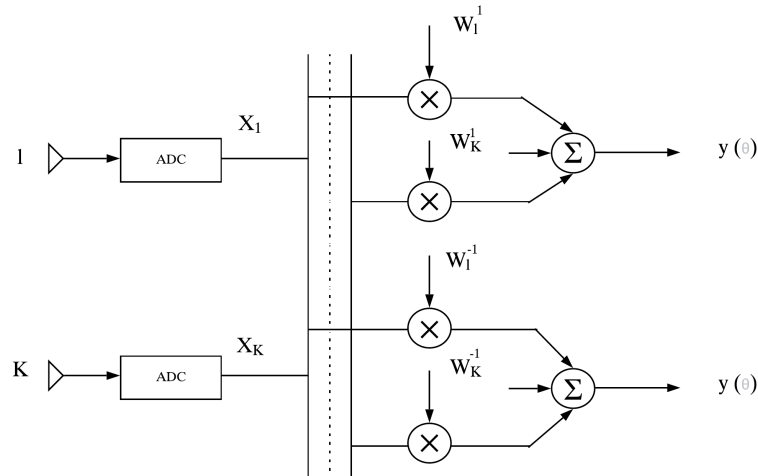


Figura 1.4: Formador de haz digital de espacio-elemento [6].

1.2.2. Formación de haces en el espacio-haz

En lugar de ponderar directamente las salidas de los elementos del arreglo, primero pueden procesarse mediante un formador de haces múltiples para formar un conjunto de haces ortogonales. Luego se puede ponderar la salida de cada haz y combinar el resultado para producir la salida deseada. Este proceso a menudo se denomina formación de haces en el espacio de haces. El formador de haces múltiples necesario produce normalmente haces ortogonales. Por ejemplo, el formador de haces se puede implementar utilizando la FFT. Para un arreglo lineal de K elementos. Se puede formar haces digitales superpuestos, es decir:

$$v(\xi_l) = \sum_{k=0}^{K-1} x_k e^{-j2\pi k\xi_l/K}, \quad \text{para } l = 1, \dots, K \quad (1.15)$$

donde $\theta_l = \sin^{-1}(l\lambda/Kd)$. Debido a la naturaleza fija de estos haces de salida no ponderados (discretos ξ_l), $v(\xi_l)$, el control de haces individuales requiere lo siguiente:

- Interpolación entre haces para orientar con precisión el haz resultante;
- Combinación lineal de los haces de salida para sintetizar un haz conformado o un patrón de lóbulo lateral bajo;
- Combinación lineal de un conjunto seleccionado de haces para crear nulos en la dirección de las fuentes de interferencia.

En otras palabras, la formación de haces en el espacio-haz requiere un conjunto de combinadores-espacio-haz. para generar resultados ponderados. La Figura 1.5 muestra la implementación de un formador de haces basado en FFT ponderado. Los flujos de señales digitales de los elementos de la antena se envían al procesador FFT, que genera K haces ortogonales simultáneos. El papel de la función de selección de haces es elegir un subconjunto de estos haces ortogonales que deben ponderarse para formar el resultado deseado. Por ejemplo, la i -ésima salida deseada puede resultar ser la combinación de haces ponderados k^{th} y $(k + 2)^{th}$. Eso es:

$$y_i = w_1^i v(\xi_k) + w_2^i v(\xi_{k+2}) = \sum_{m=1}^{M_i} w_m^i v(\xi_i(m)) \quad (1.16)$$

donde $i(m)$ es el índice de haz seleccionado ($i(1) = k$ y $i(2) = k + 2$) y M_i es el número de haces ortogonales que se requieren para formar la i -ésimo haz deseado [6].

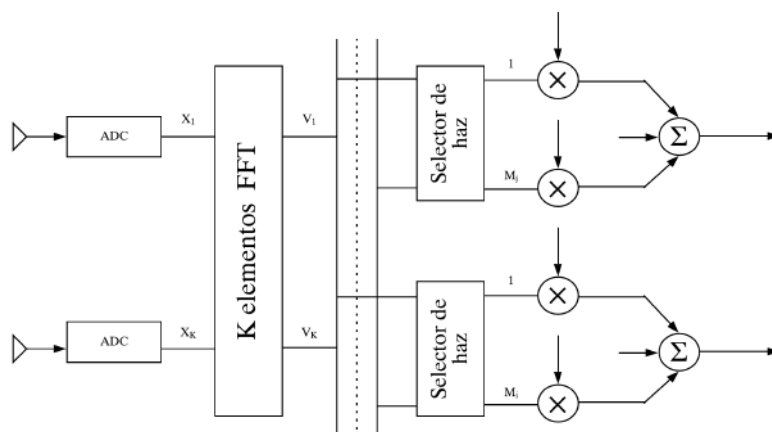


Figura 1.5: Formador de haz digital en espacio de haz para múltiples haces simultáneamente [6].

1.3. Formación de haz adaptativo

Un dispositivo de formación de haz adaptativo se caracteriza por su capacidad para discernir señales que comparten la misma banda de frecuencia, pero que están separadas en el dominio espacial. Esta capacidad constituye un medio efectivo para la separación de la señal de interés de aquellas señales de interferencias no deseadas. La optimización del patrón de la matriz se realiza de manera automática a través del ajuste de los pesos de control elemental, con el objetivo de alcanzar una función predeterminada. El procedimiento de optimización se encuentra definido por un algoritmo específicamente diseñado con este propósito [13].

1.3.1. Conceptos básicos

El siguiente ejemplo ilustra el procedimiento utilizado para dirigir y modificar el patrón de haz del arreglo con el fin de mejorar la recepción de una señal deseada y, al mismo tiempo, suprimir las señales de interferencia mediante una selección de peso compleja. Considere el conjunto que se muestra en la Figura 1.6, que consta de dos antenas omnidireccionales con espaciamiento $\frac{\lambda_0}{2}$. La señal deseada, $S(t)$, llega desde la dirección de arriba ($\theta_S = 0$), y la señal de interferencia, $I(t)$, llega desde el ángulo ($\theta_I = \pi/6$) radianes [6]. Las señales comparten la misma frecuencia f_0 . Cada señal es multiplicada por un peso complejo variable y posteriormente estas son ponderadas para generar la salida del arreglo a través de una suma.

$$y_d(t) = Ae^{j2\pi f_0 t}(w_1 + w_2) \quad (1.17)$$

Para que $y_d(t)$ sea igual a $S(t)$, es necesario que

$$\left. \begin{aligned} \Re[w_1] + \Re[w_2] &= 1 \\ \Im[w_1] + \Im[w_2] &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (1.18)$$

donde $\Re[\]$ y $\Im[\]$ operan sobre los valores reales e imaginarios, respectivamente. La señal de interferencia incidente llega al elemento 2 con un adelanto de fase con respecto al elemento 1 de valor $2\pi \frac{1}{\lambda_0} d \sin(\pi/6) = \pi/2$. En consecuencia, la salida

del arreglo debido a la interferencia es

$$y_1(t) = Ne^{j2\pi f_0 t} w_1 + Ne^{j(2\pi f_0 t + \pi/2)} w_2 \quad (1.19)$$

Para que la interferencia del arreglo sea cero, es necesario que

$$\left. \begin{aligned} \Re[w_1] + \Re[jw_2] &= 0 \\ \Im[w_1] + \Im[jw_2] &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (1.20)$$

La solución simultanea de (1.18) y (1.20) produce

$$w_1 = \frac{1}{2} - j\frac{1}{2}, \quad w_2 = \frac{1}{2} + j\frac{1}{2} \quad (1.21)$$

Con estos pesos, el arreglo aceptará la señal deseada y al mismo tiempo rechazará la interferencia.

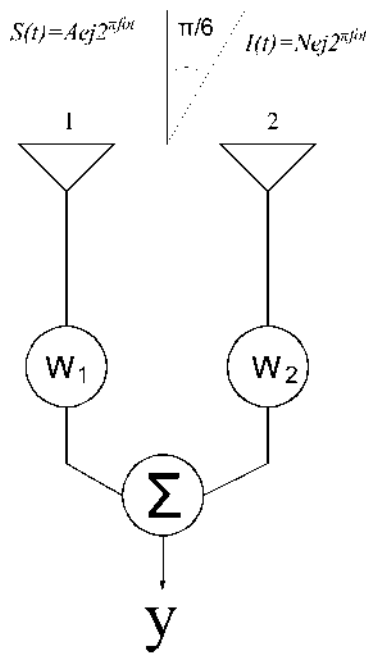


Figura 1.6: Arreglo de dos elementos para eliminación de interferencias [6].

El método utilizado en el problema anterior, consta de una sola fuente de interferencia direccionada y utiliza los datos a priori relativos a las direcciones de arribo de ambas señales y sus correspondientes frecuencias. Un sistema de precesamiento más práctico, no requiere los datos a priori ni con detalle sobre la ubicación, la cantidad y las características de las fuentes de las señales. Sin embargo, este ejemplo ha

demostrado que un sistema que consta de un arreglo configurado con pesos complejos proporciona innumerables posibilidades para lograr los objetivos del sistema. Sólo necesitamos desarrollar un procesador adaptativo práctico para realizar el complejo ajuste del peso [6].

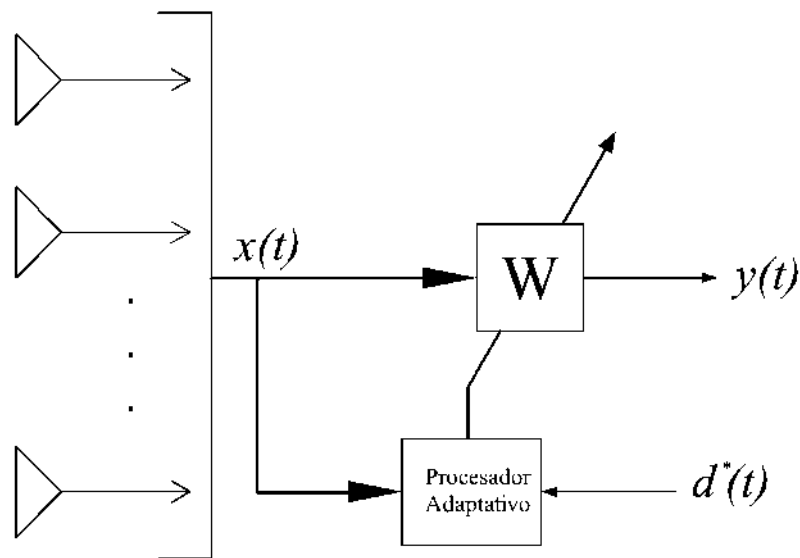


Figura 1.7: Sistema genérico de formación de haces adaptativo [6].

En la Figura 1.7 se ilustra un sistema genérico de formación de haces adaptativo. La determinación del vector de peso w se considera con base en las estadísticas del vector de entrada $x(t)$ recibido por el arreglo. En general, el objetivo es optimizar la respuesta del formador de haz con base a un criterio preestablecido, de modo que en la salida $y(t)$ se presente una cantidad mínima de ruido e interferencia.

1.4. Introducción al Beamforming

En la última década se ha experimentado un notable crecimiento en la tecnología inalámbrica, generando la aparición de servicios más eficientes a costos más bajos. Este fenómeno ha resultado en un incremento en el uso o adquisición de paquetes de datos debido al aumento de suscriptores, provocando un mayor uso del espectro radioeléctrico. Para abordar esta situación de manera práctica, surge la opción del procesamiento espacial[14]. El concepto central del procesamiento espacial

se materializa en las antenas adaptativas o sistemas de antenas inteligentes. Aunque pueda parecer que las antenas adaptativas son una innovación reciente, su origen se remonta a la Segunda Guerra Mundial con el formador de haz convencional de Bartlett[15]. Es únicamente con los avances actuales en potentes procesadores de señales digitales a bajo costo, procesadores de uso general, y circuitos integrados específicos de la aplicación (ASIC), junto con técnicas innovadoras de procesamiento de señales basadas en software, que los sistemas de antena inteligente han despertado un considerable interés a nivel global. Se está realizando una investigación intensiva sobre algoritmos adaptativos y de dirección de llegada (DOA) para sistemas de antenas inteligentes. A medida que crece de manera exponencial el número de usuarios y la demanda de servicios inalámbricos, se incrementa la necesidad de una cobertura más extensa y una calidad de transmisión superior, siendo los sistemas de antenas inteligentes la solución idónea para este desafío. Muchos hacen referencia a los sistemas de antenas inteligentes como antenas inteligentes, pero en realidad las antenas en sí no poseen inteligencia, es el procesamiento de la señal digital, combinado con las antenas, lo que confiere inteligencia al sistema. Fue solo en los últimos años, con la llegada de procesadores de señal digital (DSP) potentes y asequibles, procesadores de uso general y circuitos integrados específicos de aplicaciones (ASIC), así como algoritmos innovadores de procesamiento de señales, que los sistemas de antena inteligente se volvieron prácticos para su aplicación comercial [5].

Los sistemas de antenas inteligentes esencialmente representan una extensión de la sectorización celular, donde la cobertura del sector está compuesta por múltiples haces [16]. Esto se logra mediante el uso de conjuntos de antenas, y el número de haces en el sector depende de la geometría del conjunto de antenas. Debido a la capacidad de las antenas inteligentes para dirigir su patrón de radiación hacia los usuarios deseados mientras rechazan interferencias no deseadas, pueden proporcionar una cobertura más amplia para cada estación base. Además, gracias a su mayor capacidad de rechazo de interferencias y, por ende, una menor tasa de error de bit (BER), estas antenas pueden generar mejoras sustanciales en la capacidad. Estos sistemas suelen clasificarse como de haz conmutado o de matriz adaptativa [17].

1.5. Sistema de haz conmutado

Es un sistema capaz de seleccionar uno de varios patrones predefinidos para mejorar la señal recibida, tal como se ilustra en la figura 1.8, evidenciando una extensión de la sectorización celular, dado que cada sector se subdivide en segmentos más pequeños. A medida que el dispositivo móvil se desplaza dentro de la celda, el sistema de haz conmutado evalúa la intensidad de la señal, elige el patrón de haz predefinido más apropiado y ajusta continuamente los haces según sea necesario. La meta principal del sistema de haz conmutado es incrementar la ganancia en función de la ubicación del usuario. No obstante, debido a que los haces son estáticos, es posible que el usuario previsto no se encuentre en el centro de ningún haz principal específico. Si hay una fuente de interferencia cercana al centro del haz activo, es probable que experimente una mejora mayor que el usuario deseado [5].

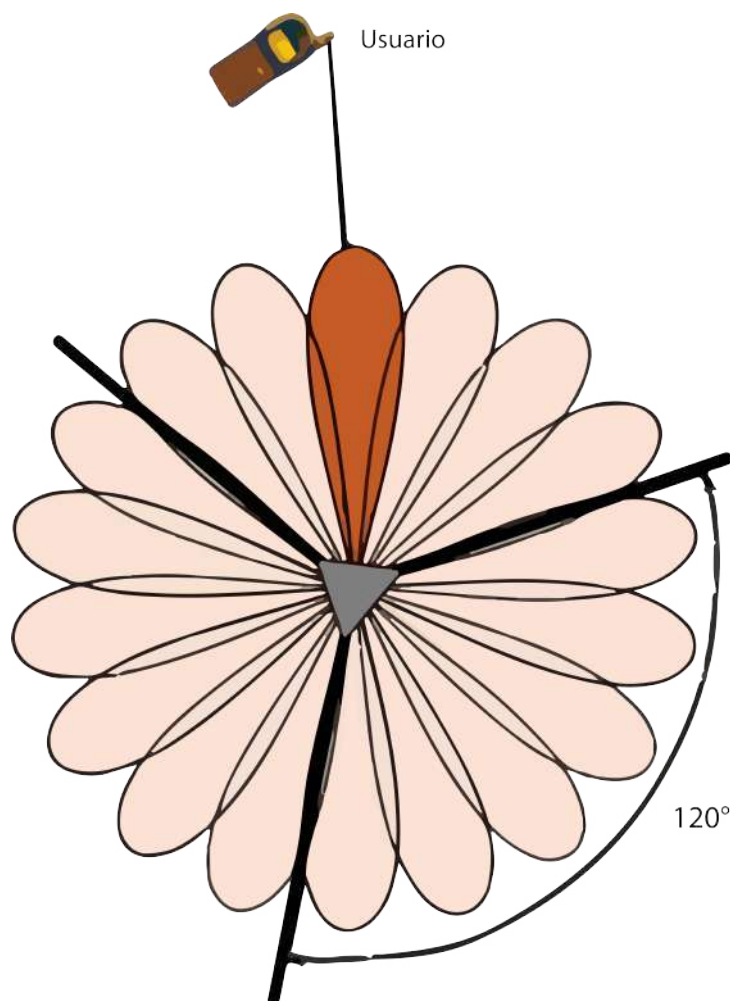


Figura 1.8: Sistema de haz conmutado [5].

1.6. Sistema de matriz adaptativa

Los sistemas de matriz adaptativa ofrecen mayor flexibilidad al tener la capacidad de ajustar en tiempo real, el patrón de radiación según el entorno de la señal de RF. En otras palabras, pueden orientar el haz principal hacia la señal piloto o señal deseada (SD) mientras suprimen el patrón de antenna en la dirección de las fuentes de interferencia o señal no deseada (SND). En resumen, los sistemas de matriz adaptativa pueden personalizar un patrón de radiación adecuado para cada usuario individual, superando significativamente el rendimiento de un sistema de haz conmutado, tal como se ilustra en la figura 1.9, en la cual el esquema conmutado no es capaz de eliminar la interferencia 1 y 2 al tener lóbulos dirigidos en esas direcciones, mientras que el esquema adaptativo establece lóbulos nulos para esas interferencias, debido a que este último tiene la capacidad de controlar el patrón de radiación de manera dinámica en un área de cobertura más extensa para cada sitio de celda, por consiguiente los sistemas de matriz adaptativa incrementan considerablemente la capacidad.

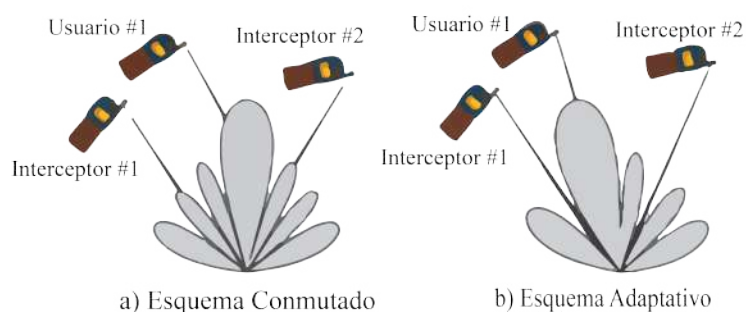


Figura 1.9: Gráfica comparativa de desempeño entre el sistema de haz conmutado y adaptativo [5].

Los sistemas de matriz adaptativa tienen la capacidad de localizar y rastrear señales, ya sean de usuarios o interferencias, ajustando dinámicamente el patrón de la antena para mejorar la recepción y minimizar la interferencia mediante algoritmos de procesamiento digital de señales.

1.7. Dirección de arribo (DOA)

En español dirección de llegada, es un término utilizado en el ámbito de procesamiento de señales y sistemas de antenas para describir la dirección desde la cual una onda electromagnética, como una señal de radio, llega a un receptor o arreglo de antenas. En otras palabras, la DOA se refiere al ángulo o dirección desde la cual proviene una señal electromagnética en un sistema receptor.

En aplicaciones prácticas, determinar la DOA es esencial para diversas aplicaciones, como la localización de fuentes de señales en sistemas de radar, comunicaciones inalámbricas, sonar y otros sistemas de detección y transmisión de ondas electromagnéticas. Técnicas como el uso de arreglos de antenas y algoritmos de procesamiento de señales son comúnmente empleadas para estimar con precisión la dirección de llegada de las señales. Una vez que la agrupación de antenas recibe las señales entrantes desde todas las direcciones, el algoritmo de Dirección de Llegada (DOA) determina las direcciones de todas las señales entrantes basándose en los retrasos temporales. Para calcular estos retrasos temporales, se utiliza una matriz plana $M \times N$ con un espaciado entre elementos d_x a lo largo del eje x y d_y a lo largo del eje y . Cuando una onda entrante, que transporta una señal de banda base $s(t)$ incide en un ángulo (θ, ϕ) sobre el conjunto de antenas, provoca retardos temporales en comparación con los otros elementos de la antena. Estos retrasos temporales están vinculados a la geometría de la antena, el número de elementos y el espacio entre elementos. En el caso de una matriz de cuadrícula rectangular, el retraso temporal de las señales $s(t)$ en el elemento (m, n) , con relación al elemento de referencia $(0, 0)$ en el origen, es...

$$\tau_{mn} = \frac{\Delta r}{v_0} \quad (1.22)$$

Donde Δr y v_0 representa respectivamente la distancia diferencial y la velocidad de la luz en el espacio libre. La distancia diferencial Δr , se calcula usando:

$$\Delta r = d_{mn} \cos(\psi) \quad (1.23)$$

Donde d_{mn} es la distancia desde el origen y (m, n) n-ésimo elemento y ψ es el ángulo

entre el vector unitario radial desde el origen hasta el (m, n) n-ésimo elemento [13].

Capítulo 2

Algoritmos Adaptativos

2.1. Criterios para pesos óptimos

2.1.1. Pesos óptimos y error mínimo cuadrático medio

Consideremos un arreglo lineal uniformemente espaciado, como se muestra en la Figura 1.1, que opera en un entorno de señal donde hay una señal de comunicación deseada $s(t)$, así como N_u señales de interferencia $\{u_i(t)\}_{i=1}^{N_u}$. Supongamos además que la señal deseada llega al conjunto con un ángulo espacial θ_0 y que la i -ésima señal de interferencia llega con un ángulo θ_i . La salida del arreglo está representada por

$$x(t) = s(t) \mathbf{v} + \mathbf{u} = \mathbf{s} + \mathbf{u} \quad (2.1)$$

donde \mathbf{v} es el vector de propagación del conjunto,

$$\mathbf{v}^T = \left[1, e^{j\kappa d \sin \theta_0} \dots e^{j\kappa(K-1)d \sin \theta_0} \right] \quad (2.2)$$

u representa la suma de todos los vectores de señales de interferencia,

$$u = \sum_{i=1}^{N_u} u_i(t) \eta_i \quad (2.3)$$

y η , es el vector de propagación del conjunto para la i ésima señal de interferencia,

$$\eta_i^T = \left[1, e^{jkd \sin \theta_i} \dots e^{j\kappa(K-1)d \sin \theta_i} \right] \quad (2.4)$$

Al conocer la señal deseada $s(t)$, se puede optar por minimizar el error entre la salida del formador de haz $\mathbf{w}^H \mathbf{x}(t)$ y la señal deseada. Claro está, que al conocer la señal deseada suprime el requerimiento de la formación de haces. No obstante, para un sin número de aplicaciones, las propiedades de la señal requerida pueden conocerse con suficiente detalle para generar una señal $d^*(t)$ que la represente fielmente, o al menos se correlacione con la señal deseada hasta cierto punto. Esta señal se llama señal de referencia. Cabe señalar que expresamos la señal de referencia como un conjugado complejo sólo por conveniencia matemática [6],[18]. No haría ninguna diferencia en el resultado final. Los pesos se eligen para minimizar el error cuadrático medio (MSE) entre la salida del formador de haz y la señal de referencia:

$$\tau^2(t) = \left[d^*(t) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \right]^2 \quad (2.5)$$

Tomando los valores esperados de ambos lados de (2.5) y realizando una operación algebraica básica tenemos

$$E \left\{ \tau^2(t) \right\} = E \left\{ d^2(t) \right\} - 2\mathbf{w}^H \mathbf{r} + \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \quad (2.6)$$

Donde $\mathbf{r} = E \left\{ d^*(t) \mathbf{x}(t) \right\}$ y $\mathbf{R} = E \left\{ \mathbf{x}(t) \mathbf{x}^H(t) \right\}$. \mathbf{R} generalmente se denomina matriz de covarianza. El mínimo (MSE) se obtiene estableciendo el vector gradiente de (2.6) con respecto a \mathbf{w} igual a cero.

$$\begin{aligned} \nabla_{\mathbf{w}} (E \left\{ \tau^2(t) \right\}) &= -2\mathbf{r} + 2\mathbf{R}\mathbf{w} \\ &= 0 \end{aligned} \quad (2.7)$$

Se deduce que la solución es

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r} \quad (2.8)$$

que se conoce como ecuación de solución óptima de Wiener.

Si $s(t) = d^*(t) \mathbf{r} = E \left\{ d^2(t) \right\} \mathbf{v}$. Expresemos además $\mathbf{R} = E \left\{ d^2(t) \right\} \mathbf{v} \mathbf{v}^H + \mathbf{R}_u$

donde $\mathbf{R}_u = E \{ \mathbf{u} \mathbf{u}^H \}$ y apliquemos la identidad de Woodbury a \mathbf{R}^{-1} y tenemos

$$\mathbf{R}^{-1} = \left[\frac{1}{1 + E \{ d^2(t) \} \mathbf{v}^H \mathbf{R}_u^{-1} \mathbf{v}} \right] \mathbf{R}_u^{-1} \quad (2.9)$$

Por lo tanto, la solución de Wiener se puede generalizar como

$$\mathbf{w}_{opt} = \beta \mathbf{R}_u^{-1} \mathbf{v} \quad (2.10)$$

donde β es un coeficiente escalar. En el caso de MSE mínimo

$$\beta = \frac{E \{ d^2(t) \}}{1 + E \{ d^2(t) \} \mathbf{v}^H \mathbf{R}_u^{-1} \mathbf{v}} \quad (2.11)$$

2.1.2. La relación señal a interferencia (SIR)

Los pesos se pueden elegir para maximizar directamente la relación señal-interferencia (SIR). Asumiendo que se conocen $\mathbf{R}_s = E \{ \mathbf{s} \mathbf{s}^H \}$ y $\mathbf{R}_u = E \{ \mathbf{u} \mathbf{u}^H \}$, podemos optar por maximizar la relación entre la potencia de la señal de salida σ_s^2 y la potencia total de la señal de interferencia σ_u^2 . La potencia de la señal de salida se puede escribir como:

$$\sigma_s^2 = E \left\{ \left| \mathbf{w}^H \mathbf{s} \right|^2 \right\} = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_s \mathbf{w} \quad (2.12)$$

La potencia de ruido de salida es:

$$\sigma_u^2 = E \left\{ \left| \mathbf{w}^H \mathbf{u} \right|^2 \right\} = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_u \mathbf{w} \quad (2.13)$$

Por lo tanto, el (SIR) está dado por:

$$SIR = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_u^2} = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_s \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_u \mathbf{w}} \quad (2.14)$$

Tomando la derivada de (2.14) con respecto a w y poniéndola a cero, obtenemos.

$$\mathbf{R}_s \mathbf{w} = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_s \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_u \mathbf{w}} \mathbf{R}_u \mathbf{w} \quad (2.15)$$

lo que parece ser un problema propio conjunto. El valor de $\frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_s \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_u \mathbf{w}}$ está acotado por los valores propios mínimo y máximo de la matriz simétrica $\mathbf{R}_u^{-1} \mathbf{R}_s$. El valor propio máximo λ_{max} satisface.

$$\mathbf{R}_u^{-1} \mathbf{R}_s \mathbf{w} = \lambda_{max} \mathbf{w} \quad (2.16)$$

es el valor óptimo de (SIR); ($SIR = \lambda_{max}$). Correspondiente a este valor existe un vector propio único \mathbf{w}_{opt} , que representa los pesos óptimos. Por lo tanto,

$$\mathbf{R}_s \mathbf{w}_{opt} = SIR \mathbf{R}_u \mathbf{w}_{opt} \quad (2.17)$$

Observando que $\mathbf{R}_s = E \{d^2(t)\} \mathbf{v} \mathbf{v}^H$, obtenemos

$$\beta = \frac{E \{d^2(t)\}}{SIR} \mathbf{v}^H \mathbf{w}_{opt} \quad (2.18)$$

Es decir, el criterio máximo (SIR) también se puede caracterizar en términos de la solución de Wiener[19].

2.2. Algoritmos adaptativos

La elección de algoritmos adaptativos para derivar los pesos adaptativos es muy importante porque determina tanto la velocidad de convergencia como la complejidad del hardware necesaria para implementar el algoritmo. En esta sección, discutiremos una serie de técnicas adaptativas comunes. Es importante destacar que los criterios mencionados anteriormente se describen de manera general, aunque cada descripción utiliza el tiempo continuo. Es evidente que estos criterios también son válidos para señales que se presentan en un dominio de tiempo discreto. En este apartado, dado que nos ocupamos de algoritmos de formación de haz adaptativo digital, pondremos énfasis en los aspectos relacionados con el procesamiento de señales digitales al expresar los algoritmos en términos de tiempo discreto [20],[21].

2.2.1. Algoritmo de mínimos cuadrados medios

El algoritmo adaptativo más común para la adaptación continua es el algoritmo de mínimos cuadrados medios (LMS). Se basa en el método de descenso más pronunciado, un método de optimización bien conocido, que determina y actualiza recursivamente el vector de peso. Intuitivamente es razonable que correcciones sucesivas al vector de peso en la dirección negativa del vector de gradiente eventualmente conduzcan al error mínimo cuadrado, punto en el cual el vector de peso asume su valor óptimo. Según el método del descenso más pronunciado, el valor actualizado del vector de peso en el momento $n + 1$ se calcula utilizando la relación recursiva simple.

$$\mathbf{w}(n+1) \approx \mathbf{w}(n) + \frac{1}{2}\mu \left[-\nabla \left(E \left\{ \tau^2(n) \right\} \right) \right] \quad (2.19)$$

De (2.7) se deduce que

$$\mathbf{w}(n+1) \approx \mathbf{w}(n) + \mu [\mathbf{r} - \mathbf{R}\mathbf{w}(n)] \quad (2.20)$$

En realidad, no es posible una medición exacta del vector gradiente, ya que esto requeriría un conocimiento previo tanto de \mathbf{R} como de \mathbf{r} . La estrategia más obvia es utilizar sus estimaciones instantáneas, que se definen, respectivamente, como.

$$\hat{\mathbf{R}}(n) = \mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n) \quad (2.21)$$

y

$$\hat{\mathbf{r}}(n) = d^*(n)\mathbf{x}(n) \quad (2.22)$$

Los pesos pueden actualizarse como

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{w}}(n+1) &= \hat{\mathbf{w}}(n) + \mu \mathbf{x}(n) [d^*(n) - \mathbf{x}^H(n) \hat{\mathbf{w}}(n)] \\ &= \hat{\mathbf{w}}(n) + \mu \mathbf{x}(n) e^*(n) \end{aligned} \quad (2.23)$$

Donde la constante μ controla la convergencia de la secuencia vectorial aleatoria $\mathbf{w}(n)$. Tenga en cuenta que este es un enfoque continuamente adaptable, donde los pesos se actualizan a medida que se muestrean los datos, de modo que

la secuencia de vectores de pesos resultante converja a la solución óptima. El proceso de adaptabilidad continua funciona bien cuando las estadísticas relacionadas con el entorno de la señal son estacionarias. La Figura 2.1 muestra la representación gráfica del flujo de señales del algoritmo LMS. La principal característica del algoritmo LMS es su simplicidad. Su rendimiento es aceptable en muchas aplicaciones. No obstante sus propiedades de convergencia son dependientes de la estructura propia de $\hat{\mathbf{R}}$. Además, cuando sus valores propios están ampliamente dispersos, la convergencia puede llegar a ser lenta y se suele considerar otros algoritmos adaptativos con mejores tasas de convergencia [22],[6],[23].

2.2.2. Inversión directa de la matriz de covarianza de la muestra

Una forma de acelerar la tasa de convergencia es emplear la inversión directa de la matriz de covarianza \mathbf{R} en (2.8). Si se conocen las señales deseadas y de interferencia.

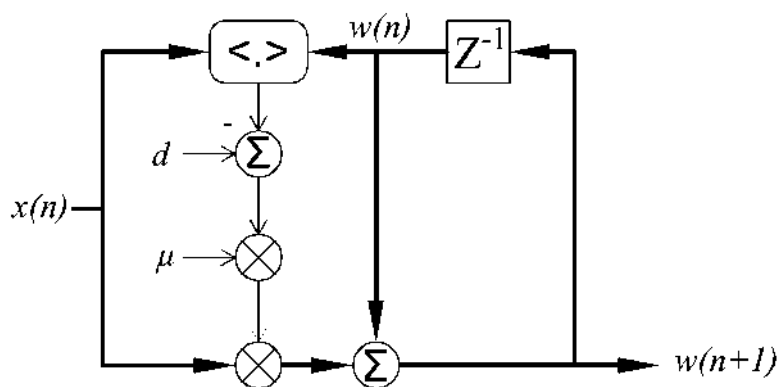


Figura 2.1: Representación gráfica del flujo de señal del algoritmo LMS [6].

Entonces se podría evaluar la matriz de covarianza y calcular la solución óptima para las ponderaciones utilizando (2.8). En la práctica, las señales son desconocidas entre sí y el entorno de estas sufre modificaciones frecuentes. Por consiguiente, el sistema adaptativo se ve en la necesidad de actualizar continuamente

su vector de pesos para lograr los nuevos requisitos establecido por las condiciones variables. Esta requerimiento de actualizar el vector de pesos sin datos a priori conduce al recurso de obtener estimaciones de \mathbf{R} y \mathbf{r} en un intervalo de observación finito y luego usar estas estimaciones en (2.8) para obtener el vector de peso deseado. Las estimaciones de ambos R y r pueden evaluarse, respectivamente, como.

$$\hat{\mathbf{R}} = \sum_{i=N_1}^{N_2} \mathbf{x}(i)\mathbf{x}^H(i) \quad (2.24)$$

y

$$\hat{\mathbf{r}} = \sum_{i=N_1}^{N_2} d^*(i)\mathbf{x}(i) \quad (2.25)$$

donde N_1 y N_2 son los límites inferior y superior del intervalo o ventana de observación, respectivamente. Tenga en cuenta que este es un enfoque adaptativo de bloques, donde las estadísticas se estiman a partir de un bloque temporal de datos de matriz y se utilizan en una ecuación de peso óptima. Si se prevé un entorno no estacionario (que varía en el tiempo), se puede utilizar la adaptación de bloques, siempre que los pesos se vuelvan a calcular periódicamente. De (2.8) se deduce que la estimación del vector de peso viene dada por.

$$\hat{\mathbf{w}} = \hat{\mathbf{R}}^{-1}\hat{\mathbf{r}} \quad (2.26)$$

Si introducimos un término \mathbf{e} para representar los errores debidos a las estimaciones, podemos escribir.

$$\mathbf{e} = \hat{\mathbf{R}}\mathbf{w}_{opt} - \hat{\mathbf{r}} \quad (2.27)$$

que puede verse como la formulación de mínimos cuadrados del problema. El vector de peso que se deriva utilizando el método de inversión de matiz de muestra (SMI) es una solución de mínimos cuadrados [6].

2.2.3. Algoritmos recursivos de mínimos cuadrados

En lugar de utilizar ventaneo para estimar ambos \mathbf{R} y \mathbf{r} , podemos estimarlos usando la suma de pesos.

$$\dot{\mathbf{R}}(n) = \sum_{i=1}^N \gamma^{n-1} \mathbf{x}(i) \mathbf{x}^H(i) \quad (2.28)$$

y

$$\dot{\mathbf{r}}(n) = \sum_{i=1}^N \gamma^{n-1} d^*(i) \mathbf{x}(i) \quad (2.29)$$

El factor de ponderación, $0 < \gamma \leq 1$, tiene como objetivo garantizar que los datos del pasado lejano se olviden para permitir al procesador seguir las variaciones estadísticas de los datos observables. Factorizando los términos correspondientes a $i = n$ en ambos (2.28) y (2.29), tenemos la siguiente recursividad para actualizar $\dot{\mathbf{R}}(n)$ y $\dot{\mathbf{r}}(n)$.

$$\dot{\mathbf{R}}(n) = \gamma \dot{\mathbf{R}}(n-1) + \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) \quad (2.30)$$

y

$$\dot{\mathbf{r}}(n) = \gamma \dot{\mathbf{r}}(n-1) + d^*(n) \mathbf{x}(n) \quad (2.31)$$

Usando la identidad de Woodbury, obtenemos la siguiente ecuación recursiva para derivar la inversa de la matriz de covarianza.

$$\mathbf{R}^{-1}(n) = \gamma^{-1} \left[\mathbf{R}^{-1}(n-1) - q(n) \mathbf{x}(n) \mathbf{R}^{-1}(n-1) \right] \quad (2.32)$$

Donde el vector de ganancia $\mathbf{q}(n)$ esta dado por.

$$\mathbf{q}(n) = \frac{\gamma^{-1} \mathbf{R}^{-1}(n-1) \mathbf{x}(n)}{1 + \gamma^{-1} \mathbf{x}^H(n) \mathbf{R}^{-1}(n-1) \mathbf{x}(n)} \quad (2.33)$$

Para desarrollar la ecuación recursiva y para actualizar la estimación de mínimos cuadrados $\hat{\mathbf{w}}(n)$, usamos (2.8) para expresar $u(n)$ de la siguiente manera.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{w}}(n) &= \dot{\mathbf{R}}^{-1}(n) \dot{\mathbf{r}}(n) \\ &= \gamma^{-1} [\mathbf{R}^{-1}(n-1) - \mathbf{q}(n) \mathbf{x}(n) \mathbf{R}^{-1}(n-1)] \times [\gamma \dot{\mathbf{r}}(n-1) + d^*(n) \mathbf{x}(n)] \end{aligned} \quad (2.34)$$

Reorganizando la ecuación anterior, podemos actualizar el vector de peso de la siguiente manera.

$$\hat{\mathbf{w}}(n) = \hat{\mathbf{w}}(n-1) + \mathbf{q}(n)[d^*(n) - \hat{\mathbf{w}}^H(n-1)\mathbf{x}(n)] \quad (2.35)$$

Una característica importante del algoritmo de mínimos cuadrados recursivos (RLS) es que la inversión de la matriz de covarianza $\mathbf{x}(n)$ se reemplaza en cada paso por una división escalar simple. La Figura 2.2 ilustra una representación gráfica del flujo de señales del algoritmo RLS. La tasa de convergencia del algoritmo recursivo suele ser un orden de magnitud más rápida que la del algoritmo LMS, siempre que la relación señal-ruido sea alta [6],[23].

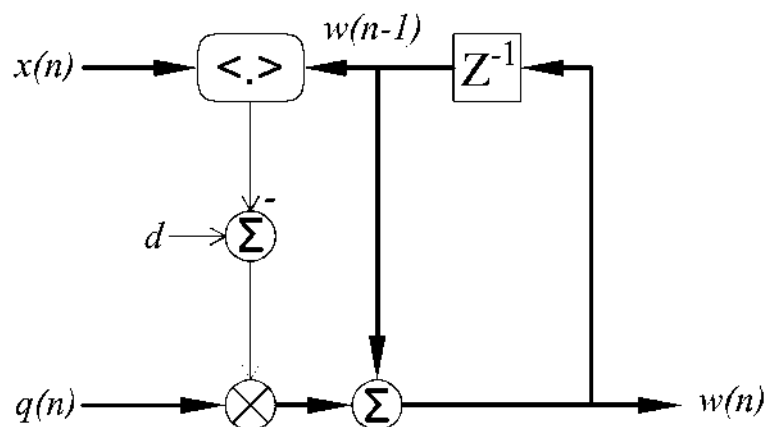


Figura 2.2: Representación gráfica del flujo de señal del algoritmo RLS [6].

Capítulo 3

Resultados

3.1. Esquema del Sistema

Para el funcionamiento del sistema se dividió en tres subsistemas, el primer subsistema describe la combinación de las señales de un conjunto de antenas para maximizar su ganancia en una dirección particular en la que se implementó un conjunto lineal de sensores o antenas espaciados uniformemente, con la separación entre dos elementos adyacentes denotado por d , se supone que el conjunto de antenas esta lejos de una fuente que irradia una onda electromagnética de la forma

$$r(t) = s(t) e^{jw_c t} \quad (3.1)$$

Donde w_c denota la frecuencia de la portadora y $s(t)$ denota la envolvente también llamada señal banda base. La salida del conjunto de antenas se obtiene combinando linealmente las mediciones en las antenas, estas mediciones están sujetas a ruido en el momento t , de cada antena.

θ se define como la dirección de llegada del frente de onda con respecto al plano de las antenas, de tal manera que la distancia que separa las ondas planas que llegan a los elementos del arreglo es igual a $d \cos \theta$. Además el intervalo de tiempo Δt que se necesita para que la onda se propague entre los elementos del arreglo de antenas es $d \cos \theta / c$ donde c es la velocidad de propagación, equivalentemente

$$\Delta t = (2\pi d \cos \theta) / (w_c \lambda) \quad (3.2)$$

donde λ es la longitud del frente de onda. Ahora bien, si $s(t) e^{jw_c t}$ es la señal en la antena 0 en el momento t , entonces $(t + \Delta t) e^{jw_c(t+\Delta t)}$ es la señal en ese mismo instante en la antena 1. Por lo tanto, si asumimos una envolvente que varía lentamente es decir, si $s(t + 1) \approx s(t)$ entonces la señal en la antena 1 en el momento t es

$$s(t) e^{jw_c(t + \frac{2\pi d \cos \theta}{w_c \lambda})} = s(t) e^{jw_c t} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \cos \theta} \quad (3.3)$$

De manera más general, la señal que llega a la n -ésima antena en el momento t tiene la forma

$$s(t) e^{jw_c t} e^{j\frac{2\pi n}{\lambda} d \cos \theta}, n = 0, 1, \dots, M - 1 \quad (3.4)$$

Si en el instante t capturamos los valores de las señales en los M elementos de la antena, obtenemos de izquierda a derecha

$$s(t) e^{jw_c t} \left[1 \quad e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \cos \theta} \quad e^{j\frac{4\pi}{\lambda} d \cos \theta} \quad \dots \quad e^{j\frac{2\pi(M-1)}{\lambda} d \cos \theta} \right] \quad (3.5)$$

Normalmente, antes de ser procesadas por el conjunto de antenas, las señales incidentes se convierten primero a banda base, lo que significa que se elimina la componente portadora. De esta manera se supone que las señales recibidas por las antenas en el instante t son de la forma:

$$s(t) e^{j\frac{2\pi n}{\lambda} d \cos \theta}, n = 0, 1, \dots, M - 1 \quad (3.6)$$

Ahora sí, agregamos ruido proveniente del proceso de recepción a las señales banda base en las antenas, se obtiene el vector de señales generadas en cada antena del arreglo, es decir

$$y = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \cos \theta} \\ e^{j\frac{4\pi}{\lambda} d \cos \theta} \\ \dots \\ e^{j\frac{2\pi(M-1)}{\lambda} d \cos \theta} \end{bmatrix}}_{h: M \times 1} s(t) + \underbrace{\begin{bmatrix} v_0(t) \\ v_1(t) \\ v_2(t) \\ \dots \\ v_{M-1}(t) \end{bmatrix}}_{v: M \times 1} \quad (3.7)$$

Donde v es un vector tipo columna cuyas entradas corresponden a los componentes de ruido en las antenas individuales. Además, el vector de entrada denominado h depende de la dirección de llegada θ , la longitud de onda λ y la geometría de la matriz definida por M, θ . Se observa que las entradas de y , corresponden a mediciones en diferentes puntos del espacio en lugar de diferentes puntos en el tiempo, es decir, ahora estamos tratando con una aplicación que involucra muestreo espacial a diferencia del muestreo temporal. El propósito de un formador de haces es combinar las entradas de la instantánea, es decir como $k * y$, para lograr dos objetivos.

1. **Direccionalidad.** El vector k debe satisfacer $k * h = 1$. Esta condición garantiza que cuando la dirección de llegada de la onda incidente sea θ , la respuesta del formador de haz, en ausencia de ruido, será

$$k^* y = s(t) \quad k^* h = 1$$

En otras palabras, una onda incidente a lo largo de la dirección pasará a través del formador de haz sin distorsión.

2. **Atenuación de interferencias.** Cuando la instantánea está corrompida por ruido aditivo (incluidos los efectos de las interferencias causadas por señales que no se originan en la dirección θ), nos gustaría que la salida del formador de haz proporcione una estimación de $s(t)$. Para este propósito, debemos elegir k para minimizar la varianza del error, es decir, resolviendo

$$\min_k E |\bar{s}(t)|^2$$

Donde

$$\bar{s}(t) = s(t) - \hat{s}(t) = s(t) - k^* y = s(t) - k^* [hs(t) + v(t)] = -k^* v$$

ya que $k^* h = 1$. Por lo tanto, el segundo requisito de k es minimizar la varianza $k^* R_v k$, donde R_v es la matriz de covarianza de v .

El problema del formador de haz, también conocido como problema de varianza mínima restringida linealmente o como problema de respuesta sin distorsión de

varianza mínima, consiste entonces en resolver

$$\min_k k^* R_v k \quad \text{sujeto a } k^* h = 1 \quad (3.8)$$

Considerando una variable de ruido aleatorio de media cero, con una matriz de covarianza definida positiva $R = E \{v v^*\}$, encontramos que la elección óptima para k es

$$k^* = \frac{h^* R_v^{-1}}{h^* R_v^{-1} h} * y \quad (3.9)$$

Y el m.m.s.e. resultante es

$$m.m.s.e. = \frac{1}{h^* R_v^{-1} h} \quad (3.10)$$

Si el ruido en las antenas es espacialmente blanco, es decir, si el ruido en cada sensor no está correlacionado con el ruido en los otros sensores, y si la varianza de todos los ruidos es σ_v^2 , entonces $R_v = \sigma_v^2 I$. En este caso, la salida del formador de haz se convierte en

$$\hat{s}(t) = \frac{h^* R_v^{-1}}{h^* R_v^{-1} h} * y = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} y_n(t) e^{-j \frac{2\pi n}{\lambda} d \cos \theta} \quad (3.11)$$

donde hemos denotado las entradas individuales de y por $y_n(t)$. Esta expresión muestra que, en el caso del ruido espacial blanco, el formador de haz primero alinea las fases de las señales que recibe y luego las promedia [13].

Posteriormente, el arreglo está compuesto por un conjunto de pesos que se ajustan de manera iterativa por medio del filtro adaptativo RLS que provoca las salidas. Esto se logró encontrando los coeficientes del filtro que minimizan de forma recursiva la señal de error. Esto permitió estimar parámetros a través de mínimos cuadrados en un modelo lineal con presencia de ruido blanco. Esto se logra comparando las señales de salida con respecto a las señales de respuesta deseada, para ello las señales de salida se restan de las señales deseadas, y como resultado se obtiene una señal de error. Particularmente este tipo de filtrado fue elegido por su naturaleza recursiva y su capacidad para minimizar los requisitos computacionales mientras maneja de manera efectiva las tareas de filtrado de ruido.

A continuación, esta señal de error se retroalimenta de manera iterativa al bloque DSP basado en el algoritmo adaptativo RLS, donde la primera iteración

del algoritmo tiene usualmente un margen de error muy significativo, que fue disminuyendo, conforme se van ajustando los pesos del arreglo, de esta manera las iteraciones consecuentes y error cuadrático promedio convergerán a cero de tal manera que se obtengan los pesos adecuados que indicarán la recuperación de cada una de las señales deseadas.

En el segundo subsistema se implementó un segundo filtrado, llamado de suavizado gaussiano, debido a la presencia de un significativo ruido en la señal de salida obtenida por el filtrado adaptativo RLS. El suavizado gaussiano es una estrategia que se empleó para disminuir el ruido e identificar tendencias o patrones en los datos. Esta técnica consiste en la aplicación de un tipo de filtro lineal que combina los datos con un núcleo gaussiano, el cual describe la forma de la distribución gaussiana. El núcleo gaussiano se centra en el punto de datos actual y se pondera según la distancia de los valores de los puntos de datos vecinos al centro. El núcleo gaussiano se define a través de dos parámetros: el tamaño de la ventana y la desviación estándar. El tamaño de la ventana determina la extensión de la vecindad alrededor de cada punto de datos que se considera para el suavizado, mientras que la desviación estándar regula la amplitud de la distribución gaussiana. Un tamaño de ventana y desviación estándar mayores producen un suavizado más pronunciado, en contraste con un tamaño de ventana y desviación estándar menores, que resultan en un suavizado más sutil siendo [24].

$$y_t = \sum_{i=t-k}^{t+k} X_i e^{-\frac{4 \ln(2)}{w^2} t^2} \quad (3.12)$$

Donde w es la ventana de la función de Gauss

Finalmente se implementó el tercer subsistema con la aplicación del filtro adaptativo LMS que al igual que el Filtro RLS ajusta sus coeficientes de manera automática. El algoritmo LMS opera mediante la minimización del error cuadrático medio entre la señal filtrada y la señal deseada. Esto se logra mediante la adaptación iterativa de los coeficientes del filtro en función del gradiente del error, a medida que el algoritmo converge, los coeficientes del filtro se ajustan para minimizar el error, lo que resulta en una señal filtrada que se aproxima a la señal deseada.

3.1.1. Diagrama Funcional y Diagrama de Flujo

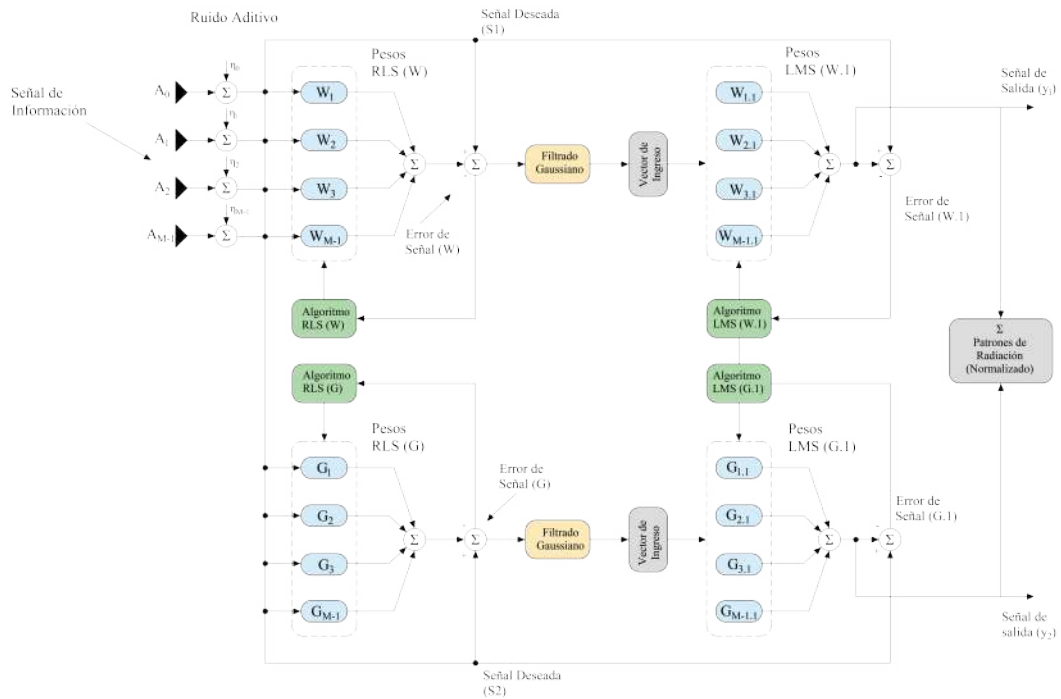


Figura 3.1: Diagrama de funcionamiento de sistema de 3 etapas.

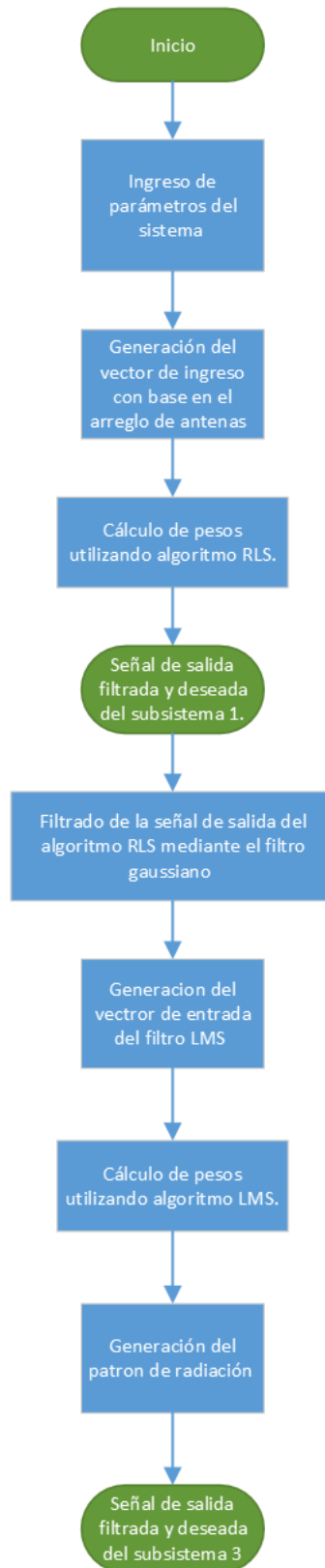


Figura 3.2: Diagrama de flujo del sistema de 3 etapas.

3.2. Señales de Ingreso al Sistema

Para la simulación se trabajó con señales sinusoidales con diferentes direcciones de arribo (DOA), la primera señal con una dirección de arribo a treinta grados, otra con dirección de arribo a cuarenta y cinco grados, otra con dirección de arribo a sesenta grados, y finalmente otra con dirección de arribo a setenta y cinco grados con condiciones altas de ruido. A continuación, se seleccionan dos señales que se desean recuperar y dos señales interferentes, así como la suma de todas las señales como se puede observar en la Figura 3.3. Además del vector de ingreso según la cantidad de antenas a utilizar tal como se muestra en la Figura 3.4

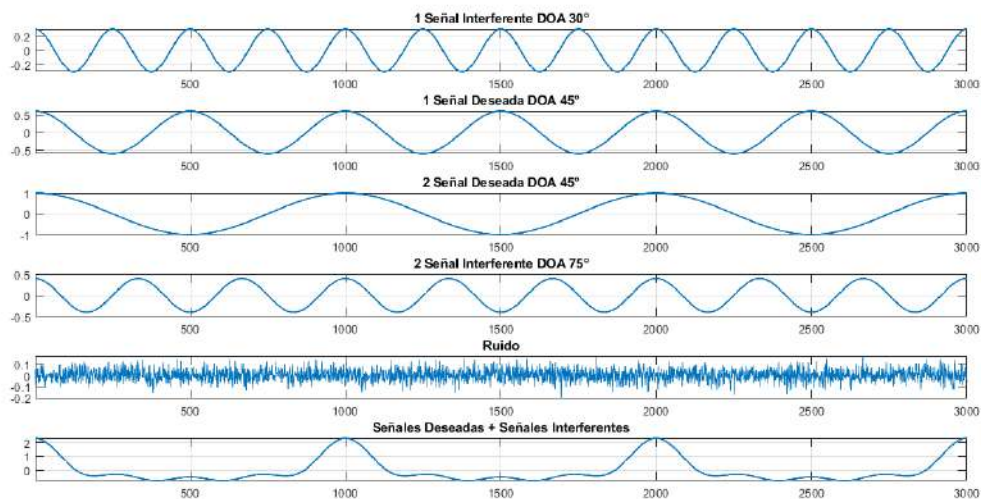


Figura 3.3: Señales de ingreso al sistema.

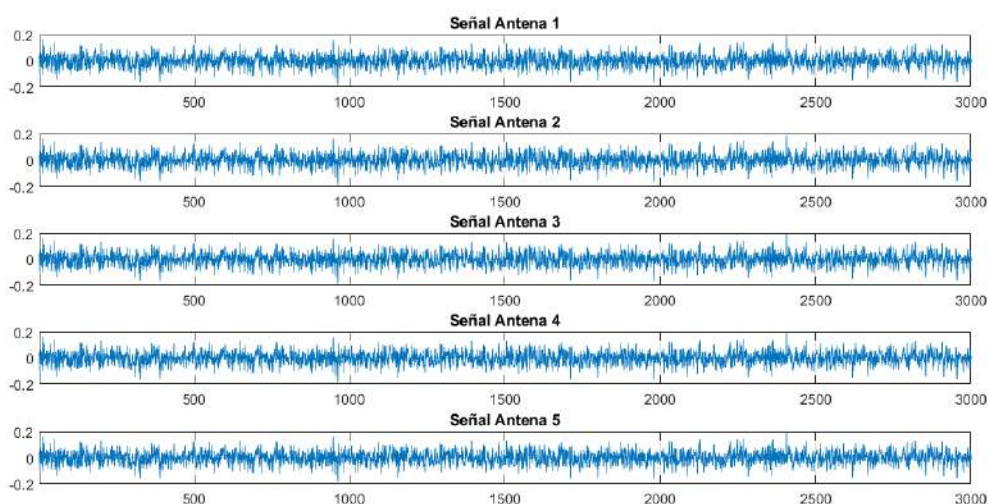


Figura 3.4: Representación de las señales captadas por los primeros 5 elementos de un conjunto de 8 y 16 antenas contaminadas por el ruido gaussiano blanco aditivo.

3.3. Simulaciones: Etapa 1, Etapa 2, Etapa 3.

3.3.1. Primera Etapa

Parámetros del Algoritmo

Para las simulaciones correspondientes, se emplea un conjunto de antenas dispuestas de manera uniforme en una configuración lineal, junto con vectores de pesos inicializados en cero y se toman en cuenta los siguientes datos en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1: Parámetros Etapa 1, Algoritmo RLS

Algoritmo Mínimo Cuadrático Recursivo (RLS)	
PARÁMETRO	VALOR
Número de Antenas	10; 16
SINR	5; 10; 20 dB
Longitud de Onda	0,5
Número de Experimentos	200
Numero de Iteraciones	10000
Amplitudes	1; 0,6; 0,4 ;0,3
Factor de Olvido	0,8
Epsilon	0,00001

Eficiencia Señal a Ruido (SINR) Entrada vs Salida para algoritmo Mínimos Cuadrados Recursivos (RLS)

Ahora se presenta la señal recuperada tal como se muestra en las Figuras 3.5 y 3.6, después de llevar a cabo el proceso adaptativo utilizando el algoritmo de Mínimos Cuadrados Recursivos (Recursive Least Square), correspondiente a la primera etapa del sistema, los resultados son obtenidos después de aplicar los pesos óptimos conseguidos que se presentan en la Tabla 3.2 y la Tabla 3.3.

Tabla 3.2: Pesos óptimos Algoritmo RLS para un arreglo de 10 antenas

Solución RLS					
5 dB		10 dB		20 dB	
<i>Doa Deseado 60°</i>	<i>Doa Deseado 45°</i>	<i>Doa Deseado 45°</i>	<i>Doa Deseado 75°</i>	<i>Doa Deseado 30°</i>	<i>Doa Deseado 75°</i>
0,0891 -0,0024 i	0,0896 -0,0029 i	0,0877 - 0,0022 i	0,0884 -0,0017 i	0,0871 - 0,0022 i	0,0869 -0,0019 i
-0,0127 -0,0831 i	-0,0121 -0,0831 i	-0,0100 -0,0830 i	-0,0102 -0,0822i	-0,0091 -0,0829 i	-0,0089 -0,0832 i
-0,0888 +0,0110 i	-0,0889 + 0,0103 i	-0,0885 +0,0089 i	-0,0881 +0,0091 i	-0,0880 +0,0082 i	-0,0870 +0,0080 i
0,0049 +0,1056 i	0,0056 +0,1048 i	0,0048 +0,1018 i	0,0048 +0,1027 i	0,0037 + 0,1009 i	0,0049 +0,1010 i
0,1189 -0,0005 i	0,1185 -0,0015 i	0,1142 0,0010 i	0,1143 -0,0020 i	0,1130 -0,0020 i	0,1127 -0,0011 i
0,0013 -0,1184 i	0,0013 -0,1199 i	0,0006 -0,1143 i	0,0013 -0,1144 i	0,0006 -0,1119 i	0,0011 -0,1124 i
-0,1055 -0,0049 i	-0,1050 -0,0053 i	-0,1020 -0,0054 i	-0,1020 -0,0052 i	-0,1013 -0,0050 i	-0,1004 -0,0046 i
-0,0107 +0,0891i	-0,0119 +0,0884 i	-0,0089 +0,0878 i	-0,0085 +0,0874 i	-0,0085 +0,0880 i	-0,0087 +0,0874 i
0,0830 +0,0127i	0,0826 +0,0113 i	0,0828 +0,0101 i	0,0832 +0,0104 i	0,0826 +0,0089 i	0,0832 +0,0093 i
0,0027 -0,0894 i	0,0031 -0,0899 i	0,0022 -0,0883 i	0,0016 -0,0877 i	0,0020 -0,0868 i	0,0013 -0,0878 i

Tabla 3.3: Pesos óptimos Algoritmo RLS para un arreglo de 16 antenas

Solución RLS					
5 dB		10 dB		20 dB	
<i>Doa Deseado 60°</i>	<i>Doa Deseado 45°</i>	<i>Doa Deseado 45°</i>	<i>Doa Deseado 75°</i>	<i>Doa Deseado 30°</i>	<i>Doa Deseado 75°</i>
0,0674 -0,0089 i	0,0673 -0,0087 i	0,0663 -0,0084 i	0,0663 -0,0089 i	0,0659 -0,0079 i	0,0656 -0,0081 i
-0,0065 -0,0590 i	-0,0063 -0,0591 i	-0,0064 -0,0584 i	-0,0066 -0,0576 i	-0,0060 -0,0581 i	-0,0069 -0,0569 i
-0,0525 +0,0020 i	-0,0522 +0,0013 i	-0,0513 +0,0024 i	-0,0521 +0,0018 i	-0,0512 +0,0016 i	-0,0523 +0,0023 i
-0,0031 +0,0500 i	-0,0022 +0,0500 i	-0,0028 +0,0498 i	-0,0023 +0,0496 i	-0,0022 +0,0497 i	-0,0023 +0,0492 i
0,0542 +0,0068 i	0,0531 +0,0068 i	0,0531 +0,0062 i	0,0533 +0,0064 i	0,0531 +0,0067 i	0,0530 +0,0075 i
0,0081 -0,0612 i	0,0079 -0,0624 i	0,0073 -0,0603 i	0,0076 -0,0613 i	0,0068 -0,0606 i	0,0072 -0,0606 i
-0,0703 -0,0065 i	-0,0708 -0,0066 i	-0,0691 -0,0065 i	-0,0696 -0,0065 i	-0,0681 -0,0065 i	-0,0686 -0,0061 i
-0,0028 +0,0764 i	-0,0022 +0,0764 i	-0,0023 +0,0746 i	-0,0026 +0,0743 i	-0,0019 +0,0740 i	-0,0024 +0,0741 i
0,0765 - 0,0021 i	0,0762 - 0,0020 i	0,0748 - 0,0020 i	0,0752 - 0,0024 i	0,0737 - 0,0026 i	0,0740 - 0,0018 i
-0,0063 -0,0704 i	-0,0071 -0,0706 i	-0,0063 -0,0693 i	-0,0057 -0,0694 i	-0,0058 -0,0689 i	-0,0056 -0,0685 i
-0,0613 +0,0080 i	-0,0616 +0,0079 i	-0,0609 +0,0071 i	-0,0606 +0,0075 i	-0,0604 +0,0078 i	-0,0605 +0,0067 i
0,0064 +0,0534 i	0,0066 +0,0539 i	0,0063 +0,0533 i	0,0058 +0,0535 i	0,0066 +0,0531 i	0,0066 +0,0535 i
0,0501 -0,0026 i	0,0501 -0,0027 i	0,0500 -0,0026 i	0,0496 -0,0026 i	0,0503 -0,0027 i	0,0500 -0,0027 i
0,0016 -0,0522 i	0,0017 -0,0518 i	0,0024 -0,0523 i	0,0025 -0,0522 i	0,0024 -0,0521 i	0,0019 -0,0517 i
-0,0588 -0,0055 i	-0,0592 -0,0067 i	-0,0583 -0,0061 i	-0,0578 -0,0047 i	-0,0582 -0,0062 i	-0,0582 -0,0062 i
-0,0088 +0,0677 i	-0,0081 +0,0668 i	-0,0083 +0,0661 i	-0,0081 +0,0657 i	-0,0081 +0,0655 i	-0,0081 +0,0657 i

En la Tabla 3.2 y la Tabla 3.3 que corresponden a un arreglo de 10 y 16 antenas respectivamente, se presenta los pesos óptimos obtenidos a través de la solución del algoritmo RLS (Recursive Least Squares) para una variedad de niveles

de ruido, medidos en decibelios (dB), y ángulos de arribo específicos. Cada conjunto de coeficientes, denominado "Peso", representa los parámetros óptimos calculados por el algoritmo para minimizar el error cuadrático medio entre la señal filtrada y la señal deseada. Al estudiar estos pesos, podemos analizar como el filtro RLS responde a diferentes condiciones de señal ajustando el rendimiento del filtro en función de los resultados observados.

Señales de salida para un arreglo de 10 Antenas

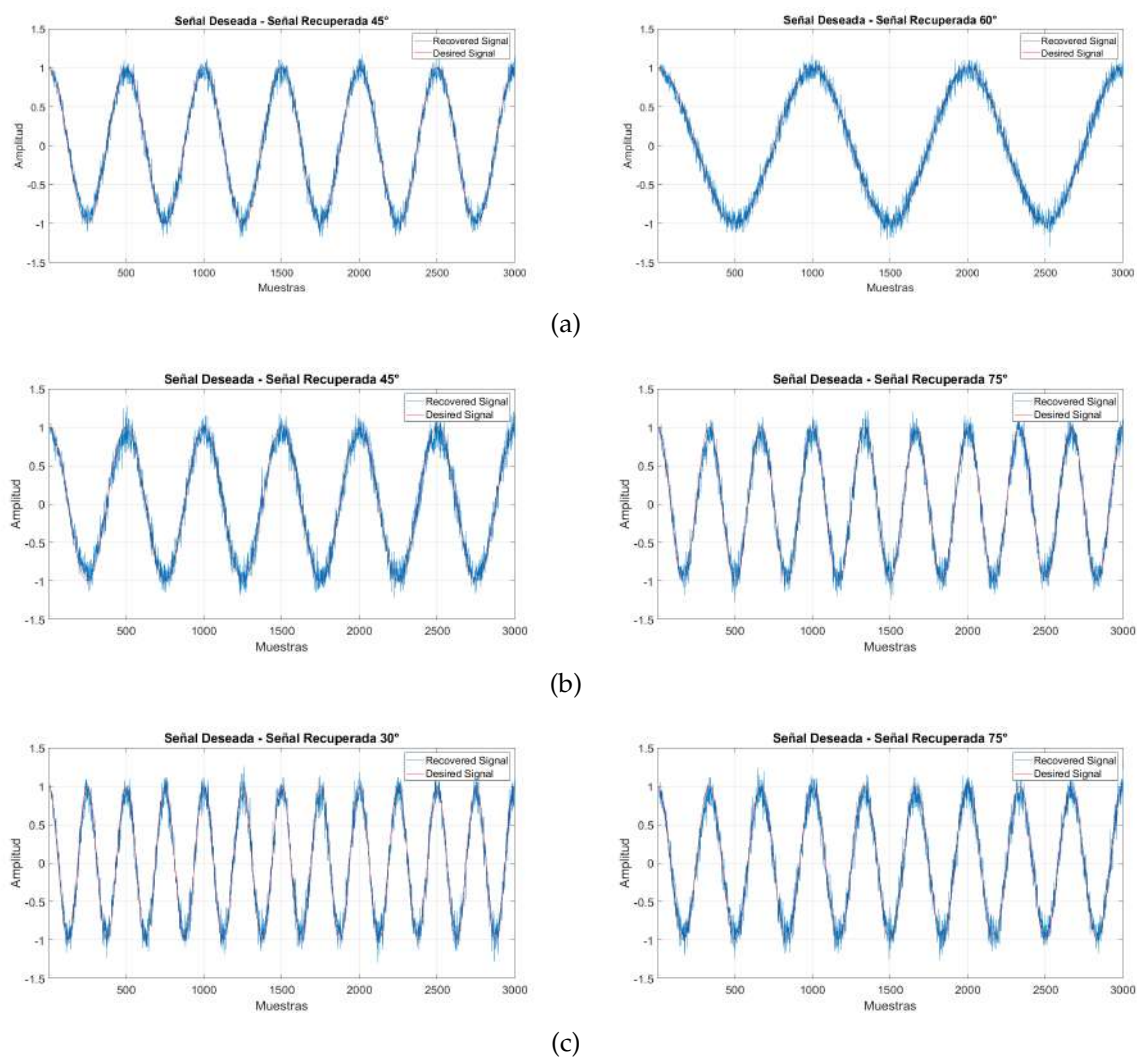


Figura 3.5: DOAs recuperadas por algoritmo RLS para un arreglo de 10 Antenas, a) DOAs Deseados $45^\circ; 60^\circ$ DOAs Inteferentes $30^\circ; 75^\circ$ SINR ingreso 5 dB, b) DOAs Deseados $45^\circ; 75^\circ$ DOAs Inteferentes $30^\circ; 60^\circ$ SINR ingreso 10 dB, c) DOAs Deseados $30^\circ; 75^\circ$ DOAs Inteferentes $45^\circ; 60^\circ$ SINR ingreso 20 dB

Señales de salida para un arreglo de 16 Antenas

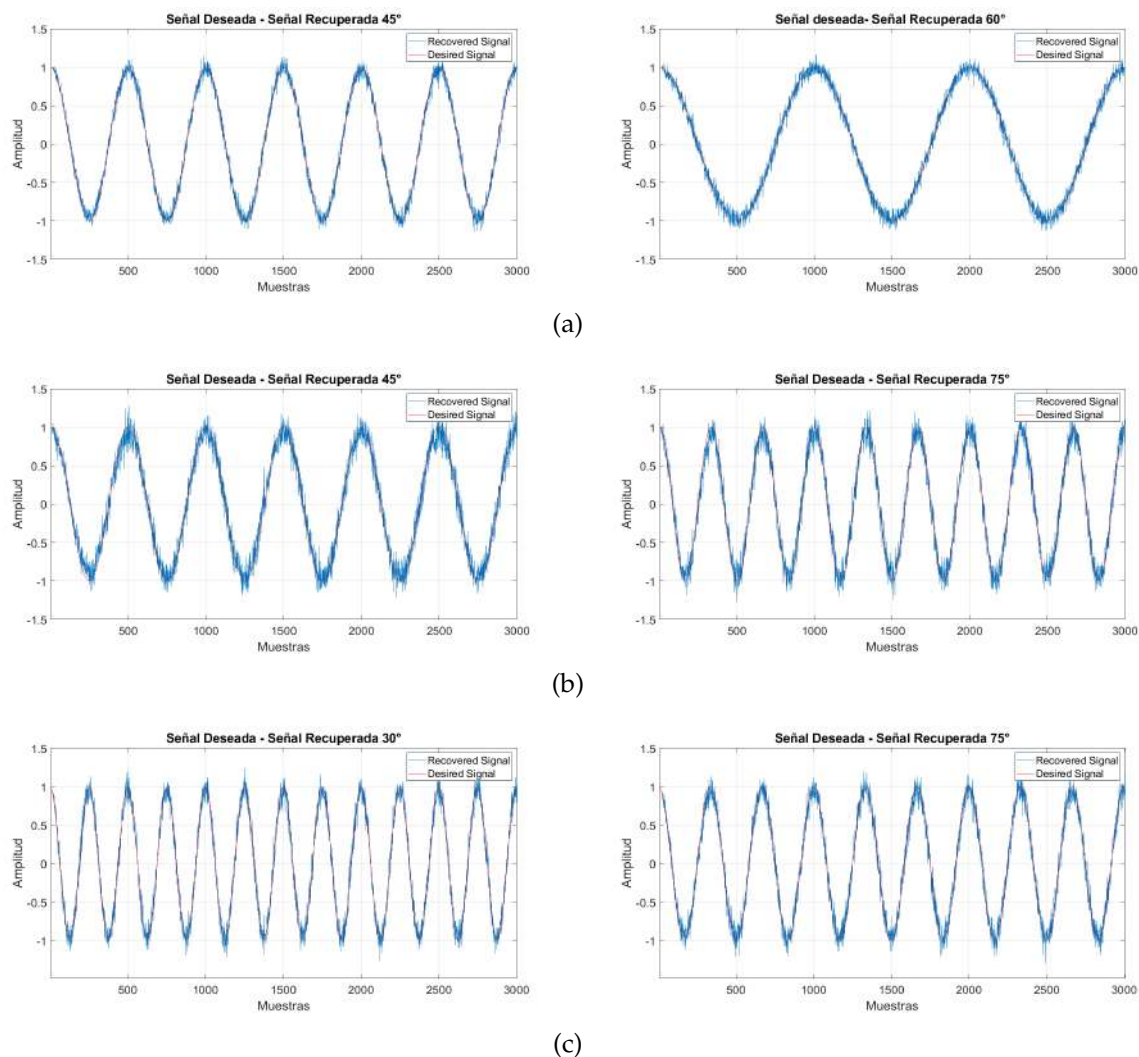


Figura 3.6: DOAs recuperadas por algoritmo RLS para un arreglo de 16 Antenas, a) DOAs Deseados $45^\circ; 60^\circ$ DOAs Inteferentes $30^\circ; 75^\circ$ SINR ingreso 5 dB, b) DOAs Deseados $45^\circ; 75^\circ$ DOAs Inteferentes $30^\circ; 60^\circ$ SINR ingreso 10 dB, c) DOAs Deseados $30^\circ; 75^\circ$ DOAs Inteferentes $45^\circ; 60^\circ$ SINR ingreso 20 dB

En la Figura 3.5 y Figura 3.6 se ilustran las señales deseadas y las señales recuperadas respectivamente por los arreglos de 10 y 16 antenas, por la primera etapa del sistema luego de realizado el proceso adaptativo, estas señales resultantes corresponden a muestras entre 9000 a 10000 (para la reducción del costo computacional se muestran hasta 3000 muestras) después de que el algoritmo adaptativo convergiera a la solución óptima. Es importante mencionar que las señales deseadas son en función coseno pura, debido a que estas señales se han convertido a una señal banda base antes de ser procesadas por el arreglo adaptativo. Según los resultados se puede observar que el algoritmo adaptativo pudo recuperar las

diferentes señales de referencia entrante y mostro un rendimiento similar para las diferentes combinaciones de señales. Los resultados proporcionados sugieren una correlación notable entre la relación señal a ruido (SINR) y la complejidad de las señales analizadas, como lo indica el incremento en el número de oscilaciones. En condiciones de mayor SINR, es decir, cuando la señal deseada es mayor en relación con el ruido presente en el sistema, los algoritmos adaptativos pueden ser más sensibles y por ende, más susceptibles a las variaciones de la señal. Este incremento en la sensibilidad puede dar lugar a una mayor resolución en la detección de características de la señal, lo que, en algunos casos, puede manifestarse como un mayor número de oscilaciones perceptibles.

3.3.2. Segunda Etapa

Eficiencia del Filtro Suavizado Gaussiano, Señal Entrada vs Señal Salida

Cabe mencionar que las señales de salida que se obtuvieron mediante el proceso adaptativo implementando el algoritmo RLS, son señales que se encuentran contaminadas de ruido, en consecuencia, se ha propuesto realizar un suavizado gaussiano de la señal resultante en la primera etapa con el objetivo de reducir el ruido e identificar tendencias o patrones en los datos como se puede apreciar en las Figura 3.7 y 3.8, correspondientes a un arreglo de 10 y 16 antenas uniformes respectivamente.

Señales de salida para un arreglo de 10 Antenas

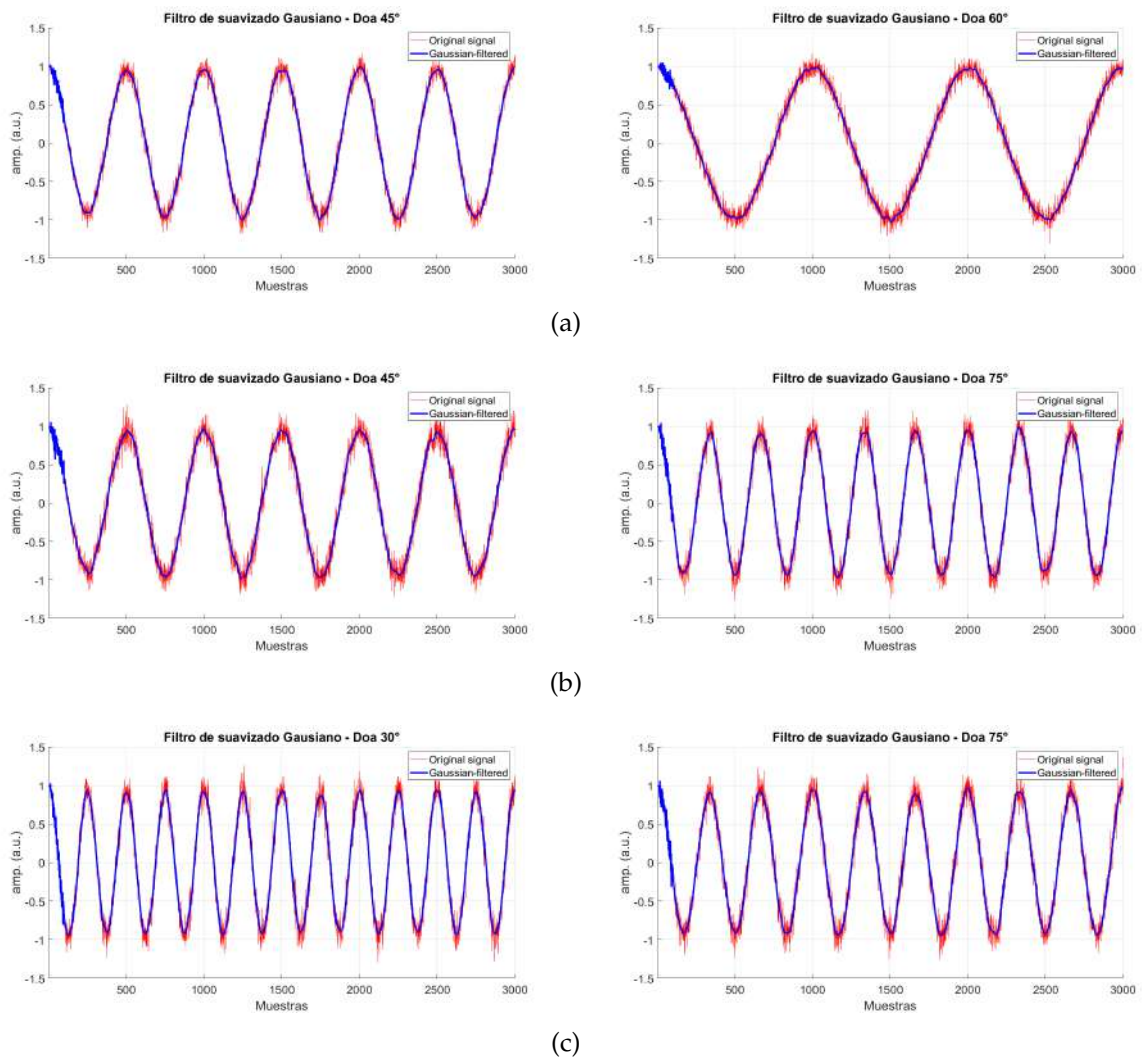


Figura 3.7: Señales resultantes del filtro de suavizado gaussiano para un arreglo de 10 antenas, a) DOAs Deseados $45^\circ; 60^\circ$ DOAs Inteferentes $30^\circ; 75^\circ$ SINR ingreso 5 dB, b) DOAs Deseados $45^\circ; 75^\circ$ DOAs Inteferentes $30^\circ; 60^\circ$ SINR ingreso 10 dB, c) DOAs Deseados $30^\circ; 75^\circ$ DOAs Inteferentes $45^\circ; 60^\circ$ SINR ingreso 20 dB

Señales de salida para un arreglo de 16 Antenas

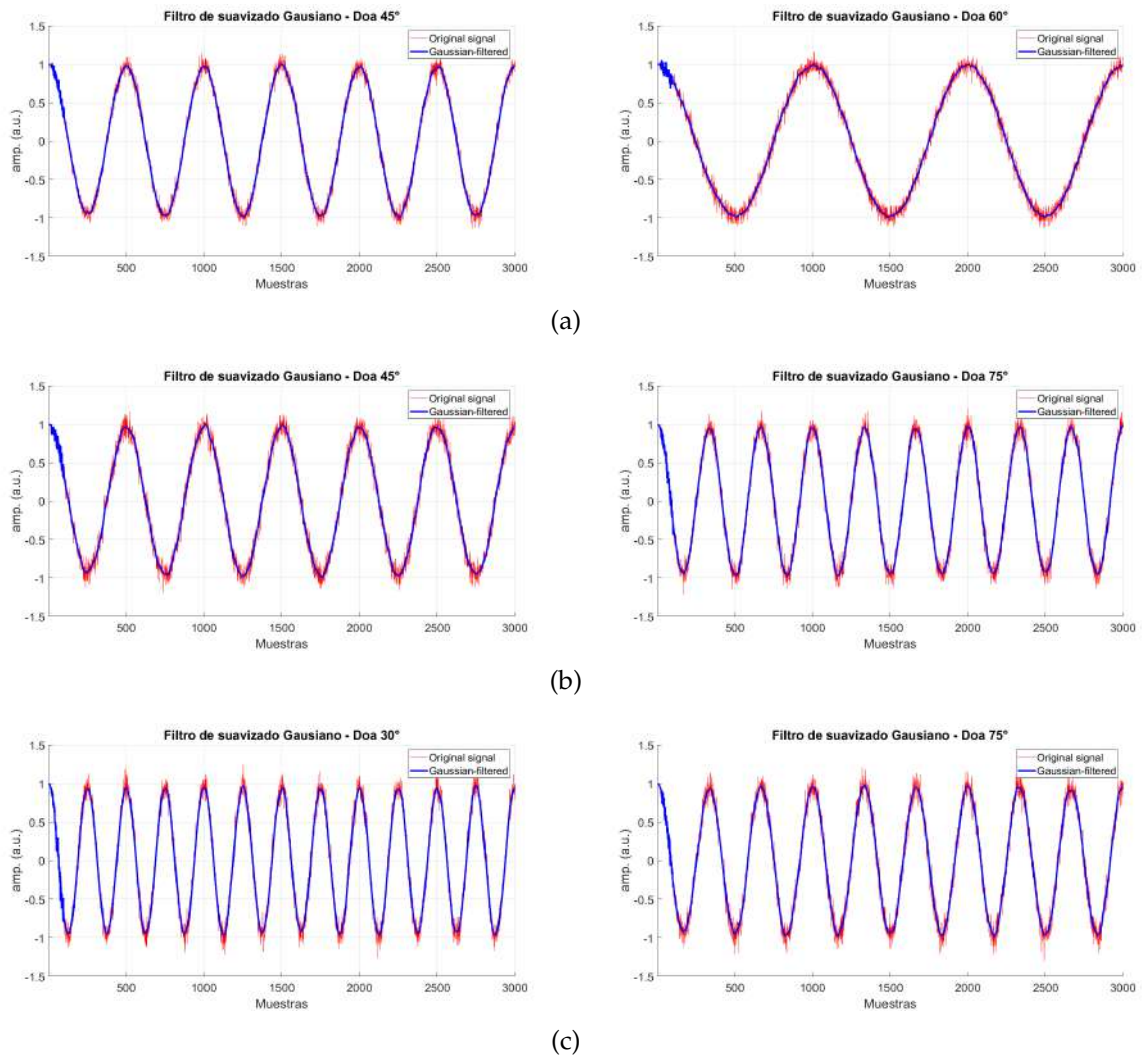


Figura 3.8: Señales resultantes del filtro de suavizado gaussiano para un arreglo de 16 Antenas, a) DOAs Deseados $45^\circ; 60^\circ$ DOAs Interferentes $30^\circ; 75^\circ$ SINR ingreso 5 dB, b) DOAs Deseados $45^\circ; 75^\circ$ DOAs Interferentes $30^\circ; 60^\circ$ SINR ingreso 10 dB, c) DOAs Deseados $30^\circ; 75^\circ$ DOAs Interferentes $45^\circ; 60^\circ$ SINR ingreso 20 dB

Para reducir el ruido, aplicamos un filtro de suavizado gaussiano, que pondera los puntos de datos cercanos utilizando una distribución gaussiana. La señal de salida suavizada resultante muestra una reducción en el nivel de ruido, preservando las características importantes de la señal, como las tendencias o los picos. Al analizar la señal de salida, encontramos que, en varios casos similares, el resultado fue consistente: el filtro de suavizado gaussiano mejoró significativamente la claridad de la señal al reducir el ruido y resaltar las tendencias subyacentes. Esto se confirmó mediante la comparación de la señal de salida suavizada con la señal de entrada

original en múltiples conjuntos de datos, donde se observó una mejora general en la calidad de la señal. Este análisis demuestra la eficacia del filtro de suavizado gaussiano en la mejora de la interpretabilidad, como se puede observar en la Figura 3.7 y Figura 3.8 correspondientes a un arreglo de 10 y 16 antenas respectivamente.

3.3.3. Tercera Etapa

Parámetros del Algoritmo

Para las simulaciones correspondientes, se emplea un conjunto de antenas dispuestas de manera uniforme en una configuración lineal, junto con vectores de pesos inicializados en cero y se toman en cuenta los siguientes datos en la Tabla 3.4.

Tabla 3.4: Parámetros Etapa 3, Algoritmo LMS

Algoritmo Mínimo Cuadrático Promediado (LMS)	
PARÁMETRO	VALOR
Número de Antenas	10; 16
SINR	5; 10; 20 dB
Longitud de Onda	0,5
Número de Experimentos	200
Numero de Iteraciones	10000
Amplitudes	1; 0,6; 0,4 ;0,3
Tamaño de Paso μ	0,01

Eficiencia Señal a Ruido (SINR), Entrada vs. Salida para Algoritmo de Mínimos Cuadrados Promediados (LMS)

Ahora se presenta la señal recuperada, es decir, la capacidad de recuperar la señal deseada, después de llevar a cabo el proceso adaptativo utilizando el algoritmo de Mínimos Cuadrados Promediados (Recursive Least Square), correspondiente a la primera etapa del sistema, los resultados son obtenidos después de aplicar los pesos óptimos conseguidos que se presentan en la tabla 5 y la tabla 6.

Tabla 3.5: Pesos óptimos Algoritmo LMS para un arreglo de 10 antenas

Solución LMS					
5 dB		10 dB		20 dB	
<i>Doa Deseado 60°</i>	<i>Doa Deseado 45°</i>	<i>Doa Deseado 45°</i>	<i>Doa Deseado 75°</i>	<i>Doa Deseado 30°</i>	<i>Doa Deseado 75°</i>
0,0926 +0,0104 i	0,0895 +0,0059 i	0,0979 +0,0066 i	0,0834 +0,0110 i	0,0937 -0,0031 i	0,0875 +0,0111 i
-0,0103 -0,0924 i	-0,0698 -0,0730 i	-0,0753 -0,0792 i	0,0513 -0,0635 i	-0,1028 -0,0451 i	0,0540 -0,0666 i
-0,1131 -0,0104 i	-0,0361 -0,1015 i	-0,0387 +0,1106 i	-0,0248 -0,0914 i	0,0594 +0,0735 i	-0,0255 -0,0957 i
-0,0103 +0,1133 i	0,0824 -0,0310 i	0,0902 -0,0335 i	-0,0974 -0,0552 i	-0,0402 -0,1010 i	-0,1013 -0,0580 i
0,0926 +0,0104 i	-0,0948 -0,0450 i	-0,1026 -0,0488 i	-0,1210 +0,0223 i	-0,0206 +0,0990 i	0,1259 +0,0230 i
-0,0103 -0,0924 i	0,0014 +0,1045 i	0,0021 +0,1138 i	-0,0809 +0,0928 i	0,0432 -0,0915 i	-0,0841 +0,0966 i
-0,1131 +0,0104 i	0,0621 -0,0626 i	0,0681 -0,0679 i	-0,0021 +0,1121 i	-0,0929 +0,0563 i	-0,0018 +0,1167 i
-0,0103 +0,1133 i	-0,1076 -0,0097 i	-0,1165 -0,0103 i	0,0660 +0,0681 i	0,0917 -0,0230 i	0,0693 +0,0708 i
0,0926 +0,0104 i	0,0372 +0,0933 i	0,0411 +0,1017 i	0,0809 -0,0116 i	-0,1092 -0,0261 i	0,0849 -0,0124 i
-0,0103 -0,0924 i	0,0314 -0,0843 i	0,0348 -0,0916 i	0,0332 -0,0772 i	0,0729 +0,0588 i	0,0351 -0,0809 i

Tabla 3.6: Pesos óptimos Algoritmo LMS para un arreglo de 16 antenas

Solución LMS					
5 dB		10 dB		20 dB	
<i>Doa Deseado 60°</i>	<i>Doa Deseado 45°</i>	<i>Doa Deseado 45°</i>	<i>Doa Deseado 75°</i>	<i>Doa Deseado 30°</i>	<i>Doa Deseado 75°</i>
0,0643 -0,0000 i	0,0592 +0,0032 i	0,0615 +0,0031 i	0,0632 -0,0004 i	0,0627 +0,0010 i	0,0656 -0,0081 i
0,0000 -0,643 i	-0,0396 -0,0457 i	-0,0409 -0,0476 i	0,0428 -0,0480 i	-0,0573 -0,0246 i	-0,0069 -0,0569 i
-0,0642 -0,0000 i	-0,0187 +0,0625 i	-0,0192 +0,0646 i	-0,0059 -0,0658 i	0,0418 +0,0478 i	-0,0523 +0,0023 i
0,0000 -0,642 i	0,0547 -0,0196 i	0,0570 -0,0206 i	-0,0523 -0,0427 i	-0,0190 -0,0588 i	-0,0023 +0,0492 i
0,0643 -0,0000 i	-0,0551 -0,0283 i	-0,0570 -0,0296 i	-0,0674 +0,0068 i	-0,0071 +0,0633 i	0,0530 +0,0075 i
0,0000 -0,643 i	0,0045 +0,0643 i	0,0048 +0,0665 i	-0,0417 +0,0518 i	0,0319 -0,0530 i	0,0072 -0,0606 i
-0,0642 -0,0000 i	0,0421 -0,0392 i	0,0439 -0,0409 i	0,0086 +0,0642 i	-0,0512 +0,0372 i	-0,0686 -0,0061 i
0,0000 +0,0642 i	-0,0630 -0,0064 i	-0,0653 -0,0069 i	0,0521 +0,0361 i	0,0615 -0,0112 i	-0,0024 +0,0741 i
0,0643 -0,0000 i	0,0268 +0,0574 i	0,0279 +0,0593 i	0,0616 -0,0148 i	-0,0612 -0,0130 i	0,0740 +0,0018 i
0,0000 -0,643 i	0,0232 -0,0527 i	0,0242 -0,0549 i	0,0312 -0,0567 i	0,0501 +0,0388 i	-0,0056 -0,0685 i
-0,0642 -0,0000 i	-0,0623 +0,0168 i	-0,0645 +0,0172 i	-0,0202 -0,0634 i	-0,0303 -0,0540 i	-0,0605 +0,0067 i
0,0000 +0,0642 i	0,0448 +0,0427 i	0,0467 +0,0441 i	-0,0603 -0,0307 i	0,0052 +0,0635 i	0,0066 +0,0535 i
0,0643 -0,0000 i	0,0005 -0,0582 i	0,0007 -0,0606 i	-0,0642 +0,0210 i	0,0208 -0,0582 i	0,0500 -0,0027 i
0,0000 -0,643 i	-0,0529 +0,0382 i	-0,0548 +0,0394 i	-0,0293 +0,0592 i	-0,0432 +0,0465 i	0,0019 -0,0517 i
-0,0642 -0,0000 i	0,0561 +0,0223 i	0,0584 +0,0229 i	0,0225 +0,0602 i	0,0580 -0,0229 i	-0,0585 -0,0060 i
0,0000 +0,0642 i	-0,0225 -0,0548 i	-0,0232 -0,0571 i	0,0588 +0,0233 i	-0,0627 -0,0009 i	-0,0073 +0,0655 i

En la Tabla 3.5 y Tabla 3.6 correspondientes a un arreglo de 10 y 16 antenas respectivamente, se presentan los coeficientes de ponderación obtenidos mediante la solución del algoritmo LMS (Least Mean Squares) para diferentes niveles de relación señal a ruido (SINR), expresados en decibelios (dB), y ángulos de arribo específicos. Cada conjunto de coeficientes, identificado como "Peso", constituye los parámetros optimizados por el algoritmo para minimizar el error cuadrático medio entre la señal filtrada y la señal deseada, en cada combinación de SINR y ángulo de arribo. Al analizar estos coeficientes, se puede observar cómo responde el filtro LMS ante diversas condiciones de señal, evaluando la eficacia del algoritmo en términos de adaptación a diferentes situaciones de ruido.

Señales de salida para un arreglo de 10 Antenas

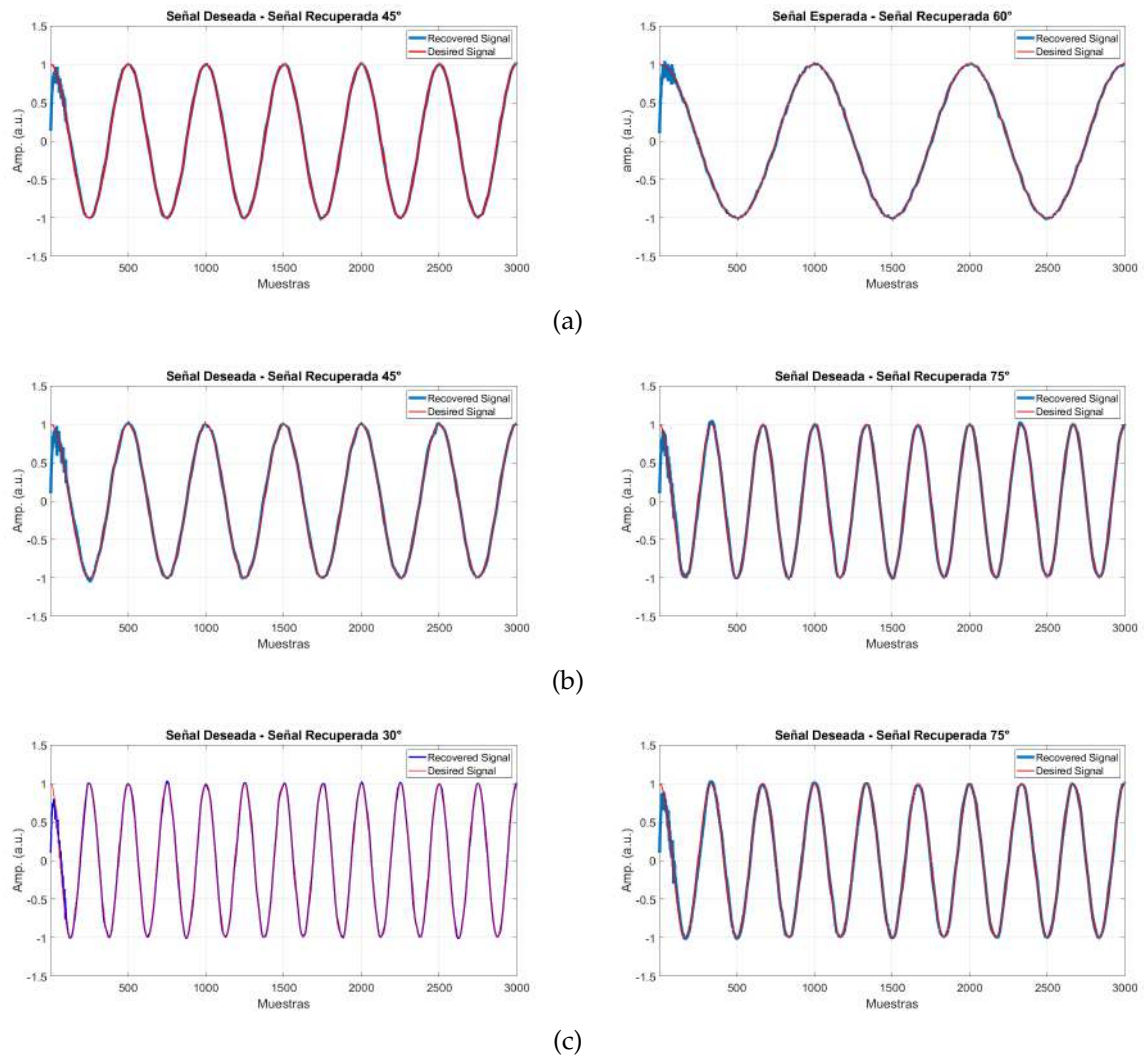


Figura 3.9: DOAs recuperadas por algoritmo LMS para un arreglo de 10 Antenas, a) DOAs Deseados 45°;60° DOAs Inteferentes 30°;75° SINR ingreso 5 dB, b) DOAs Deseados 45°;75° DOAs Inteferentes 30°;60° SINR ingreso 10 dB, c) DOAs Deseados 30°;75° DOAs Inteferentes 45°;60° SINR ingreso 20 dB

Señales de salida para un arreglo de 16 Antenas

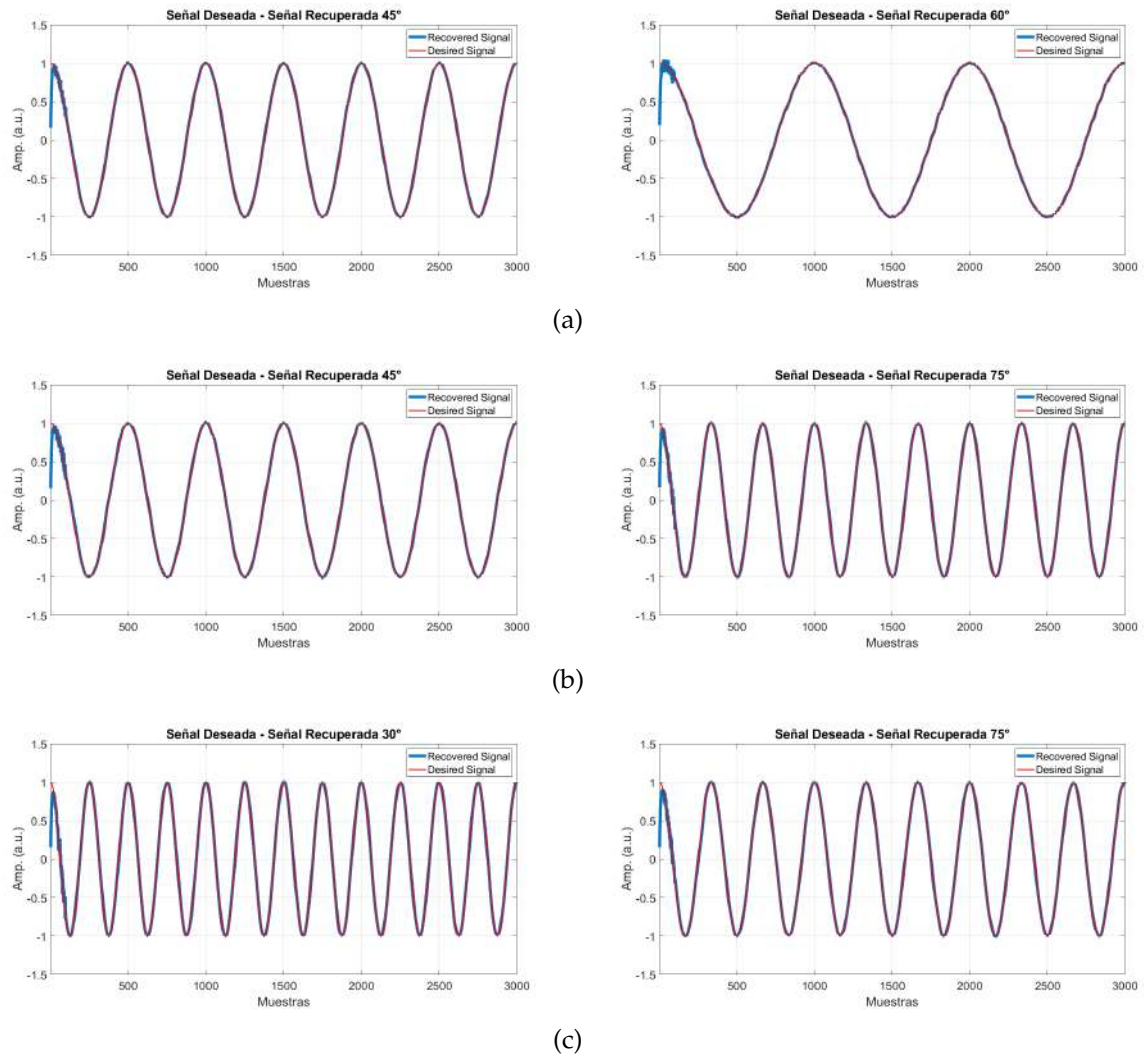


Figura 3.10: DOAs recuperadas por algoritmo LMS para un arreglo de 16 Antenas, a) DOAs Deseados $45^\circ; 60^\circ$ DOAs Inteferentes $30^\circ; 75^\circ$ SINR ingreso 5 dB, b) DOAs Deseados $45^\circ; 75^\circ$ DOAs Inteferentes $30^\circ; 60^\circ$ SINR ingreso 10 dB, c) DOAs Deseados $30^\circ; 75^\circ$ DOAs Inteferentes $45^\circ; 60^\circ$ SINR ingreso 20 dB

El filtro de suavizado gaussiano aplicado a la señal de entrada al algoritmo LMS ha desempeñado un papel crucial en la mejora de la calidad de la señal resultante. El propósito de este filtro fue reducir el ruido y las fluctuaciones no deseadas presentes en la señal de entrada, lo que ayuda al algoritmo LMS a trabajar con una señal más limpia y clara. Como resultado, el algoritmo LMS se pudo centrar de manera más eficaz en adaptarse a la señal deseada y minimizar la diferencia entre la señal filtrada y la deseada como se puede observar en la Figura 3.9 y la Figura 3.10 correspondientes a un arreglo de 10 y 16 antenas respectivamente. El hecho de que la señal resultante del algoritmo LMS sea similar a la señal deseada sugiere que el filtro

3.4. LÓBULOS DE RADIACIÓN, ALGORITMO MÍNIMOS CUADRADOS PROMEDIADOS (LMS)

de suavizado gaussiano ha logrado reducir de manera efectiva el ruido, permitiendo que el algoritmo LMS recupere la señal deseada con mayor precisión. Esta sinergia entre el filtro de suavizado gaussiano y el algoritmo LMS es fundamental para la mejora de la calidad de la señal y la reducción del ruido.

3.4. Lóbulos de radiación, Algoritmo Mínimos cuadrados Promediados (LMS)

El análisis del patrón de radiación de una antena es esencial para comprender cómo distribuye su energía en el espacio. Este análisis revela la dirección principal de emisión, conocida como el lóbulo principal, así como otros lóbulos secundarios y nulos que indican direcciones de menor emisión. El estudio de estos lóbulos proporciona información valiosa sobre la directividad y el rendimiento del sistema.

3.4. LÓBULOS DE RADIACIÓN, ALGORITMO MÍNIMOS CUADRADOS PROMEDIADOS (LMS)

Patrones de radiación de un arreglo de 10 antenas

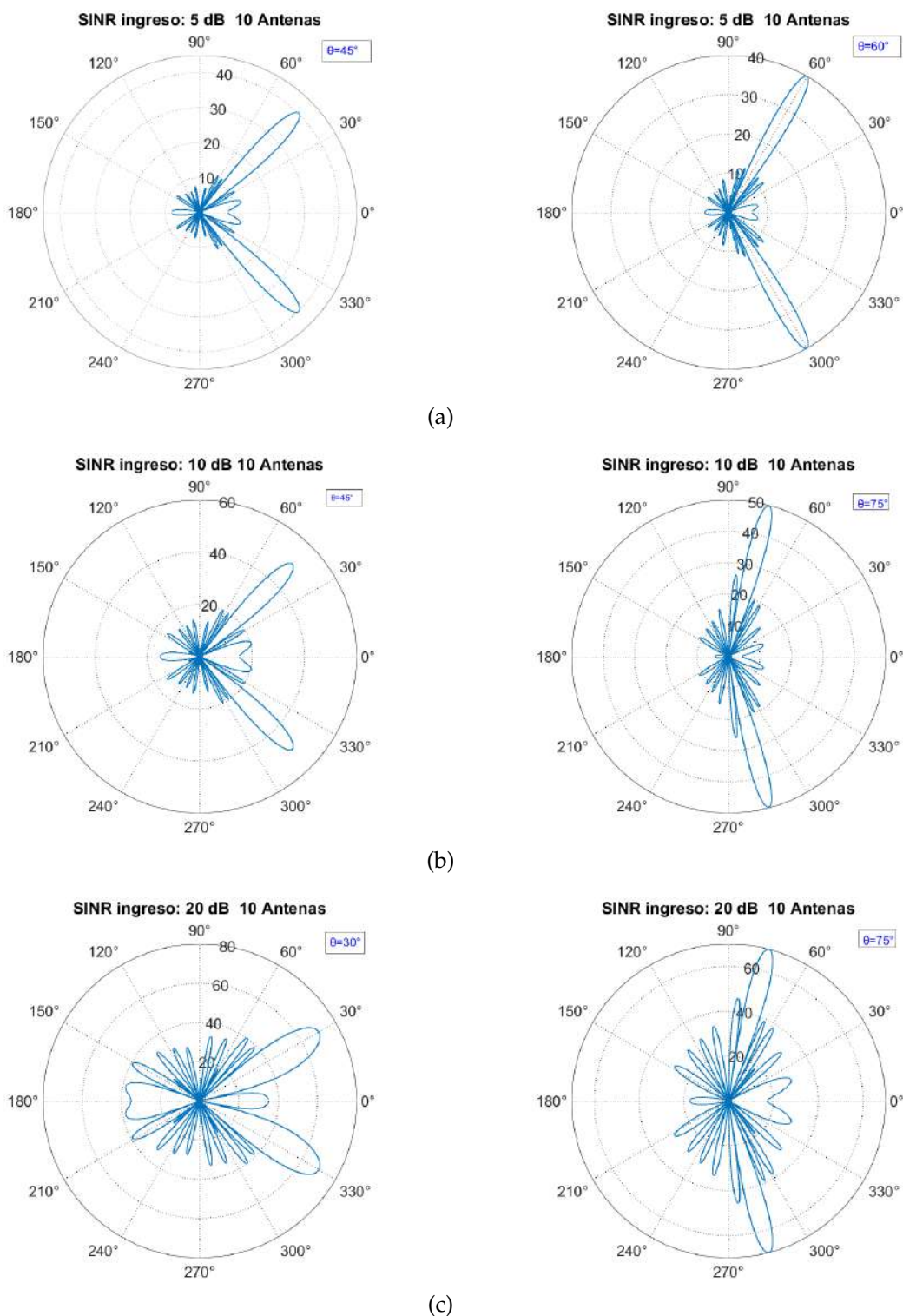


Figura 3.11: Patrón de radiación de las DOAs obtenidas luego de haberse culminado la Etapa 3 para un arreglo de 10 antenas, a) DOAs Deseados $45^\circ; 60^\circ$ DOAs Inteferentes $30^\circ; 75^\circ$ SINR ingreso 5 dB, b) DOAs Deseados $45^\circ; 75^\circ$ DOAs Inteferentes $30^\circ; 60^\circ$ SINR ingreso 10 dB, c) DOAs Deseados $30^\circ; 75^\circ$ DOAs Inteferentes $45^\circ; 60^\circ$ SINR ingreso 20 dB

3.4. LÓBULOS DE RADIACIÓN, ALGORITMO MÍNIMOS CUADRADOS PROMEDIADOS (LMS)

Patrones de radiación de un arreglo de 16 antenas

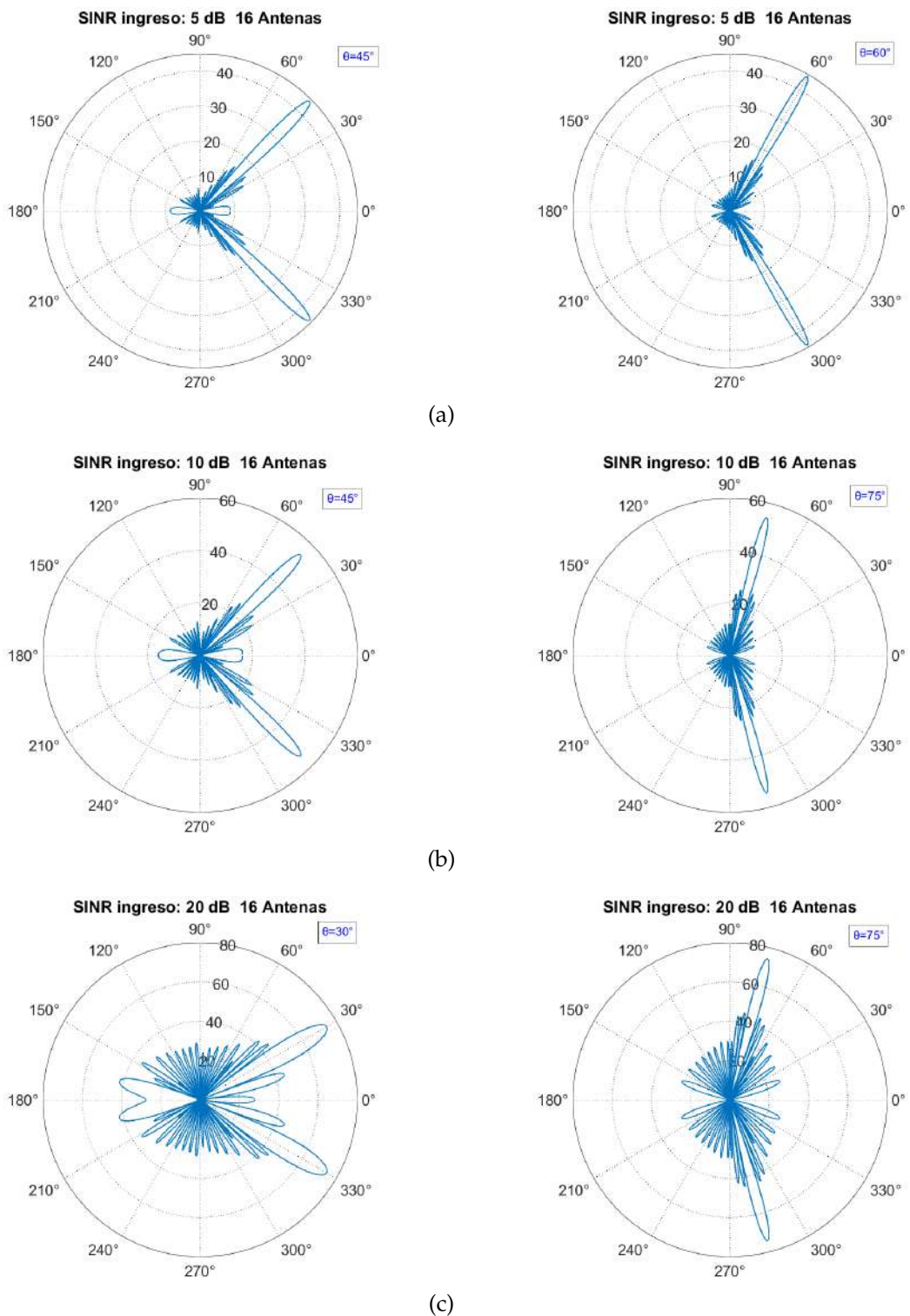


Figura 3.12: Patrón de radiación de las DOAs obtenidas luego de haberse culminado la Etapa 3 para un arreglo de 16 antenas, a) DOAs Deseados 45°;60° DOAs Inteferentes 30°;75° SINR ingreso 5 dB, b) DOAs Deseados 45°;75° DOAs Inteferentes 30°;60° SINR ingreso 10 dB, c) DOAs Deseados 30°;75° DOAs Inteferentes 45°;60° SINR ingreso 20 dB

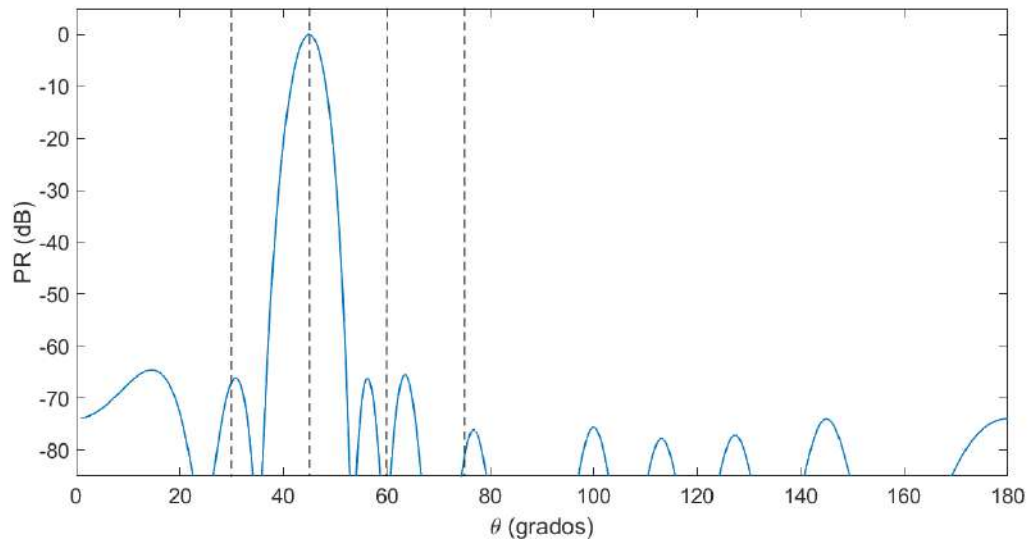
Como se puede apreciar en las representaciones gráficas presentadas en la Figura 3.11 y la Figura 3.12 , los patrones de radiación exhiben lóbulos principales altamente definidos, lo que denota una alta directividad en el sistema. Esta característica es de gran relevancia, ya que implica una maximización de la ganancia en las direcciones de arribo deseadas. Además, es posible observar la presencia de lóbulos secundarios y nulos, cuya evaluación permite analizar la capacidad del sistema para concentrar la energía, es decir, el lóbulo de máxima potencia, en la dirección de arribo deseada, al mismo tiempo que se reduce la radiación en direcciones no deseadas. El análisis detallado revela que el sistema opera de manera óptima. Por otro lado, al incrementar el número de antenas, se observa una mayor directividad en los lóbulos, lo que significa que el lóbulo de máxima potencia se ajusta de manera más precisa a la dirección de arribo deseada.

3.5. Diagrama de Radiación Planar

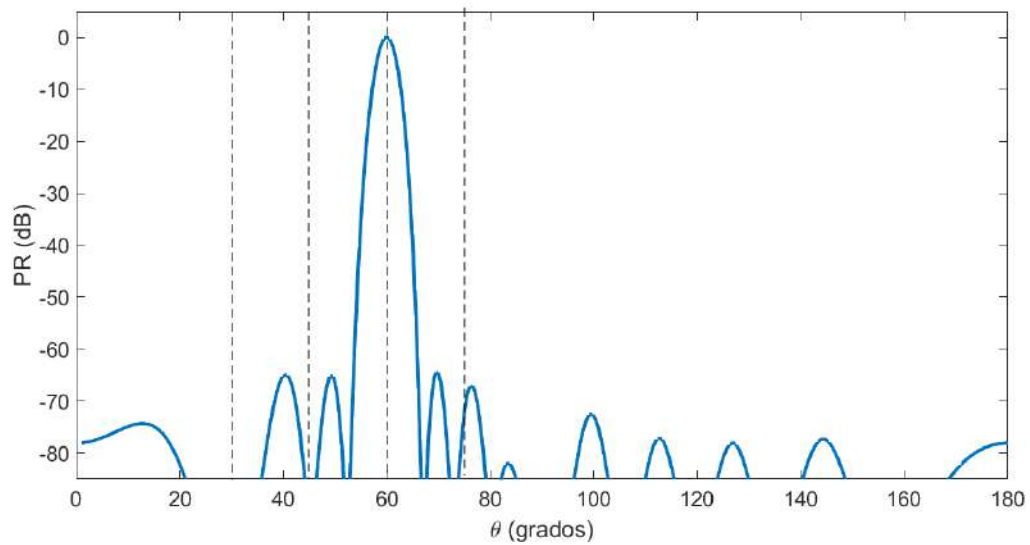
El empleo del diagrama de radiación planar resulta imperativo para una interpretación más precisa de los resultados, dada su utilidad destacada en la evaluación del desempeño de antenas. Este diagrama ofrece una representación gráfica de la distribución espacial de la radiación electromagnética, permitiendo la visualización de la dirección, intensidad y patrones de radiación del lóbulo principal y lóbulos nulos en diversos planos y ángulos. Asimismo, posibilita la apreciación del ancho de banda de media potencia del lóbulo principal (HPBW), lo cual es crucial para la caracterización detallada del comportamiento de la antena en términos de directividad y cobertura angular.

3.5.1. Resultados para un arreglo de 10 antenas

Resultados con SINR ingreso: 5 dB



(a)



(b)

Figura 3.13: Patrones de radiación individuales correspondientes al algoritmo LMS implementado en la tercera etapa con un SINR ingreso 5 dB. a) DOA Deseado 45° DOAs Inteferentes 30°;60°;75°, b) DOA Deseado 60°, DOAs Inteferentes 30°,45°,75°.

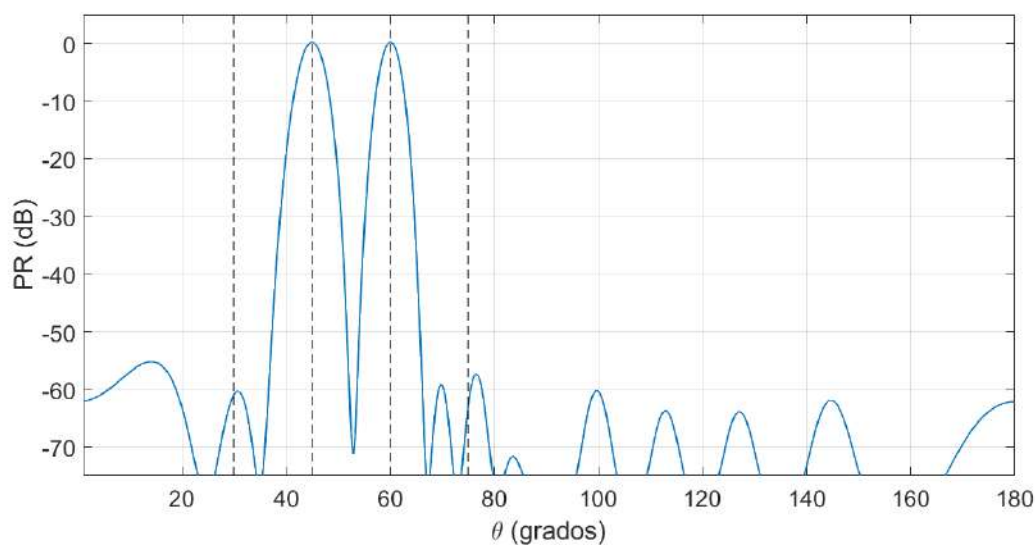


Figura 3.14: Patrón de radiación de la suma promediada de las dos señales deseadas correspondientes al algoritmo LMS implementado en la tercera etapa con un SINR ingreso 5 dB, Doas esperados 45° y 60° de un arreglo de 10 antenas.

La Figura 3.13 presenta los patrones de radiación de las señales generadas por la tercera etapa del sistema, utilizando un arreglo de 10 antenas, y empleando el Algoritmo LMS con un Relación Señal-Ruido (SINR) de ingreso de 5 dB de potencia. En este análisis particular, se observa que los lóbulos principales se sitúan en direcciones de arribo de 45° y 60° respectivamente. Este fenómeno sugiere la optimización del sistema, ya que los resultados se alinean con las direcciones de arribo deseadas. Los lóbulos principales exhiben una potencia cercana a los 0 dB, con un Ancho de Haz a Media Potencia (HPBW) de 5,2 grados para una dirección de arribo deseada de 60° y 3,4 grados para una dirección de arribo deseada de 45° como se puede observar en la suma promedio de las dos direcciones de arribo que se ilustra en la Figura 3.14. Esta estrechez angular refleja una alta directividad, caracterizada por la concentración de energía en una dirección específica y una cobertura angular reducida. Por otro lado, los primeros nulos (FNBW) se encuentran en un rango de potencia entre -60 dB y -90 dB, lo cual proporciona información relevante sobre la capacidad del sistema para suprimir la radiación en direcciones específicas fuera del lóbulo principal.

Los resultados de las diversas combinaciones de direcciones de arribo deseadas y direcciones de arribo interferentes se presentan en las Tablas 3.7, 3.8, 3.9, 3.10, 3.11 y

3.12. Estas tablas exhiben los patrones de radiación individuales y la suma promedio de dichos patrones, junto con los parámetros pertinentes, tales como el Ancho de Haz a Media Potencia (HPBW) y la ubicación de los primeros nulos (FNBW) con sus respectivos niveles de potencia expresados en decibelios. Estos datos se derivan de un estudio realizado en un arreglo compuesto por 10 antenas, en el cual se implementó un Relación Señal-Ruido (SINR) de 5 dB.

Tabla 3.7: Resultados de DOAs deseados 60°y 45° ,DOAs Interferentes 30°y 75°

DOA	DOA Deseado 60°	DOA Deseado 45°	Suma Promedio	HPBW
30°	-88,2537	-66,7598	-60,7525	—
45°	-92,029	0	0	5,2°
60°	0	-91,5168	0	3,4°
75°	-72,4103	-81,5275	-61,9088	—

Tabla 3.8: Resultados de DOAs deseados 60°y 75° ,DOAs Interferentes 30°y 45°

DOA	DOA Deseado 60°	DOA Deseado 75°	Suma Promedio	HPBW
30°	-88,2326	-91,6868	-76,0034	—
45°	-92,029	-80,5305	-71,7016	—
60°	0	-71,2567	0	3,4°
75°	-72,4103	0	0	3°

Tabla 3.9: Resultados de DOAs deseados 60°y 30° ,DOAs Interferentes 75°y 45°

DOA	DOA Deseado 60°	DOA Deseado 30°	Suma Promedio	HPBW
30°	-80,2537	0	0	5,6°
45°	-92,029	-67,4127	-62,288	—
60°	0	-88,6607	0	3,3°
75°	-72,4103	-92,8323	-66,2571	—

Tabla 3.10: Resultados de DOAs deseados 45°y 75° ,DOAs Interferentes 60°y 30°

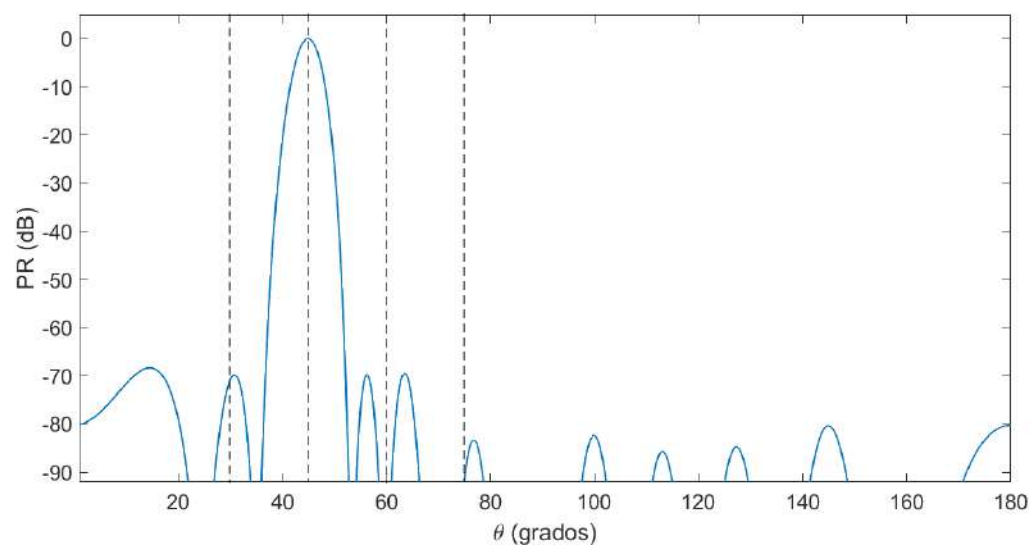
DOA	DOA Deseado 45°	DOA Deseado 75°	Suma Promedio	HPBW
30°	-66,7598	-91,6103	-61,6901	—
45°	0	-80,5305	0	4°
60°	-91,5168	-71,2567	-65,0611	—
75°	-81,5275	0	0	3°

Tabla 3.11: Resultados de DOAs deseados 45°y 30° ,DOAs Interferentes 60°y 75°

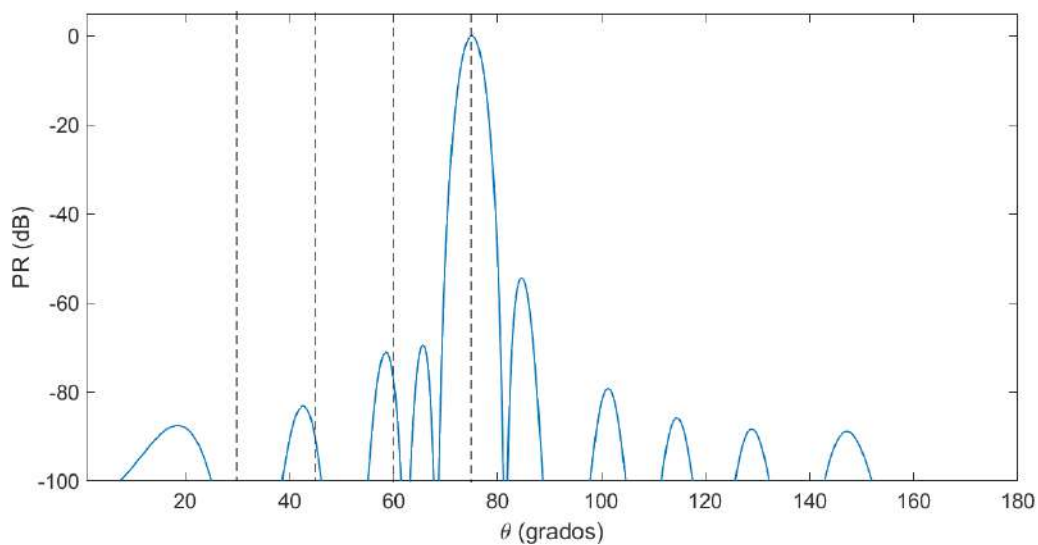
DOA	DOA Deseado 45°	DOA Deseado 30°	Suma Promedio	HPBW
30°	-66,7598	0	0	5,7°
45°	0	-67,4127	0	4°
60°	-91,5168	-88,8803	-76,2922	—
75°	-81,5275	-92,8299	-72,5267	—

Tabla 3.12: Resultados de DOAs deseados 75°y 30° ,DOAs Interferentes 60°y 45°

DOA	DOA Deseado 75°	DOA Deseado 30°	Suma Promedio	HPBW
30°	-91,6204	0	0	5,6°
45°	-80,5305	-67,4127	-59,0519	—
60°	-71,2567	-88,8803	-64,3241	—
75°	0	-92,8299	0	3°

Resultados con SINR ingreso: 10 dB

(a)



(b)

Figura 3.15: Patrones de radiación individuales correspondientes al algoritmo LMS implementado en la tercera etapa con un SINR ingreso 10 dB. a) DOA Deseado 45° DOAs Inteferentes 30°;60°;75°, b) DOA Deseado 75°, DOAs Inteferentes 30°,45°,60°.

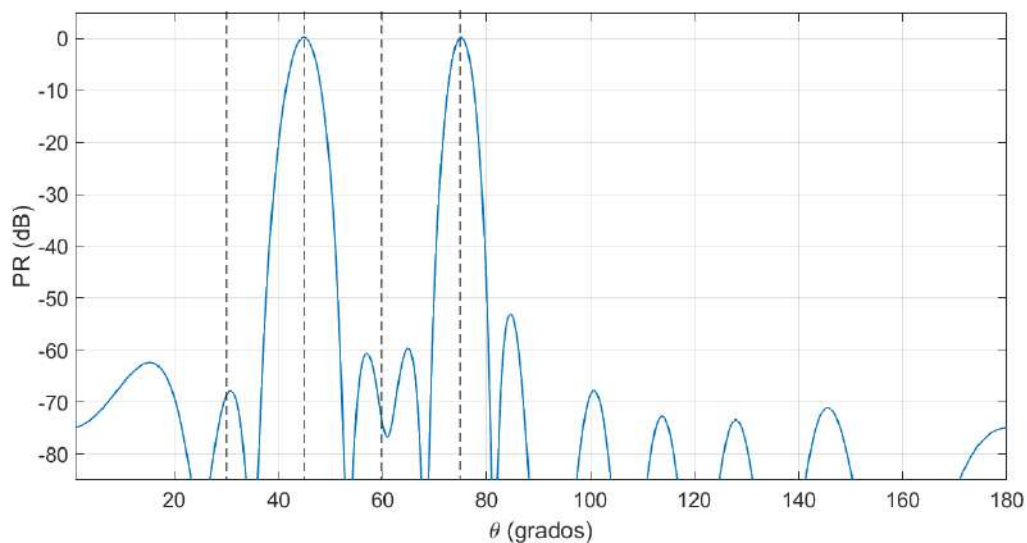


Figura 3.16: Patrón de radiación de la suma promediada de las dos señales deseadas correspondientes al algoritmo LMS implementado en la tercera etapa con un SINR ingreso 10 dB, Doas esperados 45° y 75° de un arreglo de 10 antenas.

La Figura 3.15 presenta los patrones de radiación de las señales generadas por la tercera etapa del sistema, utilizando un arreglo de 10 antenas, y empleando el Algoritmo LMS con un Relación Señal-Ruido (SINR) de ingreso de 10 dB de potencia. En este análisis particular, se observa que los lóbulos principales se sitúan en direcciones de arribo de 45° y 75° respectivamente. , como se puede ver estos resultados se alinean con las direcciones de arribo deseadas. Los lóbulos principales exhiben una potencia cercana a los 0 dB, con un Ancho de Haz a Media Potencia (HPBW) de 4 grados para una dirección de arribo deseada de 45° y 3 grados para una dirección de arribo deseada de 75° como se puede observar en la suma promedio de las dos direcciones de arribo que se ilustra en la Figura 3.16. Esta estrechez angular refleja una alta directividad, caracterizada por la concentración de energía en una dirección específica y una cobertura angular reducida. Por otro lado, los primeros nulos (FNBW) se encuentran en un rango de potencia entre -70 dB y -90 dB, lo cual proporciona información relevante sobre la capacidad del sistema para suprimir la radiación en direcciones específicas fuera del lóbulo principal.

Los resultados de las diversas combinaciones de direcciones de arribo deseadas y direcciones de arribo interferentes se presentan en las Tablas 3.13, 3.14, 3.15, 3.16, 3.17 y 3.18. Estas tablas exhiben los patrones de radiación individuales y la suma

promedio de dichos patrones, junto con los parámetros pertinentes, tales como el Ancho de Haz a Media Potencia (HPBW) y la ubicación de los primeros nulos (FNBW) con sus respectivos niveles de potencia expresados en decibelios. Estos datos se derivan de un estudio realizado en un arreglo compuesto por 10 antenas, en el cual se implementó un Relación Señal-Ruido (SINR) de 10 dB.

Tabla 3.13: Resultados de DOAs deseados 60°y 45° ,DOAs Interferentes 30°y 75°

DOA	DOA Deseado 60°	DOA Deseado 45°	Suma Promedio	HPBW
30°	-114,547	0	0	5,4°
45°	-90,4205	-71,0582	-64,6195	—
60°	-76,8794	-104,561	-72,4077	—
75°	0	-115,641	0	3°

Tabla 3.14: Resultados de DOAs deseados 60°y 75° ,DOAs Interferentes 30°y 45°

DOA	DOA Deseado 60°	DOA Deseado 75°	Suma Promedio	HPBW
30°	-103,593	-114,547	-94,4662	—
45°	112,966	-90,4205	-84,8087	—
60°	0	-76,8794	0	3,2°
75°	-78,1579	0	0	3°

Tabla 3.15: Resultados de DOAs deseados 60°y 30° ,DOAs Interferentes 75°y 45°

DOA	DOA Deseado 60°	DOA Deseado 30°	Suma Promedio	HPBW
30°	-103,593	0	0	5,4°
45°	112,966	-71,0582	-68,7378	—
60°	0	-104,561	0	3,2°
75°	-78,1579	-115,641	-75,2969	—

Tabla 3.16: Resultados de DOAs deseados 45°y 75° ,DOAs Interferentes 60°y 30°

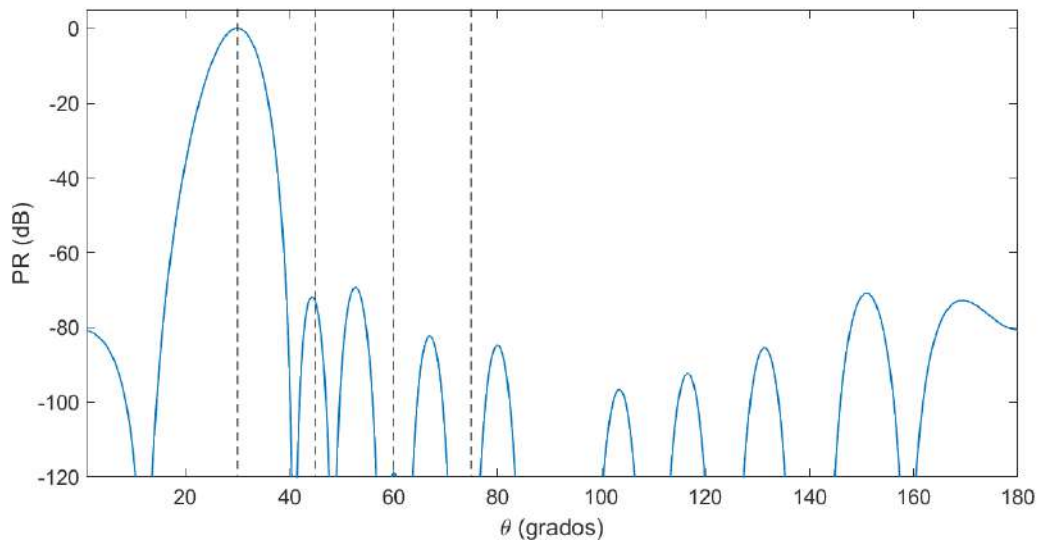
DOA	DOA Deseado 45°	DOA Deseado 75°	Suma Promedio	HPBW
30°	71,0128	-114,547	-68,8642	—
45°	0	-90,4205	0	4°
60°	-113,232	-76,8794	-73,8695	—
75°	-91,5199	0	0	3°

Tabla 3.17: Resultados de DOAs deseados 45°y 30° ,DOAs Interferentes 60°y 75°

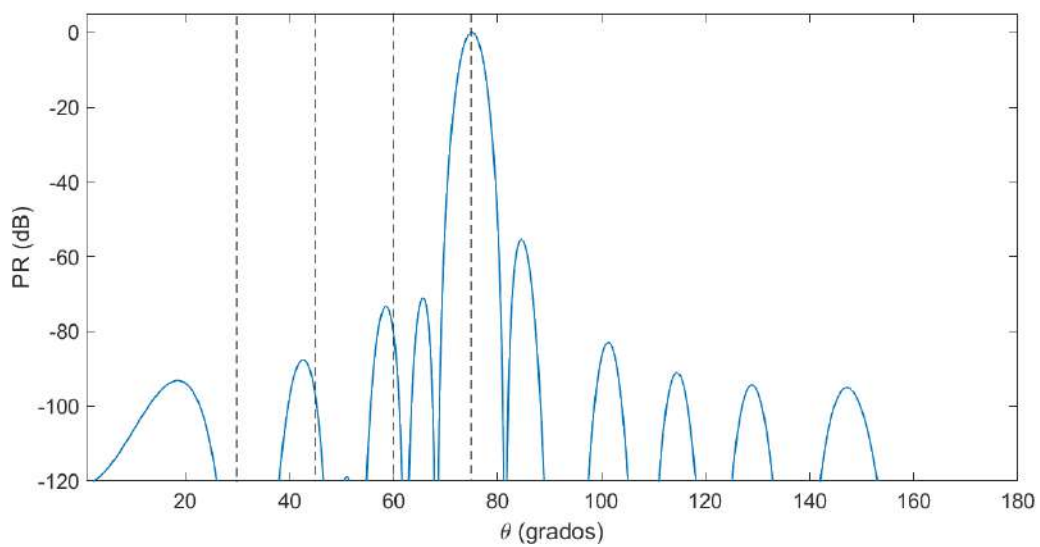
DOA	DOA Deseado 45°	DOA Deseado 30°	Suma Promedio	HPBW
30°	71,0128	0	0	5,7°
45°	0	-71,0582	0	4°
60°	-113,232	-104,561	-94,5676	—
75°	-91,5199	-115,641	-86,2822	—

Tabla 3.18: Resultados de DOAs deseados 75°y 30° ,DOAs Interferentes 60°y 45°

DOA	DOA Deseado 75°	DOA Deseado 30°	Suma Promedio	HPBW
30°	-114,547	0	0	5,4°
45°	-90,4205	-71,0582	-64,6195	—
60°	-76,8794	-104,561	-72,4077	—
75°	0	-115,641	0	3°

Resultados con SINR ingreso: 20 dB

(a)



(b)

Figura 3.17: Patrones de radiación individuales correspondientes al algoritmo LMS implementado en la tercera etapa con un SINR ingreso 20 dB. a) DOA Deseado 30° DOAs Inteferentes 45°;60°;75°, b) DOA Deseado 75°, DOAs Inteferentes 30°,45°,60°.

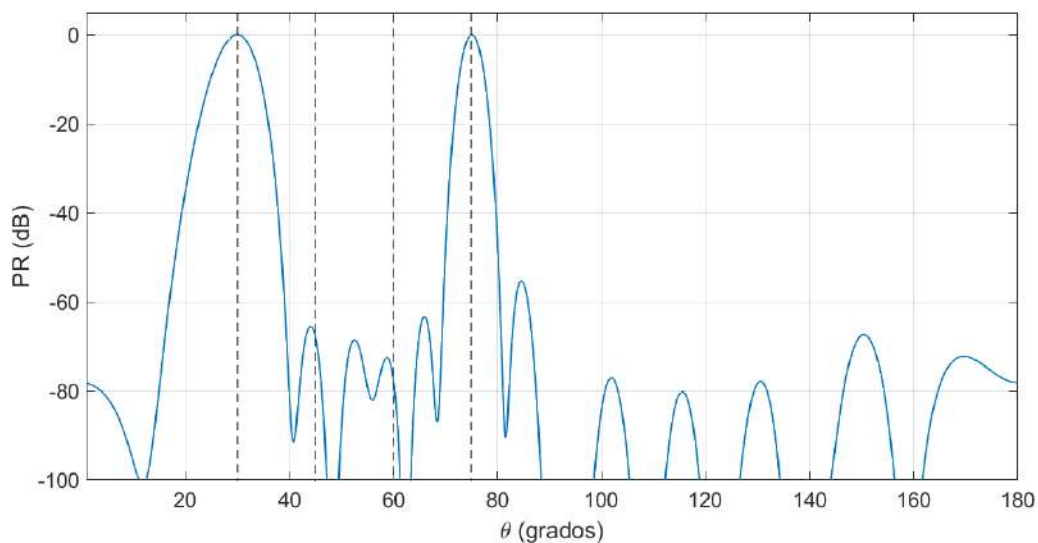


Figura 3.18: Patrón de radiación de la suma promediada de las dos señales deseadas correspondientes al algoritmo LMS implementado en la tercera etapa con un SINR ingreso 20 dB, Doas esperados 30° y 75° de un arreglo de 10 antenas.

La Figura 3.17 presenta los patrones de radiación de las señales generadas por la tercera etapa del sistema, utilizando un arreglo de 10 antenas, y empleando el Algoritmo LMS con un Relación Señal-Ruido (SINR) de ingreso de 20 dB de potencia. En este análisis particular, se observa que los lóbulos principales se sitúan en direcciones de arribo de 30° y 75° respectivamente. , como se puede ver estos resultados se alinean con las direcciones de arribo deseadas. Los lóbulos principales exhiben una potencia cercana a los 0 dB, con un Ancho de Haz a Media Potencia (HPBW) de 5.4 grados para una dirección de arribo deseada de 30° y 2.8 grados para una dirección de arribo deseada de 75° como se puede observar en la suma promedio de las dos direcciones de arribo que se ilustra en la Figura 3.18. Esta estrechez angular refleja una alta directividad, caracterizada por la concentración de energía en una dirección específica y una cobertura angular reducida. Por otro lado, los primeros nulos (FNBW) se encuentran en un rango de potencia entre -80 dB y -160 dB, lo cual proporciona información relevante sobre la capacidad del sistema para suprimir la radiación en direcciones específicas fuera del lóbulo principal.

Los resultados de las diversas combinaciones de direcciones de arribo deseadas y direcciones de arribo interferentes se presentan en las Tablas 3.19, 3.20, 3.21, 3.22, 3.23 y 3.24. Estas tablas exhiben los patrones de radiación individuales y la suma

promedio de dichos patrones, junto con los parámetros pertinentes, tales como el Ancho de Haz a Media Potencia (HPBW) y la ubicación de los primeros nulos (FNBW) con sus respectivos niveles de potencia expresados en decibelios. Estos datos se derivan de un estudio realizado en un arreglo compuesto por 10 antenas, en el cual se implementó un Relación Señal-Ruido (SINR) de 20 dB.

Tabla 3.19: Resultados de DOAs deseados 60°y 45° ,DOAs Interferentes 30°y 75°

DOA	DOA Deseado 60°	DOA Deseado 45°	Suma Promedio	HPBW
30°	-118,475	73,0073	-71,0473	—
45°	-152,871	0	0	4°
60°	0	-138,332	0	3,2°
75°	-80,2903	-97,9293	-73,6443	—

Tabla 3.20: Resultados de DOAs deseados 60°y 75° ,DOAs Interferentes 30°y 45°

DOA	DOA Deseado 60°	DOA Deseado 75°	Suma Promedio	HPBW
30°	-118,475	-160,509	-116,168	—
45°	-152,871	-96,9827	-95,3483	—
60°	0	-79,9427	0	3,2°
75°	-80,2903	0	0	3°

Tabla 3.21: Resultados de DOAs deseados 60°y 30° ,DOAs Interferentes 75°y 45°

DOA	DOA Deseado 60°	DOA Deseado 30°	Suma Promedio	HPBW
30°	-118,475	0	0	5,4°
45°	-152,871	-73,033	-72,5252	—
60°	0	-118,91	0	3,2°
75°	-80,2903	-160,652	-80,3266	—

Tabla 3.22: Resultados de DOAs deseados 45°y 75° ,DOAs Interferentes 60°y 30°

DOA	DOA Deseado 45°	DOA Deseado 75°	Suma Promedio	HPBW
30°	73,0073	-160,509	-72,7571	—
45°	0	-96,9827	0	3,9°
60°	-138,332	-79,9427	-79,2232	—
75°	-97,9293	0	0	3°

Tabla 3.23: Resultados de DOAs deseados 45°y 30° ,DOAs Interferentes 60°y 75°

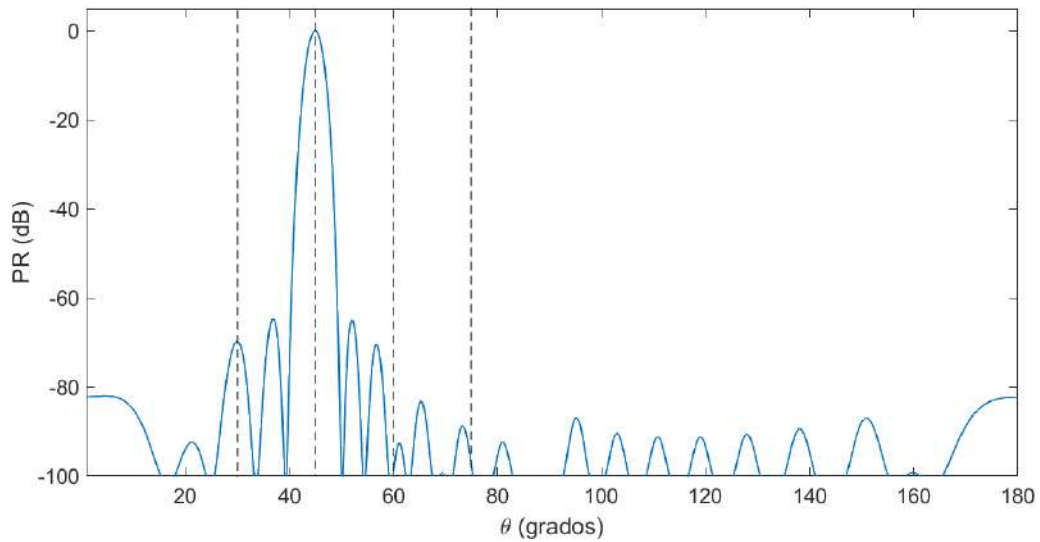
DOA	DOA Deseado 45°	DOA Deseado 30°	Suma Promedio	HPBW
30°	73,0073	0	0	5,5°
45°	0	-73,033	0	4°
60°	-138,332	-118,91	-114,334	—
75°	-97,9293	-160,652	-97,0787	—

Tabla 3.24: Resultados de DOAs deseados 75°y 30° ,DOAs Interferentes 60°y 45°

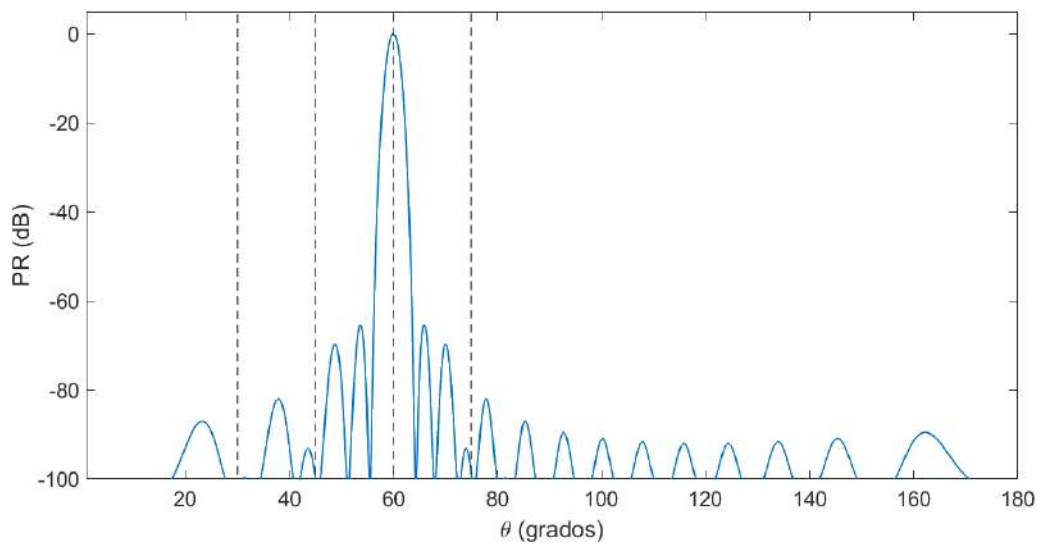
DOA	DOA Deseado 75°	DOA Deseado 30°	Suma Promedio	HPBW
30°	-160,509	0	0	5,4°
45°	-96,9827	-73,033	-67,7557	—
60°	-79,9427	-118,91	-77,2782	—
75°	0	-160,652	0	2,8°

3.5.2. Resultados para un arreglo de 16 antenas

Resultados con SINR ingreso: 5 dB



(a)



(b)

Figura 3.19: Patrones de radiación individuales correspondientes al algoritmo LMS implementado en la tercera etapa con un SINR ingreso 5 dB. a) DOA Deseado 45° DOAs Inteferentes 30°;60°;75°, b) DOA Deseado 60°, DOAs Inteferentes 30°,45°,75°.

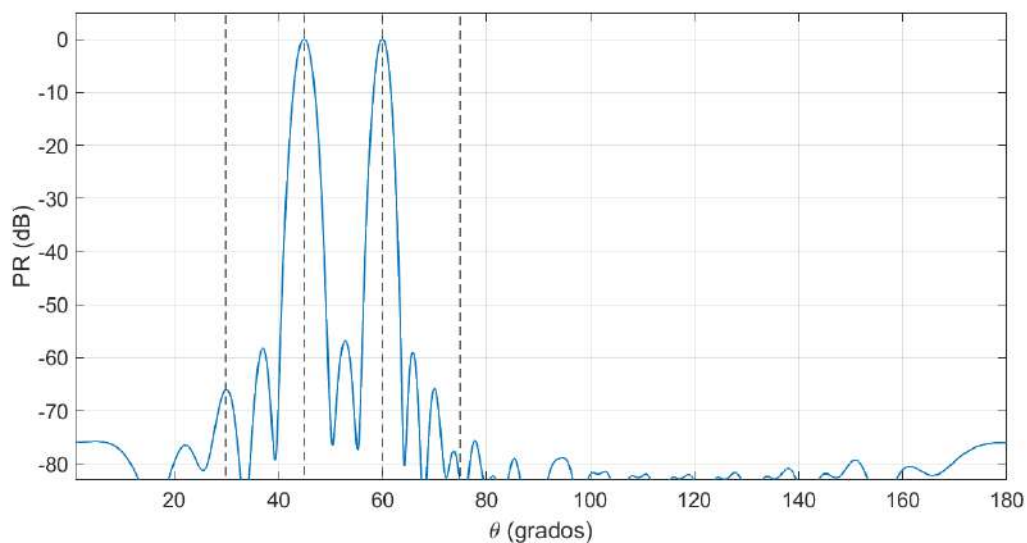


Figura 3.20: Patrón de radiación de la suma promediada de las dos señales deseadas correspondientes al algoritmo LMS implementado en la tercera etapa con un SINR ingreso 5 dB, Doas esperados 30° y 75° de un arreglo de 10 antenas.

La Figura 3.19 presenta los patrones de radiación de las señales generadas por la tercera etapa del sistema, utilizando un arreglo de 16 antenas, y empleando el Algoritmo LMS con un Relación Señal-Ruido (SINR) de ingreso de 5 dB de potencia. En este análisis particular, se observa que los lóbulos principales se sitúan en direcciones de arribo de 45° y 60° respectivamente. , como se puede ver estos resultados se alinean con las direcciones de arribo deseadas. Los lóbulos principales exhiben una potencia cercana a los 0 dB, con un Ancho de Haz a Media Potencia (HPBW) de 2.4 grados para una dirección de arribo deseada de 45° y 2 grados para una dirección de arribo deseada de 60° como se puede observar en la suma promedio de las dos direcciones de arribo que se ilustra en la Figura 3.20. Esta estrechez angular refleja una alta directividad, caracterizada por la concentración de energía en una dirección específica y una cobertura angular reducida. Por otro lado, los primeros nulos (FNBW) se encuentran en un rango de potencia entre -65 dB a -100 dB, lo cual proporciona información relevante sobre la capacidad del sistema para suprimir la radiación en direcciones específicas fuera del lóbulo principal.

Los resultados de las diversas combinaciones de direcciones de arribo deseadas y direcciones de arribo interferentes se presentan en las Tablas 3.25, 3.26, 3.27, 3.28, 3.29 y 3.30. Estas tablas exhiben los patrones de radiación individuales y la suma

promedio de dichos patrones, junto con los parámetros pertinentes, tales como el Ancho de Haz a Media Potencia (HPBW) y la ubicación de los primeros nulos (FNBW) con sus respectivos niveles de potencia expresados en decibelios. Estos datos se derivan de un estudio realizado en un arreglo compuesto por 16 antenas, en el cual se implementó un Relación Señal-Ruido (SINR) de 5 dB.

Tabla 3.25: Resultados de DOAs deseados 60°y 45° ,DOAs Interferentes 30°y 75°

DOA	DOA Deseado 60°	DOA Deseado 45°	Suma Promedio	HPBW
30°	-101,052	-69,7941	-65,9894	—
45°	-99,5736	0	0	2,4°
60°	0	-99,4559	0	2°
75°	-99,2462	-97,7379	-84,6149	—

Tabla 3.26: Resultados de DOAs deseados 60°y 75° ,DOAs Interferentes 30°y 45°

DOA	DOA Deseado 60°	DOA Deseado 75°	Suma Promedio	HPBW
30°	-101,052	0	0	3,3°
45°	-99,5736	-69,8785	-65,7943	—
60°	0	-101,238	0	2°
75°	-99,2462	-102,149	-86,7821	—

Tabla 3.27: Resultados de DOAs deseados 60°y 30° ,DOAs Interferentes 75°y 45°

DOA	DOA Deseado 60°	DOA Deseado 30°	Suma Promedio	HPBW
30°	-118,475	0	0	5,4°
45°	-152,871	-73,033	-72,5252	—
60°	0	-118,91	0	3,2°
75°	-80,2903	-160,652	-80,3266	—

Tabla 3.28: Resultados de DOAs deseados 45°y 75° ,DOAs Interferentes 60°y 30°

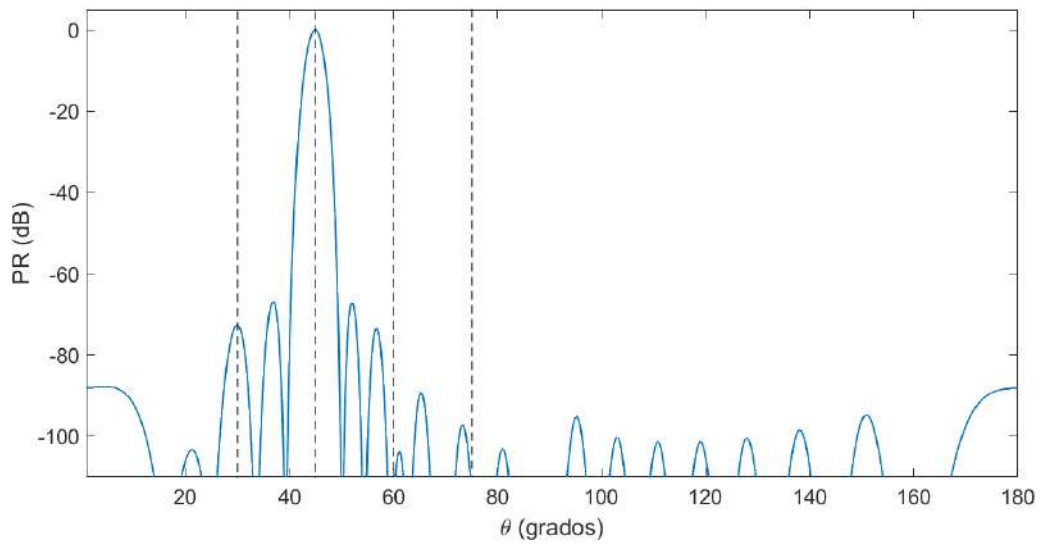
DOA	DOA Deseado 45°	DOA Deseado 75°	Suma Promedio	HPBW
30°	-69,7941	-102,331	-66,1046	—
45°	0	-94,8798	0	2,4°
60°	-99,4559	-99,6873	-85,6511	—
75°	-97,7379	0	0	1,8°

Tabla 3.29: Resultados de DOAs deseados 45°y 30° ,DOAs Interferentes 60°y 75°

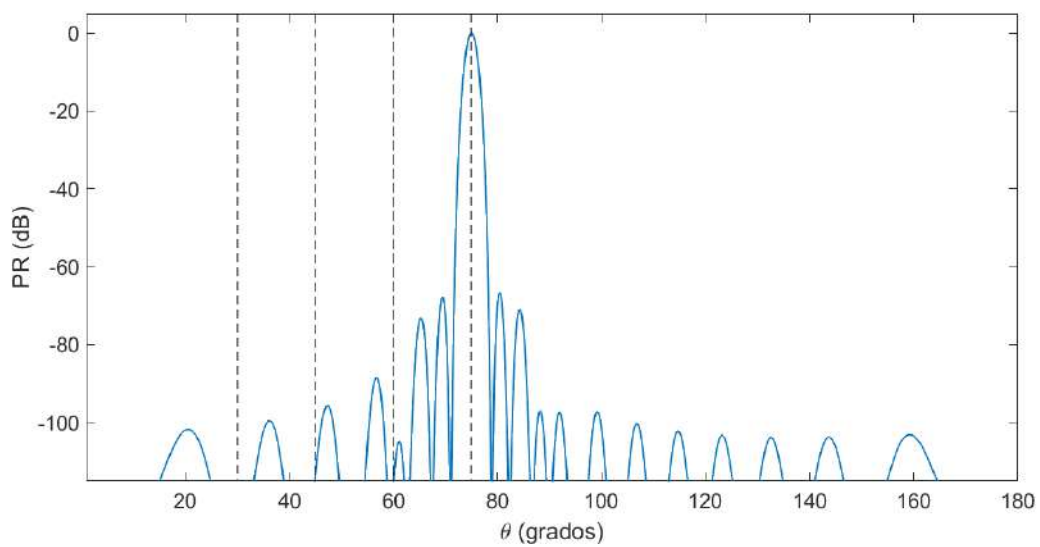
DOA	DOA Deseado 45°	DOA Deseado 30°	Suma Promedio	HPBW
30°	-69,7941	0	0	3,5°
45°	0	-69,8785	0	2,5°
60°	-99,4559	-101,238	-86,4483	—
75°	-97,7379	-102,149	-85,8573	—

Tabla 3.30: Resultados de DOAs deseados 75°y 30° ,DOAs Interferentes 60°y 45°

DOA	DOA Deseado 75°	DOA Deseado 30°	Suma Promedio	HPBW
30°	-102,331	0	0	3,3°
45°	-94,8798	-69,8785	-65,4486	—
60°	-99,6873	-101,238	-86,4984	—
75°	0	-102,149	0	1,8°

Resultados con SINR ingreso: 10 dB

(a)



(b)

Figura 3.21: Patrones de radiación individuales correspondientes al algoritmo LMS implementado en la tercera etapa con un SINR ingreso 10 dB. a) DOA Deseado 45° DOAs Inteferentes 30°;60°;75°, b) DOA Deseado 75°, DOAs Inteferentes 30°,45°,60°.

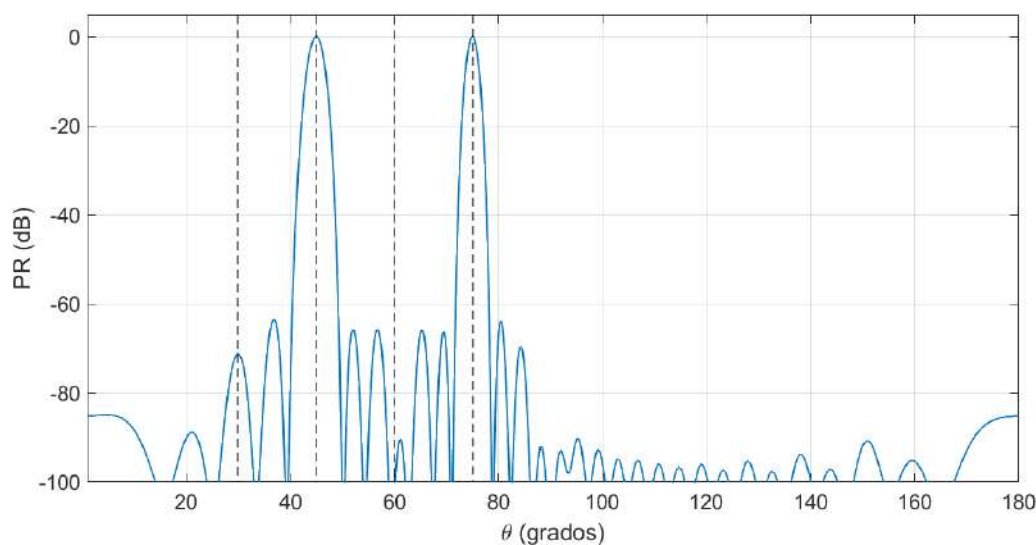


Figura 3.22: Patrón de radiación de la suma promediada de las dos señales deseadas correspondientes al algoritmo LMS implementado en la tercera etapa con un SINR ingreso 10 dB, Doas esperados 30° y 75° de un arreglo de 10 antenas.

La Figura 3.21 presenta los patrones de radiación de las señales generadas por la tercera etapa del sistema, utilizando un arreglo de 16 antenas, y empleando el Algoritmo LMS con un Relación Señal-Ruido (SINR) de ingreso de 10 dB de potencia. En este análisis particular, se observa que los lóbulos principales se sitúan en direcciones de arribo de 45° y 75° respectivamente. , como se puede ver estos resultados se alinean con las direcciones de arribo deseadas. Los lóbulos principales exhiben una potencia cercana a los 0 dB, con un Ancho de Haz a Media Potencia (HPBW) de 2.4 grados para una dirección de arribo deseada de 45° y 1.8 grados para una dirección de arribo deseada de 75° como se puede observar en la suma promedio de las dos direcciones de arribo que se ilustra en la Figura 3.22. Esta estrechez angular refleja una alta directividad, caracterizada por la concentración de energía en una dirección específica y una cobertura angular reducida. Por otro lado, los primeros nulos (FNBW) se encuentran en un rango de potencia entre -70 dB a -120 dB, lo cual proporciona información relevante sobre la capacidad del sistema para suprimir la radiación en direcciones específicas fuera del lóbulo principal.

Los resultados de las diversas combinaciones de direcciones de arribo deseadas y direcciones de arribo interferentes se presentan en las Tablas 3.31, 3.32, 3.33, 3.34, 3.35 y 3.36. Estas tablas exhiben los patrones de radiación individuales y la suma

promedio de dichos patrones, junto con los parámetros pertinentes, tales como el Ancho de Haz a Media Potencia (HPBW) y la ubicación de los primeros nulos (FNBW) con sus respectivos niveles de potencia expresados en decibelios. Estos datos se derivan de un estudio realizado en un arreglo compuesto por 16 antenas, en el cual se implementó un Relación Señal-Ruido (SINR) de 10 dB.

Tabla 3.31: Resultados de DOAs deseados 60°y 45° ,DOAs Interferentes 30°y 75°

DOA	DOA Deseado 60°	DOA Deseado 45°	Suma Promedio	HPBW
30°	-121,973	-72,7043	-71,0701	—
45°	-117,972	0	0	2,4°
60°	0	-118,287	0	2°
75°	-117,16	-114,133	-101,726	—

Tabla 3.32: Resultados de DOAs deseados 60°y 75° ,DOAs Interferentes 30°y 45°

DOA	DOA Deseado 60°	DOA Deseado 75°	Suma Promedio	HPBW
30°	-121,973	-124,859	-109,291	—
45°	-117,972	-113,776	-101,901	—
60°	0	-117,263	0	2°
75°	-117,16	0	0	1,8°

Tabla 3.33: Resultados de DOAs deseados 60°y 30° ,DOAs Interferentes 75°y 45°

DOA	DOA Deseado 60°	DOA Deseado 30°	Suma Promedio	HPBW
30°	-121,973	0	0	3,3°
45°	-117,972	-72,7396	-70,7575	—
60°	0	-122,198	0	2°
75°	-117,16	-124,898	-106,794	—

Tabla 3.34: Resultados de DOAs deseados 45°y 75° ,DOAs Interferentes 60°y 30°

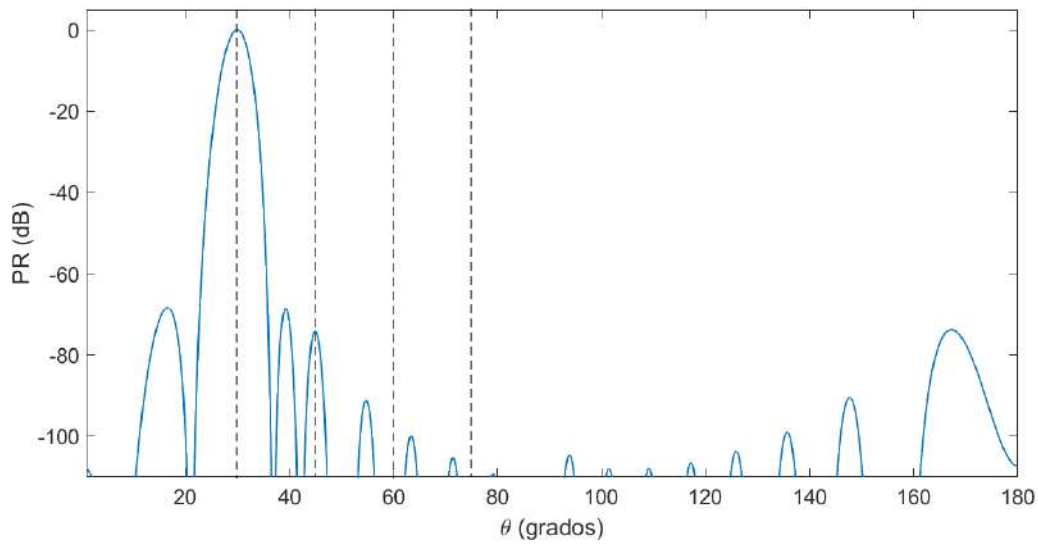
DOA	DOA Deseado 45°	DOA Deseado 75°	Suma Promedio	HPBW
30°	-72,7043	-124,859	-71,2397	—
45°	0	-113,776	0	2,4°
60°	-118,287	-117,263	-103,623	—
75°	-114,133	0	0	1,8°

Tabla 3.35: Resultados de DOAs deseados 45°y 30° ,DOAs Interferentes 60°y 75°

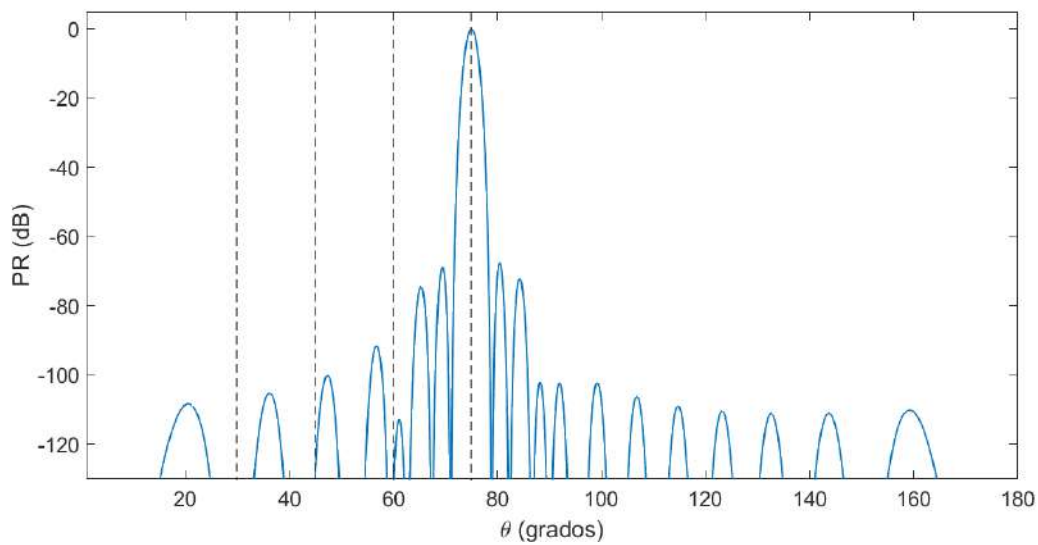
DOA	DOA Deseado 45°	DOA Deseado 30°	Suma Promedio	HPBW
30°	-72,7043	0	0	3,5°
45°	0	-72,7396	0	2,4°
60°	-118,287	-122,198	-105,823	—
75°	-114,133	-124,898	-106,572	—

Tabla 3.36: Resultados de DOAs deseados 75°y 30° ,DOAs Interferentes 60°y 45°

DOA	DOA Deseado 75°	DOA Deseado 30°	Suma Promedio	HPBW
30°	-124,859	0	0	3,3°
45°	-113,776	-72,7396	-74,4469	—
60°	-117,263	-122,198	-105,62	—
75°	0	-124,898	0	1,9°

Resultados con SINR ingreso: 20 dB

(a)



(b)

Figura 3.23: Patrones de radiación individuales correspondientes al algoritmo LMS implementado en la tercera etapa con un SINR ingreso 20 dB. a) DOA Deseado 30° DOAs Inteferentes 45°;60°;75°, b) DOA Deseado 75°, DOAs Inteferentes 30°,45°,60°.

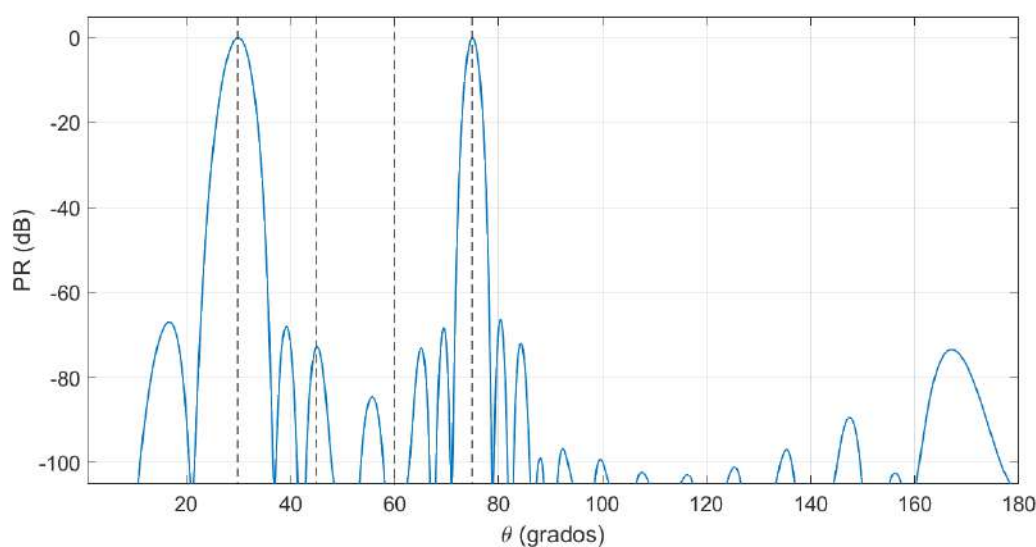


Figura 3.24: Patrón de radiación de la suma promediada de las dos señales deseadas correspondientes al algoritmo LMS implementado en la tercera etapa con un SINR ingreso 10 dB, Doas esperados 30° y 75° de un arreglo de 10 antenas.

La Figura 3.23 presenta los patrones de radiación de las señales generadas por la tercera etapa del sistema, utilizando un arreglo de 16 antenas, y empleando el Algoritmo LMS con un Relación Señal-Ruido (SINR) de ingreso de 20 dB de potencia. En este análisis particular, se observa que los lóbulos principales se sitúan en direcciones de arribo de 30° y 75° respectivamente. , como se puede ver estos resultados se alinean con las direcciones de arribo deseadas. Los lóbulos principales exhiben una potencia cercana a los 0 dB, con un Ancho de Haz a Media Potencia (HPBW) de 3.3 grados para una dirección de arribo deseada de 30° y 1.8 grados para una dirección de arribo deseada de 75° como se puede observar en la suma promedio de las dos direcciones de arribo que se ilustra en la Figura 3.24. Esta estrechez angular refleja una alta directividad, caracterizada por la concentración de energía en una dirección específica y una cobertura angular reducida. Por otro lado, los primeros nulos (FNBW) se encuentran en un rango de potencia entre -70 dB a -160 dB, lo cual proporciona información relevante sobre la capacidad del sistema para suprimir la radiación en direcciones específicas fuera del lóbulo principal.

Los resultados de las diversas combinaciones de direcciones de arribo deseadas y direcciones de arribo interferentes se presentan en las Tablas 3.37, 3.38, 3.39, 3.40, 3.41 y 3.42. Estas tablas exhiben los patrones de radiación individuales y la suma

promedio de dichos patrones, junto con los parámetros pertinentes, tales como el Ancho de Haz a Media Potencia (HPBW) y la ubicación de los primeros nulos (FNBW) con sus respectivos niveles de potencia expresados en decibelios. Estos datos se derivan de un estudio realizado en un arreglo compuesto por 16 antenas, en el cual se implementó un Relación Señal-Ruido (SINR) de 20 dB.

Tabla 3.37: Resultados de DOAs deseados 60°y 45° ,DOAs Interferentes 30°y 75°

DOA	DOA Deseado 60°	DOA Deseado 45°	Suma Promedio	HPBW
30°	-151,146	-74,002	-73,5839	—
45°	-137,504	0	0	2,3°
60°	0	-137,553	0	2°
75°	-135,439	-128,206	-73,4298	—

Tabla 3.38: Resultados de DOAs deseados 60°y 75° ,DOAs Interferentes 30°y 45°

DOA	DOA Deseado 60°	DOA Deseado 75°	Suma Promedio	HPBW
30°	-151,146	-168,155	-144,031	—
45°	-137,504	-127,862	-118,245	—
60°	0	-135,891	0	2°
75°	-135,439	0	0	1,8°

Tabla 3.39: Resultados de DOAs deseados 60°y 30° ,DOAs Interferentes 75°y 45°

DOA	DOA Deseado 60°	DOA Deseado 30°	Suma Promedio	HPBW
30°	-151,146	0	0	3,3°
45°	-137,504	-74,1157	-73,2923	—
60°	0	-151,576	0	2°
75°	-135,439	-168,217	-131,89	—

Tabla 3.40: Resultados de DOAs deseados 45°y 75° ,DOAs Interferentes 60°y 30°

DOA	DOA Deseado 45°	DOA Deseado 75°	Suma Promedio	HPBW
30°	-74,002	-168,155	-73,8223	—
45°	0	-127,862	0	2,4°
60°	-137,553	-135,891	-122,842	—
75°	-128,206	0	0	1,8°

Tabla 3.41: Resultados de DOAs deseados 45°y 30° ,DOAs Interferentes 60°y 75°

DOA	DOA Deseado 45°	DOA Deseado 30°	Suma Promedio	HPBW
30°	-74,002	0	0	2°
45°	0	-74,1157	0	2,5°
60°	-137,553	-151,576	-129,497	—
75°	-128,206	-168,217	-125,669	—

Tabla 3.42: Resultados de DOAs deseados 75°y 30° ,DOAs Interferentes 60°y 45°

DOA	DOA Deseado 75°	DOA Deseado 30°	Suma Promedio	HPBW
30°	-168,155	0	0	3,3°
45°	-127,862	-74,1157	-72,7987	—
60°	-135,891	-151,576	-128,371	—
75°	0	-168,217	0	1,8°

Capítulo 4

Conclusiones y Trabajos Futuros

4.0.1. Conclusiones

En el contexto de los algoritmos examinados en esta investigación, se observa que el método más sencillo en términos de su carga computacional y los principios matemáticos subyacentes es el algoritmo de Mínimos Cuadrados Promediados (LMS). No obstante, es importante destacar que este algoritmo requiere un número sustancialmente mayor de iteraciones para alcanzar la convergencia deseada. Por otro lado, el algoritmo de Mínimos Cuadrados Recursivos (RLS) se distingue por su rápida velocidad de convergencia, logrando este objetivo con un número reducido de iteraciones en comparación con el algoritmo LMS. Sin embargo, esta ventaja en términos de convergencia se ve contrarrestada por la mayor complejidad matemática inherente al RLS, lo que se traduce en un costo computacional más elevado debido a los mayores requisitos de procesamiento asociados.

Al efectuar las comparaciones relativas a la eficiencia de la Relación Señal a Ruido más Interferencia (SINR) entre la señal de entrada y la señal de salida en el contexto del arreglo de antenas inteligentes, con distintos niveles de ruido de entrada, se evidencia de manera inequívoca que el algoritmo de Mínimos Cuadrados Recursivos (RLS) exhibe una mayor robustez en contraposición al algoritmo de Mínimos Cuadrados Promediados (LMS). Esta mayor robustez se manifiesta en su capacidad para adaptarse con mayor eficacia a los cambios en la señal de entrada, lo cual confiere un valor agregado al RLS en aplicaciones que requieren respuestas

en tiempo real, como la cancelación de ruido. Cabe señalar que, si bien el algoritmo RLS conlleva una mejora notable en los valores de SINR en la señal de salida, dicho beneficio debe ser ponderado en relación con la complejidad inherente al algoritmo, lo que implica consideraciones adicionales en términos de implementación y costo computacional.

La aplicación del filtro gaussiano representa una herramienta de gran potencial y versatilidad en el ámbito del procesamiento de señales. La utilización de la distribución gaussiana como base para modelar la probabilidad de los datos confiere al filtro la capacidad de identificar y realzar características significativas de la señal, al tiempo que atenúa el ruido de fondo. La flexibilidad inherente al filtro gaussiano se manifiesta en su capacidad para ajustar tanto su tamaño como su desviación estándar, lo cual posibilita su adaptación a una amplia gama de requisitos de suavizado o realce de detalles en la señal procesada. Sin embargo, es importante destacar que el rendimiento del filtro puede verse comprometido por una selección inadecuada de parámetros, lo que podría resultar en la obtención de resultados subóptimos o incluso en la pérdida de detalles cruciales en la señal. Por ende, una comprensión exhaustiva de las características de los datos y la realización de experimentos meticulosos con los parámetros son aspectos fundamentales para alcanzar resultados óptimos con el filtro gaussiano.

En relación con los lóbulos generados, se llega a la conclusión de que la calidad de la representación gráfica mejora significativamente a medida que se incrementa el número de elementos en el arreglo. Este mejoramiento se observa tanto en las curvas de aprendizaje promedio como en los lóbulos de radiación directivos, indicando así una mayor efectividad en la generación del beamforming en las direcciones deseadas. Además, al analizar el efecto de los niveles de ruido de ingreso, se observa que al trabajar con valores pequeños de ruido (20 dB), se obtiene una potencia mayor, la cual va disminuyendo conforme se incrementan los niveles de ruido (5 dB). Este hallazgo sugiere una relación inversa entre el nivel de ruido y la potencia de salida del sistema, lo que podría tener implicaciones significativas en el diseño y la optimización de sistemas de beamforming en condiciones de diferentes niveles de ruido ambiente.

En última instancia, se puede concluir que el incremento en el número de

elementos conduce a una mejora en la directividad del sistema. No obstante, este aumento en el número de elementos conlleva también un incremento en el nivel de ruido presente en el vector de entrada. Por consiguiente, se identificó la necesidad de establecer un límite de 16 elementos, dado que más allá de este punto, los algoritmos adaptativos no lograron converger hacia una solución satisfactoria. Esta limitación resalta la importancia de encontrar un equilibrio entre la mejora de la directividad y la gestión del ruido en el diseño de sistemas adaptativos, lo cual podría ser crucial en la optimización y el desempeño efectivo de estos sistemas en aplicaciones prácticas.

4.0.2. Trabajos Futuros

La investigación y evaluación de diversos algoritmos adaptativos en este estudio ha sentado las bases para investigaciones futuras en el ámbito del procesamiento digital de señales. Estos hallazgos son fundamentales, ya que los algoritmos adaptativos han emergido como pilares cruciales en el desarrollo de soluciones más sólidas y eficientes. Además, se ha destacado la posibilidad de una combinación adaptativa entre estos algoritmos, lo que abre nuevas oportunidades para la mejora continua de sistemas y técnicas en este campo. Esta contribución promete impulsar aún más el avance y la innovación en el procesamiento de señales, brindando un mayor potencial para abordar desafíos y aplicaciones complejas en diversos sectores tecnológicos.

Glosario

ASIC Circuito Integrado para Aplicaciones Específicas – Application-Specific Integrated Circuit.

AWGN Ruido Blanco Aditivo Gaussiano – Additive White Gaussian Noise.

BER Tasa de Error de Bit – Bit Error Rate.

DOA Algoritmo de Dirección de arribo – Direction of arrival algorithms.

DSP Procesamiento de Señales Digitales – Digital Signal Processor.

EIRP Potencia Isótropa Radiada Equivalente – Effective Isotropic Radiated Power.

HPBW Ancho de Banda de Media Potencia – Half Power Beamwidth.

Iot Internet de las cosas – Internet of things.

LMS Mínimo Cuadrático Promediado – Least Mean Square.

RLS Mínimos Cuadrados Recursivos – Recursive Least Squares.

SD Señal Deseada.

SND Señal No Deseada.

SNR Relación Señal a Ruido – Signal to Noise Ratio.

Referencias

- [1] P. J. P. F. de Córdova, «Optimización de arreglos lineales uniformes de antenas utilizando algoritmos genéticos y filtrado adaptativo,» 2019.
- [2] W. L. Stutzman y G. A. Thiele, *Antenna theory and design*. J. Wiley, 1998, pág. 648, ISBN: 0471025909.
- [3] N. Panwar, S. Sharma y A. K. Singh, «A survey on 5G: The next generation of mobile communication,» *Physical Communication*, vol. 18, págs. 64-84, mar. de 2016, ISSN: 18744907. DOI: 10.1016/j.phycom.2015.10.006.
- [4] T. S. Rappaport, *Wireless communications principles and practice*. 2002.
- [5] B. C. A, *Antenna theory analysis and design*, 4th, Wiley, ed. 2016.
- [6] J. Litva y T. K.-Y. Lo, *Digital Beamforming in Wireless Communications*, Artech House. 1996.
- [7] R. A. Monzingo, R. L. Haupt y T. W. Miller, *Introduction to adaptive arrays*. SciTech Pub, 2011, pág. 541, ISBN: 9781891121579.
- [8] J. L. Muñoz Corrales, «Estudio de Aplicabilidad para la introducción de la Tecnología wimax móvil protocolo IEEE 802.16 e 2005 en Ecuador,» B.S. thesis, Quito: Universidad Israel, 2013, 2013.
- [9] P. L. Schlesinger, «Antenas inteligentes: análisis y performance de antenas por haz de seguimiento,» 2018.
- [10] P. S. Diniz, *Adaptive filtering: Algorithms and practical implementation*. Springer US, nov. de 2013, vol. 9781461441069, págs. 1-652, ISBN: 9781461441069. DOI: 10.1007/978-1-4614-4106-9.
- [11] T. Curtis y R. Ward, «Digital beam forming for sonar systems,» en *IEE Proceedings F (Communications, Radar and Signal Processing)*, IET, vol. 127, 1980, págs. 257-265.

- [12] H. Steyskal y J. F. Rose, «Digital beamforming for radar systems,» *Microwave Journal*, vol. 32, págs. 121-123, 1989.
- [13] A. H. Sayed, *Adaptive Filters*, 2011.
- [14] J. González y O. Salamanca, «El camino hacia la tecnología 5G,» *Telematique*, vol. 15, n.º 1, págs. 27-47, 2016.
- [15] G. H. SANCHEZ, «“ALGORITMOS DE CONFORMACION DE HAZ PARA ANTENAS INTELIGENTES,» Tesis doct., Universidad Politécnica de Cataluña.
- [16] A. L. González Gómez, *Antenas inteligentes en los sistemas de comunicaciones móviles*, 2013.
- [17] D. M. Domingo y R. G. Sola, *Estudio y comparativa de diferentes algoritmos adaptativos para la identificación de sistemas*, 2012.
- [18] A. Benveniste, M. Métivier y P. Priouret, *Adaptive algorithms and stochastic approximations*. Springer Science & Business Media, 2012, vol. 22.
- [19] J. G. Proakis y M. Salehi, *Digital communications*. McGraw-hill, 2008.
- [20] J. Alvarez, M. Chuez y P. Vargas, *Implementaciones en Matlab de los Algoritmos Adaptativos para los Sistemas de Antenas Inteligentes*, 2011.
- [21] W. Orozco-Tupacyupanqui, H. Perez-Meana y M. Nakano-Miyatake, «Adaptive beamformer based on the augmented complex least mean square algorithm,» *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 30, n.º 13, págs. 1712-1730, 2016.
- [22] P. E. Díaz y C. V. González, *PROPOSICIÓN Y SIMULACIÓN DE UN ALGORITMO ADAPTATIVO PARA SISTEMAS DE ANTENAS INTELIGENTES PROPOSAL AND SIMULATION OF A ADAPTIVE ALGORITHMS FOR SMART ANTENNA SYSTEMS*, 2007.
- [23] V. L. C. Bermeo, *ANÁLISIS DE ELIMINACIÓN DE INTERFERENCIAS EN ARREGLOS DE ANTENAS LINEALES INTELIGENTES BASADOS EN ALGORITMOS ADAPTATIVOS DE GRADIENTE ESTOCÁSTICO*, 2015.
- [24] C. A. J. Ferreira, F. A. V. Avalos y N. P. Gómez, «Algoritmos para la reducción de ruido en imágenes digitales,» *En el área de Vías terrestres y Cartografía se contemplan temas sobre la deficiencia en el transporte producto de una infraestructura y estructura vial inadecuada.*, pág. 23,