

UNIVERSIDAD NACIONAL DEL NORDESTE  
FACULTAD DE CIENCIAS EXACTAS Y NATURALES  
Y AGRIMENSURA

---

ANTENAS INTELIGENTES.  
ANALISIS Y PERFORMANCE DE ANTENAS  
POR HAZ DE SEGUIMIENTO

---

**MAESTRANDO: ING. PAOLA LUCIANA SCHLESINGER**  
**INGENIERA ELECTRICISTA CON OR. INDUSTRIAL Y OR. ELECTRONICA**

**DIRECTOR DE TESIS: DR. ING. J. ALBERTO BAVA**  
**CO-DIRECTORA DE TESIS: DRA. MARIA INES PISARELLO**

2018

## ÍNDICE GENERAL

Introducción	
Objetivos	
Estructura de la tesis	
<b>CAPITULO 1</b>	<b>Pag.</b>
<b>ANTENAS INTELIGENTES</b>	
Estado del arte en antena inteligentes	2
<b>CAPÍTULO 2</b>	
<b>ARREGLOS DE ANTENAS</b>	
Introducción	20
Principios básicos de antenas	20
La antena como elemento de un circuito	21
La antena como un filtro espacial	24
La antena como un filtro de frecuencia	25
Arreglos de antenas	26
Factor del arreglo de antenas	30
Fase de apuntamiento	32
Representación gráfica del factor de arreglo	32
Arreglos de radiación dirigida	33
Arreglos lineales uniformes	34
Arreglos planares uniformes	36
Ancho de banda del arreglo	37
Directividad de arreglos lineales y planares	38
Arreglos circulares	39
<b>CAPITULO 3</b>	
<b>ANÁLISIS DE LAS CONFIGURACIONES DE ANTENAS INTELIGENTES</b>	
Configuraciones de antenas inteligentes	40
Haz conmutado	40
Haz de seguimiento	41
Haz adaptativo	42
Ventajas del uso de antenas inteligentes	43
Antenas inteligentes y técnicas de acceso múltiple	45
Técnicas de acceso múltiple	45
Acceso múltiple por división de frecuencia	45
Acceso múltiple por división de tiempo	46
Acceso múltiple por división de código	47
Acceso múltiple por división de espacio	48

Caracterización del canal	51
Diversidad de Espacio	53
Técnicas de diversidad y combinación	53

#### CAPITULO 4

#### PRINCIPIOS DE ANTENAS ADAPTATIVAS DOA - BEAMFORMING

Introducción	54
Señal deseada versus señal de interferencia	55
Algoritmos adaptativos	57
Algoritmos de dirección de arribo	59
Estimación de DoA	60
Conformación del Haz – Beamforming	61
Algoritmos basados en la señal de referencia	62
Algoritmo mínimo cuadrado medio LMS	62
Algoritmo mínimo cuadrado recursivo RLS	63
Algoritmos adaptativos ciegos	64
El algoritmo Adaptativo de Módulo Constante CMA	64
Algoritmo matriz de muestra de inversión SMI	65
Mejora del algoritmo SMI	65
Redes neuronales	66
La red neuronal con función de base radial RBFNN	66
Arquitectura RBF	67
Algoritmo RBF NN	69
Estrategias de aprendizaje	70

#### CAPÍTULO 5

#### SIMULACIONES Y DISCUSION DE RESULTADOS

Introducción	
Algoritmo MUSIC	73
Algoritmos de conformación de haz	73
Algoritmo Mínimo cuadrado medio LMS	73
Algoritmo Mínimo cuadrado recursivo RLS	76
Algoritmo adaptativo de modulo constante CMA	76
Algoritmo matriz de muestra de inversión SMI	79
Algoritmo matriz de muestra de inversión cargado LSMI	80
Algoritmo red neuronal de función de base radial RBF	82

#### CAPITULO 6

#### CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS DE INVESTIGACION

Conclusiones	87
Líneas futuras de investigación	89

REFERENCIAS	90
-------------	----

## ÍNDICE DE TABLAS

	Pag.
Tabla 6.1 Comparativa de las distintas simulaciones realizada de los algoritmos desarrollados en esta tesis	87

## ÍNDICE DE FIGURAS

	Pag.
Fig. 2.1 $V_{max}$ , $V_{min}$ , $V_{ref}$ y $V_{inc}$ entre un generador, una línea y una carga	21
Fig. 2.2 Cuadripolo cargado adecuadamente con representación de las ondas reflejada e incidente de entrada y salida	22
Fig. 2.3 Cuadripolo cargado adecuadamente con representación de las ondas reflejadas e incidentes normalizada de entrada y salida	22
Fig. 2.4 Arreglo de dos fuentes puntuales	27
Fig. 2.5 Diagrama de radiación transversal de dos fuentes puntuales	28
Fig. 2.6 Diagrama de radiación dirigida de dos fuentes puntuales	28
Fig. 2.7 Diagrama de radiación de dos fuentes puntuales en cuadratura de fase	29
Fig. 2.8 Diagrama de radiación de dos fuentes puntuales con $d=\lambda/4$	29
Fig. 2.9 Diagrama de arreglo lineal	31
Fig. 2.10 Distribución arbitraria de elementos de antena en el plano x-y	32
Fig. 2.11 Método gráfico para la representación del factor de la agrupación en el espacio real en coordenadas polares	33
Fig. 2.12 Arreglo de radiación dirigida	33
Fig. 2.13 Diferencia de fase entre elementos adyacentes de un arreglo de fuentes puntuales	35
Fig. 2.14 Arreglo planar	36
Fig. 2.15 Ejemplos de arreglos planares	37
Fig. 2.16 Directividad de un arreglo planar en función del espaciamiento	38
Fig. 3.1 Antena inteligente de haz conmutado, a) diagrama esquemático del sistema y b) diagramas de radiación del arreglo de antenas	41
Fig. 3.2 Antena inteligente de haz de seguimiento	42
Fig. 3.3 Antena inteligente a) de haz conmutado y b) de haz adaptativo	43
Fig. 3.4 FDMA. Acceso múltiple por división de frecuencia	46
Fig. 3.5 TDMA. Acceso múltiple por división de tiempo	47
Fig. 3.6 CDMA. Acceso múltiple por división de código	48
Fig. 3.7 Esquema de audición selectiva	49
Fig. 3.8 Esquema de caracterización del canal	51
Fig. 3.9 Propagación por multitrayectorias	52
Fig. 4.1 Diagrama en bloque de un sistema de antenas inteligentes	54
Fig. 4.2 Conformador de haz de antenas adaptativas	55
Fig. 4.3 Esquema en bloque de un sistema de antenas inteligentes	55

Fig. 4.4	Esquema en bloque de un sistema de antenas inteligentes con el bloque del algoritmo adaptativo utilizado	58
Fig. 4.5	Esquema de un sistema de antenas inteligentes con los bloques del algoritmo de detección de arribo de la señal deseada	60
Fig. 4.6	Agrupación lineal de antenas con señales incidentes	61
Fig. 4.7	Arquitectura de la RBFNN	68
Fig. 5.1	Simulación del algoritmo MUSIC para DoA	73
Fig. 5.2	Simulación del algoritmo LMS para arreglo de 10 antenas y $d=0.5\lambda$	74
Fig. 5.3	Simulación del algoritmo LMS para arreglo de 20 antenas y $d=0.5\lambda$	75
Fig. 5.4	Simulación del algoritmo LMS para arreglo de 10 antenas y $d=0.25\lambda$	75
Fig. 5.5	Simulación del algoritmo RLS para arreglo de 10 antenas y $d=0.5\lambda$	76
Fig. 5.6	Simulación del algoritmo RLS para arreglo de 20 antenas y $d=0.25\lambda$	77
Fig. 5.7	Simulación del algoritmo RLS para arreglo de 10 antenas y $d=0.25\lambda$	77
Fig. 5.8	Simulación del algoritmo CMA para arreglo de 10 antenas y $d=0.5\lambda$	78
Fig. 5.9	Simulación del algoritmo CMA para arreglo de 5 antenas y $d=0.5\lambda$	79
Fig. 5.10	Simulación del algoritmo SMI para arreglo de 10 antenas y $d=0.5\lambda$	80
Fig. 5.11	Simulación del algoritmo LSMI para arreglo de 10 antenas y $d=0.5\lambda$	81
Fig. 5.12	Simulación del algoritmo RBF para arreglo de 10 antenas y $d=0.5\lambda$	81
Fig. 5.13	Simulación de los algoritmos SMI – LSMI – RBF para arreglo de 10 antenas y $d=0.5\lambda$	82
Fig. 5.14	Simulación de los algoritmos SMI – LSMI – RBF para arreglo de 20 antenas y $d=0.5\lambda$	83
Fig. 5.15	Simulación de los algoritmos SMI – LSMI – RBF para arreglo de 5 antenas y $d=0.5\lambda$	83
Fig. 5.16	Simulación de los algoritmos SMI – LSMI – RBF para arreglo de 10 antenas y $d=0.25\lambda$	84
Fig. 5.17	Simulación de los algoritmos SMI – LSMI – RBF para arreglo de 10 antenas y $d=0.5\lambda$ con 2000 iteraciones en la etapa de entrenamiento	85
Fig. 5.18	Simulación de los algoritmos SMI – LSMI – RBF para arreglo de 10 antenas y $d=0.5\lambda$ con 1000 iteraciones en la etapa de entrenamiento	85
Fig. 5.19	Simulación de los algoritmos SMI – LSMI – RBF para arreglo de 10 antenas y $d=0.5\lambda$ con 500 iteraciones en la etapa de entrenamiento	86

## ABREVIATURAS

AoA	Angle Of Arrival	Angulo de llegada
AS	Azimuth Spread	Dispersión de acimut
BER	Bit Error Rate	Tasa de error de bits
BP ANN	Back Propagation Algorithm Neural Network	Red neuronal artificial de retropropagación
BPSK	Binary Phase Shift Keying	Modulación por cambio de fase binaria
BS	Base Station	Estación base
CDMA:	Code Division Multiple Access	Acceso múltiple por división de código
C/I	Carrier to interference	Relación de portadora interferencia.
CMA	Constant Modulus Algorithm	Algoritmo de Módulo Constante
D-BPSK	Diferential Binary Phase Shift Keying	Modulación por cambio de fase binaria diferencial
DoA	Direction of arrival	Dirección de arribo
DS	Direct Sequence	Secuencia directa
DS	Delay Spread	Dispersión de retardo
DSP	Digital Signal Processor	Procesador de señal digital
DS-CDMA	Direct sequence Code Division Multiple Access	Acceso múltiple por división de código en secuencia directa
ESPRIT	Estimation of Signal Parameters Via Rotation Invariance Techniques	Estimación de parámetros de la señal por técnicas de invariancia rotacional
FDD	Frequency Division Duplex	Dúplex por división de frecuencia
FDMA	Frequency Division Multiple Access	Acceso múltiple por división de frecuencia
FH	Frequency Hooping	Saltos en frecuencia
FM	Frequency modulation	Frecuencia modulada
GSM	Global System for Mobile communications	Sistema global móvil de telecomunicaciones
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers	Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos
IVHS	Intelligent Vehicle Highway Systems	Sistemas Inteligentes de Carreteras para Vehículos
LMS	Least Mean Square	Algoritmo mínimos de cuadrados medios
LSMI	Loaded Sample Matriz Inversion	Matriz de muestra de inversión cargada
MAI	Multiple Access Interference	Interferencia de acceso múltiple
ML	Maximum Likelihood	Principio de máxima verosimilitud
MS	Movile Station	Estación móvil
MSK	Minimum Shift Keying	Modulación por desplazamiento mínimo
MUSIC	Multiple Signal Classification	Clasificación múltiple de señal
MVDR	Minimum Variance Distorsionless Response	Respuesta mínima varianza sin distorsión
MW	Micro Wave	Microondas

NLMS	Normalize Least Mean Square	Algoritmo mínimos de cuadrados medios
PCS	Personal Communications Service	Servicio personal de comunicaciones
PN	Pseudo Noise	Ruido aleatorio
PSK	Phase Shift Keying	Modulación por desplazamiento de fase
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	Modulación por cambio de fase en cuadratura
RBFNN	Radial Basic Function Neural Network	Red neuronal de función de base radial
RF	Radiofrequency	Radiofrecuencia
RLS	Recursive Least Square	Cuadrado mínimo recursivo
SA	Smart Antenna	Antena inteligente
SDMA	Spatial Division Multiple Access	Acceso múltiple por división de espacio
SEMS	Smart Electromagnetic Structures	Estructuras electromagnéticas inteligentes
SOI	Signal of Interest	Señales de Interés
SNIR	Signal Noise Interference Rate	Relación señal interferencia ruido
SNOIs	Signal No of Interest	Señal no deseada
SNR	Signal Noise Rate	Relación señal ruido
SMI	Sample Matriz Inversion	Matriz de muestra de inversión
SWR	Standing Wave Ratio	Relación de onda estacionaria
TDD	Time Division Duplexing	Dúplex por división de tiempo
TDMA	Time Division Multiple Access	Acceso múltiple por división de tiempo
WIN	Wireless Inalambric Network	Redes inalámbricas de información
WLAN	Wireless Local Area Network	Redes inalámbricas de área local

## RESUMEN

Las antenas inteligentes representan una de las nuevas tecnologías para mejorar la tasa de transmisión de datos en las telecomunicaciones, así también como la cobertura y la potencia transmitida al usuario. Presentan tres configuraciones según la tecnología utilizada como son: antenas de haz conmutado, de haz de seguimiento y de haz adaptivo. En este trabajo analizaremos el principio de funcionamiento de las mismas centrándonos en las técnicas de desarrollo e implementación de las antenas de haz de seguimiento, que se consideran de haz adaptativo.

Las antenas de haz conmutado generan haces fijos, cada uno de ellos apuntando en una dirección distinta, así se cubre la zona deseada. La de haz de seguimiento, requiere el uso de arreglos de antenas donde las fases de los irradianes se controlan electrónicamente, de modo que puede modificarse a voluntad la dirección del lóbulo principal de la antena. Es necesario utilizar algoritmos de detección de la dirección de llegada DoA (Direction of Arrival), para reorientarse.

En el caso del haz adaptativo, la salida de cada elemento del arreglo se pondera con un factor de peso cuyo valor se asigna dinámicamente, y así se conforma el diagrama de radiación para maximizar algún parámetro de la señal. En la bibliografía se suele considerar identificados el segundo y el tercer caso.

Para concretar el objetivo propuesto se revisaron las diferentes alternativas algorítmicas propuestas hasta el momento para los sistemas DoA y formación de haces. Para aumentar la capacidad del sistema para soportar mayor tráfico se analizaron las formas de multiplexación utilizadas para envío de la información.

En este trabajo se verifica el funcionamiento y rendimiento de los algoritmos estudiados. Se simulará los algoritmos basados en redes neuronales con resultados óptimos para la técnica de conformación de haz.

**Palabras claves:** Beamforming; algoritmo; arreglos; frecuencia.



## ABSTRACT

Smart antennas represent one of the new technologies to improve the data transmission rate in telecommunications, as well as the coverage and the power transmitted to the user. They have three configurations depending on the technology used, such as: switched beam, beam tracking and adaptive beam antennas. In this work we will analyze the principle of operation of the same focusing on the techniques of development and implementation of tracking beam antennas, which are considered adaptive beam.

Switched beam antennas generate fixed beams, each pointing in a different direction, thus covering the desired area. The tracking beam requires the use of antenna arrays where the phases of the irradiators are controlled electronically, so that the direction of the main lobe of the antenna can be modified at will. It is necessary to use detection algorithms of the direction of arrival DoA (Direction of Arrival), to reorient.

In the case of the adaptive beam, the output of each element of the array is weighted with a weight factor whose value is assigned dynamically, and thus the radiation diagram is formed to maximize some parameter of the signal. In the bibliography the second and the third case are usually considered identified.

To clarify the proposed objective, the different algorithmic alternatives proposed up to now for DoA systems and beamforming were reviewed. To increase the capacity of the system to support more traffic, the forms of multiplexing used for sending the information were analyzed.

In this work, the functioning and performance of the algorithms studied are verified. Algorithms based on neural networks will be simulated with optimal results for the beam shaping technique.

**Keywords:** beamforming, algorithm, array, frequency.

## INTRODUCCION

### i-1 Introducción

La presente tesis aborda el tema de las antenas inteligentes, su análisis y performance, en especial el desarrollo de la detección de arribo de las señales que llegan al arreglo de antenas y la conformación digital del haz que establece la comunicación con el usuario deseado.

Los años noventa han sido descritos como la década de las comunicaciones inalámbricas. La evolución de las telecomunicaciones, desde el teléfono convencional hasta los servicios de comunicación personal, es el resultado del avance del conocimiento y de la disponibilidad de servicios inalámbricos, con todo lo que ello representa.

Los servicios de comunicación inalámbrica se implementan por radio enlaces, donde la información tal como voz, datos e imagen son transmitidos por ondas electromagnéticas moduladas. Por lo tanto, todos los servicios de telecomunicaciones están sujetos a la interferencia de propagación del medio ambiente y del efecto de interferencia.

Para la transmisión de señales electromagnéticas se utiliza el espacio libre como medio de propagación, para que esto sea posible se requiere de un elemento capaz de transformar señales de tensión y corriente en señales electromagnéticas, este elemento es conocido como antena.

La antena transforma la energía de un campo electromagnético estacionario compuesto de cargas y corrientes producido por la señal, en energía de un campo electromagnético el cual es radiado hacia el espacio circundante en diferentes direcciones.

Los primeros sistemas inalámbricos se desarrollaron usando sistemas radiantes fijos con patrones de radiación diseñados para adaptarse a las características de cobertura posibles pero que no son capaces de adaptarse dinámicamente a cambios en la densidad de flujo de datos y sus requerimientos.

Las antenas inteligentes dan un paso más y constituyen un sistema que utiliza un conjunto fijo de elementos en un arreglo donde las señales son combinadas para formar un haz de radiación que se controla utilizando procesamiento tanto analógico como digital de señales de radiofrecuencia en direcciones determinadas por el desplazamiento y la distancia del sistema móvil o el receptor, reduciendo al mínimo los fenómenos degradantes de la señal como el ruido y sus diferentes formas, la interferencia de otras fuentes emisoras y otros factores que degraden la señal.

### i-2 Objetivos

Analizar la performance de antenas inteligentes.

Realizar un estudio del estado del arte de los sistemas de antenas inteligentes, empezando con las configuraciones básicas hasta llegar a las configuraciones más recientes. Este estudio se enfoca tanto hacia aspectos teóricos, como a técnicas y algoritmos ya propuestos para resolver los problemas de optimización y utilización.

Estudiar agrupación antenas y análisis de alternativas de antenas elementales para la conformación de arreglos inteligentes.

Analizar forma de multiplexación para envío de la información con el fin de aumentar la capacidad del sistema para soportar mayor tráfico.

Revisar las diferentes alternativas algorítmicas propuestas hasta el momento para los sistemas DoA por sus siglas en inglés (Direction of Arrival) estimación de detección de arribo.

Realizar un análisis de aspectos prácticos de implementación y desarrollo de sistemas de antenas inteligentes, mediante software de simulación específico, como ser MatLab, FEKO y CST Studio.

### **i-3 Estructura de la tesis**

La tesis se divide en seis capítulos, el segundo versa sobre el estado del arte de las antenas inteligentes, analizando las bases teóricas desde la década de los sesenta hasta cerca de nuestros días. En el segundo capítulo se analizarán los arreglos de antenas, tema esencial para el funcionamiento de las antenas inteligentes, estudiando sus parámetros y las conformaciones de los mismo. El tercer capítulo incluye los parámetros de las antenas inteligentes, clasificación de las mismas, multiplexación de la señal, beneficios, haciendo un estudio de los sistemas de antenas inteligentes. El cuarto capítulo trata los algoritmos que hacen posible que la antena sea inteligente, como ser los de detección de arribo de la señal y los de formación de haz una vez que se identifica al usuario, poniéndose especial desarrollo a los de formación de haz. El quinto capítulo presenta las simulaciones de los algoritmos presentados en el capítulo anterior, variando los parámetros del arreglo para observar las prestaciones de los mismos. En el sexto capítulo se analizan las conclusiones y las líneas futuras de investigación.

# CAPÍTULO 1

## ANTENAS INTELIGENTES

### Estado del arte y análisis de antenas inteligentes

Las antenas inteligentes se desarrollaron para con el fin de contrarrestar desventajas propias de las comunicaciones inalámbricas, como ser la disminución de la interferencia cocanal, que mejora la relación C/I, el desvanecimiento multitrayecto, que degrada las prestaciones del canal de comunicación y la dispersión temporal de la señal recibida. Al trabajar sobre estos aspectos se obtuvieron ventajas propias del funcionamiento de las antenas inteligentes, tal como, incremento de la zona de cobertura, mayor ganancia de la antena que permite incrementar la sensibilidad de la estación base, reducción de la propagación por multitrayecto, mejora de la selectividad espacial de la antena que permitirá a la estación base discriminar las señales de usuarios interferentes a favor de la señal del móvil deseado, y también reducir el nivel de potencia transmitida en las direcciones de esos otros usuarios, entre otros.

A principio de la década del 60, B. Widrow publicó uno de los trabajos pioneros acerca de un sistema formado de un arreglo de antenas y un procesador, con características adaptativas, que se comporta como un filtro tanto en el dominio del espacio como en la frecuencia. Esto reducía la sensibilidad de la señal recibida en una dirección interferente fuente de ruido. Los pesos variables de un procesador de señal se podían ajustar automáticamente por una simple técnica adaptativa basada en el algoritmo de mínimos cuadrados medios LMS [1]. De esta forma se describía de esta manera las bases del funcionamiento de las antenas inteligentes que todavía no se implementaban debido al poco progreso del hardware necesario para su desarrollo.

Las antenas adaptativas se fueron desarrollando en las próximas dos décadas, así es que podemos citar trabajos que se publicaron en la década del 80 y que continuaron con los estudios de formación de haces de radiación adaptativos convencionales que usaban la minimización automática del error cuadrático medio, estos exhibían fenómenos de cancelación de señal cuando se adaptan rápidamente. Estos efectos son el resultado de la interacción adaptativa entre la señal y la interferencia, cuando la señal y la interferencia se reciben simultáneamente [2].

Uno de los principios de funcionamiento de las antenas adaptivas es suprimir la interferencia de señales mediante el procesamiento de la misma y así mejorar la relación señal ruido. Así es que, en presencia de interferencia de banda angosta, el rendimiento de los sistemas de comunicación de espectro expandido generada por secuencia seudo aleatoria de ruido PN (Pseudo Noise) puede mejorarse utilizando diversos filtros de rechazo de interferencia. La principal ventaja de los sistemas de comunicaciones de espectro expandido es su capacidad para rechazar interferencia, sea esta intencional o no. Por lo que se estudiaron filtros de error de predicción y filtros transversales con dos entradas y se analizó el rendimiento de cada uno. Así se obtienen expresiones analíticas para los factores de mejora de la relación SNR (Signal Noise Rate). Si la frecuencia del tono de interferencia está cerca de la frecuencia portadora de la señal de espectro expandido, el rendimiento del filtro transversal con dos entradas es mejor que el del filtro de error de predicción con el mismo número de entradas [3].

El desarrollo del procesamiento de las antenas adaptativas de la señal se manifestó en múltiples algoritmos que describen matrices adaptativas que representan la condición de transmisión- recepción de la antena y que permiten la formación de haces en la dirección de la señal deseada. Las expresiones halladas describen la salida de una matriz adaptativa, basada en el formador de haz de respuesta mínima sin distorsión MVDR (Minimum Variance Distorsionless Response) cuando hay múltiples señales interferentes correlacionadas, que pueden surgir en ciertos escenarios multitrayecto o en el caso de interferencia inteligente. Los primeros análisis consideraron solo el caso de una sola fuente interferente correlacionada. Se examinaron tres escenarios de interés: relación señal-ruido (SNR) muy alta, SNR moderadamente alta y muy baja. El análisis se basa en conceptos de álgebra lineal más simples. Además, se introdujeron modificaciones del conformador de haz MVDR basada en mínimos cuadrados totales como un medio para mitigar la sensibilidad del conformador de haz MVDR a las incertidumbres en las posiciones de los elementos, ángulo de puntería, entre otros [4].

Para optimizar la formación de lóbulos de radiación se estudió el método de nulidad del sector del lóbulo lateral de Shore (1985) para la corrección de fallas de una antena de radar. Esta técnica de corrección de fallas puede remodelar el patrón de haz de una matriz parcialmente fallida para mantener bajas las características del lóbulo lateral. Si se descubre un elemento defectuoso, entonces el método de corrección de fallas se utiliza para compensar el elemento defectuoso mediante el reajuste de los pesos complejos de los elementos operativos restantes. Se han investigado varios algoritmos como los métodos de matriz adaptativa, la técnica de desplazamiento nulo, el algoritmo de búsqueda de gradiente, el algoritmo de búsqueda de patrones y el algoritmo de anulación de sector para derivar los pesos complejos adecuados para mantener bajos los niveles de lóbulo lateral. Debido a que el conjunto de columnas es lineal, el algoritmo de nulidad del sector del lóbulo lateral de Shore ha sido seleccionado por su simplicidad y eficacia [5].

Otra de las aplicaciones de la matriz adaptativa de antenas inteligentes es utilizada para maximizar la ganancia direccional. Reduce efectivamente el resultado del desvanecimiento y la interferencia causada por la propagación multitrayecto en canales dispersivos. Un caso particular de esta técnica se conoce como diversidad de ganancia igual que combina donde las señales de dos o más antenas se combinan en fase. Este proceso a menudo necesita una secuencia de entrenamiento inicial necesaria para que el combinador coincida con las fases de las señales que llegan de las ramas de la antena. Sin embargo, los cambios en el canal de comunicación requieren la actualización periódica del combinador de fase y el reinicio del proceso de capacitación. En este trabajo presentamos un método de combinación de diversidad que no necesita usar secuencias de entrenamiento para calcular las ganancias de antena, para señales moduladas con envolvente de módulo constante (por ejemplo, M-ary PSK, MSK, FM, etc.). El método se basa en estadísticas de orden superior de la señal entrante, y el algoritmo propuesto se puede clasificar como deconvolución ciega. Presenta una buena capacidad de seguimiento para la combinación de fase óptima de las ramas de la antena. El sistema está diseñado para maximizar la relación de potencia de ruido de señal a interferencia más (SINR) a la salida de la matriz. Esto es análogo al proceso de formación de haz adaptativo en el que una antena de matriz modifica su patrón de radiación para aumentar la potencia de señal deseada entrante. Los resultados de la simulación se presentan como un complemento al análisis teórico [6].

G. V. Tsoulos en su trabajo de antena adaptativas [7] comenzó a analizar y estudiar el rendimiento de un sistema de telefonía celular DS-CDMA que emplea tecnología de antena adaptativa en el sitio de la estación base, tanto para los usuarios móviles como para las microcélulas en una estructura de célula mixta. Se discuten las posibles ventajas de tal despliegue y se realizaron mediciones de propagación. Al explotar las capacidades del trazado de rayos para proporcionar la compleja respuesta de impulso del canal, se presenta un nuevo modelo de simulación de antena adaptativa junto con algunos resultados iniciales. Estos ilustran los beneficios potenciales de la tecnología de antena adaptativa cuando se usan junto con DS-CDMA.

Otros trabajos [8] examinaron posibles requisitos futuros de diseño de antenas y diseños conceptuales para "automóviles inteligentes" que utilizan los Sistemas Inteligentes de Carreteras para Vehículos IVHS (Intelligent Vehicle Highway Systems). Estos automóviles deben proporcionar antenas para muchos propósitos diferentes, incluidas las funciones de seguridad, entretenimiento, comunicaciones de voz, comunicaciones de datos, orientación, emergencia, navegación y localización. Los diseños de antena también deben ser coherentes con los requisitos de comercialización de automóviles elegantes, elegantes, alineados y atractivos para el cliente.

Los arreglos adaptativos se están convirtiendo en una parte esencial de los futuros sistemas de radio móvil en los que se pueden usar para proporcionar la cancelación de la interferencia cocanal. Los arreglos adaptativos de banda completa actuales basados en el algoritmo LMS ofrecen simplicidad y robustez, pero, en algunas aplicaciones, el algoritmo LMS sufre tasas de convergencia lentas. En tales aplicaciones, los algoritmos más rápidos normalmente tendrían que usarse a expensas de una mayor complejidad y costo. Sin embargo, Khalab e Ibrahim han presentado una novedosa técnica adaptativa de formación de haces QMF-MSAB basada en un filtro de espejo en cuadratura. Esta técnica ofrece mejoras considerables en términos de tasas de convergencia y rendimiento de cancelación sobre la formación de haces de banda completa utilizando el algoritmo LMS normalizado NLMS. Las mejoras en las tasas de convergencia son un resultado directo de la aplicación del proceso adaptativo en subbandas, donde el tamaño del paso adaptativo del algoritmo LMS podría coincidir con las cantidades más pequeñas de energía en cada subbanda [9].

Se llevaron a cabo experimentos de campo de radiofrecuencia RF por M. Torlak y Guanghan Xu para evaluar el rendimiento de los sistemas de antenas inteligentes para sistemas de acceso múltiple por división de código CDMA (Code Division Multiple Access). Además de los problemas de desvanecimiento por trayectos múltiples convencionales, los esquemas CDMA están sujetos a problemas de campos cercano-lejanos. El sistema IS-95 CDMA usa un codificador convolucional  $1/3$  y un entrelazador para mitigar el problema de desvanecimiento y utiliza esquemas de control de potencia de retroalimentación para igualar las potencias de todas las señales cocanal de enlace ascendente. Evaluamos el rendimiento del estándar IS-95 implementado en un sistema de antena inteligente en un entorno de desvanecimiento lento. En particular, evaluamos los efectos del control de potencia impreciso, la codificación convolucional y las diferentes técnicas de formación de haces para un sistema de antena inteligente CDMA. Nuestros resultados muestran que las antenas inteligentes no son tan sensibles al control de potencia imperfecta y que la técnica de formación de haces óptima (Wiener) supera al enfoque simple de formación de haces. El resultado más interesante que obtuvieron es que el efecto de la codificación convolucional no es tan significativo para un sistema de antena inteligente como para un solo sistema de antena.

Los sistemas de antena inteligente que utilizan técnicas adaptativas de formación de haces en transmisiones de enlace ascendente y descendente permitirán que los móviles ubicados a distancias de reutilización más cortas y móviles ubicados en ángulos espacialmente distintos de la estación base operen en el mismo canal de frecuencia, proporcionando así un aumento de capacidad significativo sobre la antena convencional. El artículo presentado por L. Bigler, H. P. Lin, S. S. Jeng y G. Xu [11] en 1995 muestra algunos resultados preliminares de estudios experimentales de sistemas de antenas inteligentes para comunicaciones inalámbricas. El propósito de este documento es investigar el cambio en los DoA (Direction of Arrival) y las firmas espaciales de los transmisores móviles estacionarios para proporcionar una idea de las ventajas de la formación de haces basada en DoA sobre la formación de haces de firma espacial para las transmisiones de enlace descendente.

El artículo "Soluciones de antenas inteligentes para sistemas de radio móvil" [12] cubre una serie de cuestiones relacionadas con el diseño de antenas receptoras "inteligentes" para las estaciones base de los sistemas móviles de comunicación celular por radio. Un enfoque principal para la discusión se centra en la factibilidad de proporcionar un diseño de formador de haz de antena óptimo y cómo este objetivo depende bastante críticamente del entorno multitrayecto en el que opera. Se presentan algunas ideas preliminares sobre cómo es posible que el sistema de antena inteligente deba evolucionar en el futuro para adaptarse a las complejidades del canal de propagación de RF.

Las estructuras electromagnéticas inteligentes SEMS (Smart Electromagnetic Structures) son capaces de interactuar con el campo electromagnético circundante y responder a él. Un sistema es "inteligente" cuando integra elementos de detección, procesamiento y control, por ejemplo, antenas, redes neuronales y diodos de forma autónoma. M. Thursby, KisuckYoo y B. Grossman describen en [13] un SEMS capaz de sintonizar la frecuencia de forma autónoma. Se presentan los datos que muestran que el sistema puede extender el ancho de banda utilizable de una antena de parche de microbanda en un entorno de salto de frecuencia a más del doble del valor estático.

En el artículo "MW-PCS intersystem interference and spectrum sharing using smart antennas" [14] se analiza el rendimiento de los sistemas PCS (Personal Communications Service) bajo interferencia de microondas. Los valores típicos para el funcionamiento de los enlaces de microondas MW (Micro Wave) y los sistemas celulares se utilizan para la evaluación. Se propone el uso de sistemas de antena inteligentes para reducir la interferencia entre sistemas. Las técnicas de acceso para PCS consideradas son: TDMA, FDMA y CDMA. La relación de portadora a interferencia se adopta como el criterio de rendimiento. Se estudia la separación geográfica requerida entre ambos sistemas para su funcionamiento en términos de separación de antenas. Se presentan los resultados con respecto a la capacidad del sistema CDMA PCS.

Se estudia que las antenas inteligentes de haz conmutado aumentan la capacidad o amplían la cobertura de radio de los sistemas celulares, aumentando la relación de portadora a interferencia. La degradación de la eficiencia del enlace troncal causada por la sectorización del haz estrecho se puede recuperar o incluso mejorar mediante el uso de una variedad de técnicas de enlace troncal. Un inconveniente de las antenas inteligentes de haz conmutado es que el rendimiento del enlace ascendente no es

uniforme en toda el área de la célula, y esto presenta un factor limitante en las ganancias alcanzables [15].

El diseño y la implementación óptimos de los futuros sistemas de antenas inteligentes requerirán un conocimiento profundo del entorno de propagación en el que deben operar. Con este fin, se ha desarrollado una herramienta de medición de propagación completa, denominada Aperture Analyzer, que permite medir la distribución angular y temporal del canal de propagación [16].

Con el fin de satisfacer las crecientes demandas de capacidad y cobertura de los sistemas de comunicación móvil, J. Eriksson y C. Beckman en [17] han sugerido utilizar antenas inteligentes. Estas antenas aumentan la eficacia espectral de un sistema inalámbrico utilizando matrices de elementos de antena para dar forma a las señales de RF en direcciones particulares. Generalmente, las antenas inteligentes se pueden dividir en dos enfoques: multihaz conmutada y adaptativa. Las antenas adaptables utilizan sofisticados algoritmos de procesamiento de señal para distinguir continuamente entre la señal deseada, la señal de multitrayecto y la señal interferente, así como para calcular su dirección de llegada DoA. Esto permite rastrear suavemente a los usuarios con lóbulos principales e interferentes con valores nulos y de ese modo maximizar constantemente la relación señal a interferencia y ruido SINR (Signal Interference Noise Rate). El DoA es uno de los parámetros más importantes para estimar un sistema de antena adaptable. Estudiaron si es o no posible suponer que la matriz de señales que llegan al arreglo de antenas es ideal, cuando estas se recopilan con un arreglo físico que consiste en dipolos plegados estándar. Al hacerlo, primero midieron los patrones o vectores de dirección de un arreglo de antenas de doce elementos. Los resultados se usaron luego en simulaciones de procesamiento de señal de matriz. El rendimiento de dos algoritmos de estimación DoA, MUSIC y ESPRIT, se estudian y comparan.

El uso de técnicas para mejorar antenas que van desde las menos inteligentes, diversidad, hasta las más complejas, técnicas de matriz adaptativa, puede contribuir significativamente a optimizar la interfaz aérea de redes inalámbricas de área local WLAN (Wireless Local Area Network) capaces de soportar servicios de alta velocidad binaria como aplicaciones multimedia. En el artículo presentado por G. Passiopoulos y I. D. Robertson [18], se revisan algunas de las técnicas de antenas más importantes y las mejoras que pueden proporcionar frente a las limitaciones del canal, y que incluyen las que es más probable que se adopten en futuras redes WLAN de banda ancha.

En el artículo "High-resolution measurements of AOA and time-delay for characterizing indoor propagation environments", se presentan resultados de alta resolución obtenidos con una gran matriz de formación de haz digital. Se presentan los resultados del ángulo de llegada AoA (Angle Of Arrival) y del retardo de tiempo, en los que se muestra que es posible medir las características de todos los modos que se propagan en un canal. En función de las técnicas utilizadas por A. Ghaforian, J. Litva y V. Kezys se realizaron mediciones para comprender completamente la propagación en entornos complejos.



Estos resultados se utilizarán para diseñar antenas inteligentes que se implementarán con sistemas PCS [19].

En [20], se comparó el rendimiento de las técnicas convencionales de estimación de dirección de arribo DoA, basada en algoritmos como ESPRIT y MUSIC, con los enfoques integrados que combinan el algoritmo de módulo constante con las técnicas basadas en subespacio. Los resultados simulados y medidos se presentan para una variedad de condiciones de señal. R. Muhamed y T. S. Rappaport encontraron que el enfoque integrado tiene un rendimiento significativamente mejor que el enfoque ESPRIT convencional. Además, la presencia de trayectos múltiples en el canal degrada significativamente el rendimiento de los algoritmos de estimación DoA, y esto se ha confirmado mediante simulación de medición y trazado de rayos.

Existe una amplia gama de productos y servicios actualmente en el mercado, pero las redes de radio servicios celulares o personales (PCS) probablemente tengan el perfil público más alto. Estos servicios proporcionan enlaces de comunicaciones de voz y datos bidireccionales altamente accesibles y de gran movilidad. En general, la parte más compleja y costosa de la ruta de radio para estos sistemas es la estación base. Como resultado, los fabricantes han estado diseñando redes que tienen una alta eficiencia en términos del ancho de banda ocupado y el número de usuarios por estación base. Los arreglos de antenas de las estaciones base son un método prometedor para proporcionar grandes aumentos de capacidad en sistemas de telefonía móvil celular. El artículo de la referencia [21] considera los problemas de modelación de canales, las estructuras de receptores y los algoritmos, y analiza las posibles ganancias de capacidad que se pueden lograr, además de considerar arreglos de antenas para la estación móvil a la estación base o el enlace inverso de un sistema celular CDMA.

En el artículo de la referencia [22] el interés se centra en el uso de "antenas inteligentes" en bandas celulares y DCS 1800 / PCS 1900 con el fin de obtener eficiencias espectrales significativamente mejoradas, mejor calidad de servicio, capacidades superiores y cobertura mejorada, mientras que al mismo tiempo se logra ahorros significativos en los costos de la estación base. La antena inteligente dirige su lóbulo principal con la ganancia mejorada hacia el usuario preferido, con los lóbulos laterales dirigidos hacia los usuarios que interfieren, mejorando así la relación C/I. Mientras que los arreglos típicamente adaptativos usan diversidad de espacio en combinación con un algoritmo de formación de haz apropiado, en este documento B. Vaidyanathan, M. D. Srinath y G. D. proponen el uso de una antena omnidireccional en un esquema de diversidad de polarización para proporcionar un rendimiento mejorado en la estación base. El beamforming se realiza utilizando un algoritmo de gradiente conjugado que se ha demostrado que proporciona una rápida convergencia en aplicaciones de filtrado adaptativo, con requisitos computacionales moderados.

En este artículo Sang-Youb Kim y Guanghan Xu en la referencia [23] estudian la ganancia de antena de un sistema adaptativo de antena inteligente. La motivación para usar los sistemas de antena inteligente es aumentar la ganancia de la antena y ampliar la cobertura del sistema. A diferencia de las antenas tradicionales cuya ganancia es fija, la ganancia de los sistemas de antena inteligente depende de los algoritmos de procesamiento de señal utilizados, la relación señal-ruido y el tamaño del símbolo de datos. Se evaluaron la ganancia de la antena asociada con varios algoritmos típicos,

incluido uno eficiente introducido en el documento. El efecto de la relación señal-ruido y el tamaño de la muestra en la ganancia de la antena también se analiza mediante análisis estadísticos y mediante simulaciones por computadora. Los resultados numéricos muestran que el sistema adaptativo de antena inteligente puede obtener cerca del límite teórico.

Un módulo de formación de haz se implementa con un procesador de señal digital DSP (Digital Signal Processor) de propósito general. El módulo de formación de haz propuestos en el artículo de referencia [24] utiliza el método de gradiente conjugado linealizado para encontrar el vector de peso subóptimo de una manera adaptativa. Cada módulo del sistema de antena de recepción en el sitio de la célula proporciona el patrón de haz que tiene su ganancia máxima a lo largo de la dirección del abonado móvil objetivo correspondiente. La carga computacional convencional se ha reducido significativamente comparado con la utilización de otros algoritmos de formación de haces. El rendimiento del sistema en el algoritmo propuesto se da en términos de velocidad de seguimiento, BER, tasa de error de bits y capacidad alcanzable de la célula

La creciente demanda de servicios de telefonía móvil celular y el recurso relativamente escaso de espectro de frecuencias proporcionan la necesidad de una mejora fundamental en la eficiencia del espectro de los sistemas de telefonía móvil celular de nueva generación. La antena inteligente de haz conmutado es más atractiva en comparación con las antenas inteligentes de arreglos de fase. En el artículo de la referencia [25] se adopta un enfoque teórico para determinar la mejora del rendimiento de las antenas de haces múltiples, en las que se incluyen los modelos de desvanecimiento. Se proporcionan resultados numéricos de la probabilidad de interrupción bajo diferentes valores de relaciones de protección y factores de reutilización cocanal. Se muestra que se logra una mejora notable en la eficiencia del espectro al reducir el nivel de interferencia cocanal con antenas multibanda adaptativas empleadas en las estaciones base.

En el documento de la referencia [26] se presenta resultados simulados del rendimiento de estado estable de una matriz de diversidad de estaciones base adaptativas en un sistema de acceso múltiple por división de códigos multicelulares que emplea señales de espectro ensanchado de secuencia directa DS-SS. Las señales de acceso múltiple están sujetas a un canal no estacionario con ruido gaussiano blanco aditivo, desvanecimiento de Rayleigh plano, error de control de potencia lognormal y desvanecimiento de la sombra logarítmico. El receptor consiste en un arreglo adaptativo recursivo de mínimos cuadrados que alimenta un detector convencional de espectro ensanchado, el par de los cuales opera en un modo de retroalimentación de decisión. Los histogramas de la relación de densidad espectral efectiva de bit a energía muestran que el rendimiento para el arreglo-detector es similar al del mismo arreglo-detector con los pesos de derivación.

Existe un considerable interés dentro de la comunidad inalámbrica en las estadísticas de ángulo de llegada y el retardo de tiempo para las señales que llegan a una antena inteligente para entornos de propagación tanto interiores como exteriores. Estos datos son necesarios para la ingeniería de antenas inteligentes. En este trabajo de la

referencia [27] se presenta la técnica FDTD combinada con el procesamiento adaptativo de señales de matriz para simular antenas inteligentes en canales multitrayecto. También se presentan los resultados de las mediciones de ángulo de llegada y retraso de la articulación para un entorno interior.

La dificultad de la transmisión de múltiples señales de enlace descendente en el sistema de antena inteligente se aborda mediante la superposición no coherente del campo, el modelo de alimentación equivalente de las matrices de antenas se establece en condiciones de multiusuario, que se ha comprobado que es eficaz cuando se transmiten múltiples señales cocanal a varios receptores. Con base en ese modelo, en el artículo de la referencia [28] se discute la factibilidad y la eficiencia de lograr el desplazamiento de fase y el peso de amplitud en la unidad de procesamiento de señal de banda base. Finalmente, para el caso de la modulación MSK, se presenta el esquema de implementación de enlace descendente del sistema de antena inteligente.

Las antenas inteligentes tienen el potencial de aumentar sustancialmente el rango de estaciones base y aumentar la señal a la interferencia más la relación de ruido de las señales. En esta publicación Weidong Yang y Guanghan Xu [29] estudian el problema del diseño vectorial de ponderación de pesos de enlace descendente, y proporcionamos la asignación de potencia óptima cuando se conocen las orientaciones de los vectores de ponderación. También se dan cuatro criterios para el diseño óptimo del vector de pesos. Los resultados de la simulación han mostrado la mejora que ofrece el método de asignación de potencia óptimo estudiado aquí.

El procesamiento de señales con redes neuronales se ha vuelto popular y se pueden utilizar en muchas aplicaciones. Se propone en el artículo de esta referencia [30] el uso de modelos de red neuronal de correlación cruzada que hace uso de la propiedad ciclo-estacionaria inherente en muchas señales de comunicación para realizar la formación de haces. El enfoque propuesto se basa en dos conjuntos de neuronas lineales con reglas de aprendizaje Hebbian acopladas transversalmente ortogonalizadas entre sí. Tomando los datos de la matriz y su versión traducida de tiempo-frecuencia como entradas, la red neuronal extrae y separa las señales deseadas simultáneamente. Este enfoque puede tener ventajas en las comunicaciones inalámbricas multiusuario donde la condición de interferencia cocanal es grave o el número de interferencias es mayor que el número de elementos del arreglo.

En el artículo de la referencia [31] se presenta un esquema de cancelación de interferencia efectivo basado en un nuevo modelo de multirutas. Se deriva un enfoque de ecualización de módulo constante CM (Common Module) basado en una matriz adaptativa con un prefiltro espacial. Se ha demostrado mediante simulación numérica que este método logra un mejor rendimiento, incluso en condiciones de múltiples trayectos.

Un conjunto de antenas adaptativas o una antena inteligente se denomina antena de software porque puede formar un patrón de radiación deseado y controlarlo adaptativamente si se proporciona un conjunto apropiado de pesos de antena y se actualiza en el software. Un conjunto adaptativo de antenas puede considerarse un filtro adaptativo en los dominios de espacio y tiempo para comunicaciones de radio, por lo que la teoría de la comunicación puede generalizarse desde un dominio de tiempo convencional a dominios de espacio y tiempo. Este artículo, R. Kohno [32] presenta una teoría de comunicación espacial y temporal basada en un arreglo adaptativo de antenas, como modelado de canales espaciales y temporales, ecualización, detección óptima para CDMA de usuario único y multiusuario, precodificación en un transmisor y optimización conjunta de transmisor y receptor. Tal procesamiento espacial y temporal promete una mejora significativa del rendimiento contra el desvanecimiento por trayectos múltiples en las comunicaciones de radio móviles.

La aplicación de antenas adaptativas direccionales es una interesante extensión de los futuros conceptos de estaciones base para sistemas de telefonía celular móvil. La dispersión angular y la correlación espacial como las características de propagación de las antenas inteligentes se estudian y se simulan en el artículo de la referencia [33] mediante trazado de rayos, y se comparan con un experimento en una microcélula.

La diversidad de antenas espaciales ha sido importante para mejorar el enlace de radio entre usuarios inalámbricos. Históricamente, la diversidad de antenas microscópicas se ha utilizado para reducir el desvanecimiento visto por un receptor de radio, mientras que la diversidad macroscópica proporciona múltiples puestos de escucha para garantizar que los enlaces de comunicación móvil permanezcan intactos en un área geográfica amplia. En años posteriores, los conceptos de diversidad espacial se han ampliado para construir las bases de las tecnologías emergentes, como las antenas inteligentes adaptables y los sistemas de ubicación de posición. Las antenas inteligentes son una gran promesa para aumentar la capacidad de las comunicaciones inalámbricas porque irradian y reciben energía solo en las direcciones previstas, lo que reduce en gran medida la interferencia. Para diseñar, analizar e implementar adecuadamente las antenas inteligentes y explotar el procesamiento espacial en los sistemas inalámbricos emergentes, se necesitan modelos de canales de radio precisos que incorporen características espaciales. En el artículo de la referencia [34], se revisan los conceptos clave en el modelado de canales espaciales, además de los problemas en la investigación, en el desarrollo y uso de modelos de canales espaciales para antenas adaptativas.

El esquema propuesto en este trabajo por Zhou Shidong, Mei Shunliang y Yao Yan es una alternativa de sistemas de antenas inteligentes, con ubicaciones flexibles de antenas y fácil expansión de capacidad. Aquí, a diferencia de la división celular, el único propósito de construir una estación base es la cobertura de radio, y la ampliación de la capacidad se realiza por múltiples antenas. En este artículo de referencia [35], después de analizar su capacidad, presenta un método de transceptor para que el sistema de antena múltiple se acerque a la mejora de gran capacidad, sin ninguna técnica de codificación-descodificación multiusuario y ancho de banda excesivo. La evaluación del

rendimiento muestra que este esquema se acerca bien a la capacidad y es bastante adecuado para PCS.

En las comunicaciones inalámbricas, los sistemas de antena inteligente o arreglos de antenas se pueden utilizar para suprimir los efectos de desvanecimiento por trayectos múltiples con la diversidad de antenas y para aumentar la capacidad del sistema al admitir a múltiples usuarios cocanal en recepción y transmisión. En el artículo de la referencia [36] se presentan los resultados experimentales de la ganancia de diversidad y la mitigación del desvanecimiento por trayectos múltiples obtenidos mediante el uso de un sistema de antena inteligente en escenarios inalámbricos típicos.

Actualmente, el acceso de alta velocidad a la gran cantidad de información de Internet requiere conexiones cableadas que son las más buscadas. En igualdad de condiciones, se prefiere sin duda el acceso inalámbrico; sin embargo, los términos no son iguales. Competir con el cobre a través de medios inalámbricos no es una tarea insignificante. Los consumidores esperan un servicio de alta calidad a un bajo costo con gran fiabilidad. Vivir a la altura de estas altas expectativas no es una tarea sencilla para las redes inalámbricas de información WIN (Wireless Inalambric Network). El espectro es un recurso finito, y con su capacidad inherente para hacer un uso mucho más eficiente de este recurso, las antenas adaptativas están demostrando ser una herramienta tecnológica efectiva en la batalla por aumentar la capacidad de transporte de información a un costo decreciente. Al procesar adecuadamente las señales de múltiples elementos de antena, los sistemas de arreglos adaptativos pueden optimizar continuamente su rendimiento, proporcionando incrementos dramáticos en calidad de señal, eficiencia espectral y cobertura en comparación con los sistemas convencionales. Los beneficios de la tecnología de matriz adaptable o "antena inteligente" se acumulan a través de la recepción y transmisión espacialmente selectiva de la energía de RF. Los enfoques totalmente adaptables, dúplex completos son los únicos que tienen el potencial de lograr el rendimiento requerido de los sistemas de telecomunicaciones inalámbricas de próxima generación. En [37], se discuten los factores básicos que deben considerarse al diseñar sistemas de arreglos adaptativos para WIN. Se describe la ventaja de la tecnología de antenas adaptativa y se presenta un nuevo enfoque junto con los resultados seleccionados de las pruebas de campo.

En el artículo de la referencia [38] se estudió la capacidad de reducción de interferencia de antenas inteligentes para aumentar el rendimiento y reducir el retraso en las redes de paquetes inalámbricos. Proporcionando un marco teórico para calcular el rendimiento mediante el uso de matrices adaptativas en sistemas ranurados ALOHA y CDMA con ranuras ALOHA. Se demuestra que al implementar matrices adaptativas en estaciones base, se puede mejorar el rendimiento tanto en el acceso de solicitud como en los canales de tráfico. También consideran el efecto de la admisión de llamadas a una gran carga de tráfico. Finalmente, proponen una arquitectura adaptativa de formación de haces para código múltiple CDMA (MC-CDMA) e investigan la mejora en la demora y el rendimiento en esos sistemas.

En las comunicaciones móviles, los sistemas de antenas inteligentes que utilizan un conjunto de antenas y realizan técnicas avanzadas de procesamiento de señales

pueden suprimir la interferencia, aumentar la capacidad del canal y mejorar la calidad del enlace por recepción-transmisión selectiva en la estación base. Sin embargo, en un entorno de desvanecimiento rápido donde hay un movimiento relativo entre un usuario móvil y un conjunto de antenas, la capacidad de un sistema de antena inteligente para suprimir la interferencia y seleccionar la señal deseada está fundamentalmente limitada por la naturaleza adversa de los canales vectoriales. Para desarrollar modelos de canales vectoriales precisos para entornos de desvanecimiento rápido, primero se necesita comprender y caracterizar la variación de los parámetros del canal vectorial. Se presentan en el trabajo de referencia [39] los resultados que incluyen firmas espaciales, DOA y parámetros de desvanecimiento multitrayecto complejos obtenidos mediante el uso de un arreglo circular uniforme y un banco de pruebas de antena inteligente de 1,8 GHz en entornos inalámbricos realistas

La definición de desvanecimiento plano y canales de desvanecimiento selectivos en frecuencia se extiende a los canales de bajo rango y alto rango para incluir el dominio angular. Los autores, J. Fuhl, A. F. Molisch y E. Bonek en el artículo de la referencia [40] introducen un modelo de canal genérico que incorpora direcciones de llegada y se da un conjunto de parámetros para su configuración. Se tiene en cuenta la evolución temporal de los procesos de dispersión y las direcciones de llegada. Las expresiones analíticas se derivan para los coeficientes de correlación espacial y los coeficientes de correlación de frecuencia. La correlación espacial disminuye con el aumento de la dispersión angular y el ángulo de incidencia decreciente, medidos a partir de un conjunto de banda.

En el artículo de la referencia [41] se discute el uso de una matriz de antenas multihaz para la estimación DoA. En particular, se discute la calibración del arreglo. El arreglo de antenas necesita ser calibrado debido a las discrepancias en los canales de recepción asociados con cada elemento de antena. También hay un acoplamiento mutuo entre los elementos del arreglo. Si estos errores o discrepancias no se tienen en cuenta durante la formación del haz, pueden degradar seriamente la precisión de la estimación DoA. La técnica utilizada en este documento se basa en la generación de una matriz de ponderación utilizada para la estimación de distribución DoA, que compensa el error anterior.

En el trabajo de la referencia [42] se presenta una antena inteligente basada en la implementación de una red neuronal de la solución Wiener óptima para el problema de nulidad de interferencia adaptativa utilizando arreglos circulares. Los sistemas de comunicaciones móviles por satélite celulares modernos y los sistemas de GPS sufren de diferentes fuentes de interferencia que limitan la capacidad del sistema. Este documento desarrolla un sistema de seguimiento rápido para rastrear constantemente a los usuarios de dispositivos móviles, y luego adapta el patrón de radiación de la antena para dirigir múltiples haces estrechos a los usuarios deseados y anula las fuentes de interferencia. El cálculo de los pesos óptimos se consideró un problema de mapeo que se puede modelar utilizando una red neuronal de función de base radial de tres capas RBFNN (Radial Basic Function Neural Network) entrenada con pares de entrada-salida. Los resultados obtenidos de esta red están en excelente acuerdo con la solución de Wiener. Llegaron a la conclusión que las redes que implementan estas funciones tienen

éxito en el seguimiento de los usuarios móviles a medida que se mueven a través del campo de visión de la antena.

Los arreglos de antenas pueden emplearse en comunicaciones móviles para aumentar la capacidad del canal, así como la calidad de la comunicación mediante recepción-transmisión selectiva espacialmente en las estaciones base. En el artículo de la referencia [43], W. Yang, A. Kavak y G. Xu demuestran que la firma espacial de un terminal es lo suficientemente estable para ser estimada en enlace ascendente y luego utilizada en enlace descendente en un sistema de antena inteligente cuando el terminal está estacionario o se mueve a una velocidad muy baja. Sin embargo, cuando el terminal se mueve a una velocidad relativamente alta, el efecto Doppler puede causar que la firma espacial cambie rápidamente. Se estudia, además, el efecto Doppler en las comunicaciones inalámbricas con antenas inteligentes y el modelo físico subyacente, mediante la presentación de resultados de las mediciones y su análisis.

En el artículo de la referencia [44], K. Wong, S. Cheng, B. Letaief y D. Murch proponen y demuestran varios sistemas de antenas inteligentes en la estación base BS (Base Station) de sistemas de comunicaciones inalámbricas, con una mejora significativa en el rendimiento del sistema. Consideran el uso de antenas adaptativas en la BS y las estaciones móviles MS (Mobile Station), que funcionan conjuntamente, en combinación con la multiplexación por división de frecuencia ortogonal. Las ventajas del sistema propuesto incluyen reducciones en la probabilidad de error promedio y aumentos en la capacidad en comparación con los sistemas convencionales. También es posible el acceso multiusuario, en espacio, tiempo y a través de subportadoras, y se derivan expresiones para los pesos exactos óptimos de la antena conjunta en la BS y la MS en condiciones de interferencia cocanal para canales de desvanecimiento. Para demostrar el potencial de nuestro sistema propuesto, se proporcionan resultados analíticos junto con la simulación Monte Carlo.

Los sistemas de antena inteligentes tienen el potencial de aumentar sustancialmente el rango de estaciones base y aumentar la SINR de las señales. En el documento de la referencia [45], se estudian varios criterios en el diseño de vectores de ponderación de enlace descendente, que es clave para explotar todo el potencial de los sistemas de antenas inteligentes, y proporcionar la asignación de potencia óptima cuando se conocen las orientaciones de los vectores de ponderación. Los resultados de simulación han mostrado una mejora significativa ofrecida por el método de asignación de potencia óptimo propuesto en el artículo. En particular, se igualan el rendimiento del enlace descendente de cada usuario al reducir significativamente la potencia de salida. Dado que los amplificadores de potencia en la estación base son los subsistemas más costosos, este enfoque puede conducir a una reducción de costos significativa para una estación base.

Los autores G. Durgin y S. Rappaport desarrollan en el artículo de la referencia [46] una nueva relación entre la distribución acimutal de la potencia multitrayecto y las características de desvanecimiento a pequeña escala de banda estrecha. La relación

fundamental es útil para el estudio de matrices adaptativas, antenas inteligentes, equalización, diversidad y cualquier otra tecnología inalámbrica o concepto que dependa de las características espaciales de la propagación de ondas de radio y microondas.

Para explotar las potencialidades del acceso múltiple por división de espacio en los sistemas celulares móviles, se deben revisar las funciones de gestión de recursos de radio convencionales, especialmente los algoritmos de asignación de canales. En el trabajo de la referencia [47], se estudia un algoritmo diseñado para este fin, se presenta y analiza los escenarios de referencia en diversas condiciones de carga de tráfico, lo que demuestra que se puede lograr una reducción significativa de la velocidad de transferencia intracelular. El algoritmo propuesto no se basa únicamente en la separación angular actual entre móviles, sino que también tiene en cuenta su trayectoria potencial futura, predicha mediante el conocimiento de la topografía del área de servicio analizada.

Un conjunto adaptativo de antenas puede formar un patrón de antena deseado y controlarlo adaptativamente si se proporciona un conjunto apropiado de pesos a los elementos de antena del arreglo actualizándose en el software en forma continua. En el artículo de la referencia [48] se estudiaron antenas adaptativas que se comportan como un filtro adaptativo en los dominios de espacio y tiempo para comunicaciones de radio. De este modo la teoría de la comunicación se puede generalizar en los dominios de espacio y tiempo. Este documento se enfoca en el procesamiento de señal de espacio y tiempo para CDMA e introduce una serie de resultados de investigación en esta área, como estructuras apropiadas y algoritmos de actualización de una antena adaptativa de matriz para CDMA, cancela y optimiza la interferencia de espacio y tiempo en un receptor multiusuario para CDMA y articula la optimización entre el arreglo de antenas transmisora y receptora. Tal procesamiento de señal de espacio y tiempo promete una mejora significativa del rendimiento en un sistema de comunicación móvil CDMA y otros sistemas de espectro ensanchado tales como un sistema de comunicación y escalamiento vehicular de amplio espectro.

En el trabajo de la referencia [49] se describe un algoritmo semi-ciego para antenas inteligentes que, además, de las propiedades de señal estructural, utiliza identificadores de usuario que están disponibles en los sistemas celulares existentes. Suponiendo la condición de dos usuarios cocanales en un sistema TDMA similar al GSM y un canal de desvanecimiento Rayleigh con dispersión angular finita. Se muestra el rendimiento del algoritmo en varios escenarios de simulación diferentes que también incluyen imperfecciones de arreglos de antenas y fuentes no separables angularmente.

Las técnicas de antena inteligente ofrecen la posibilidad de aumentar el rendimiento de los sistemas de comunicaciones celulares móviles al mejorar la inmunidad a la interferencia cocanal. Por lo tanto, se puede reducir la distancia de reutilización de frecuencia y aumentar el número de canales disponibles por célula. En el trabajo de la referencia [50] se diseñó una antena inteligente, donde se calcularon el número de



elementos de antena, la distancia entre los elementos y los coeficientes de ponderación, verificándose su funcionamiento.

En el documento de la referencia [51] se discute una antena inteligente basada en una red neuronal experimental. Se utiliza una antena cilíndrica de ocho elementos en fase para recoger señales complejas emitidas por dos fuentes. Los algoritmos de estimación de tres direcciones de llegada DoA se aplican a los datos medidos, a saber, la transformada de Fourier, el algoritmo MUSIC y el algoritmo de la red neuronal de función de base radial RBFNN. Las comparaciones muestran el rendimiento superior del RBFNN y su capacidad para superar muchas limitaciones de las técnicas convencionales y otras técnicas de superresolución, específicamente al reducir la complejidad computacional y la capacidad de manejar fuentes altamente correlacionadas.

Los conformadores de haz óptimos y de forzado a cero son dos algoritmos comúnmente utilizados en la tecnología de formación de haces ciegos basado en subespacio. El formador de haz óptimo se considera como el algoritmo con la mejor salida SINR. El algoritmo de forzado a cero enfatiza la cancelación de interferencia cocanal. El trabajo que se discute en la referencia [52] compara el rendimiento de estos dos algoritmos en algunas condiciones prácticas: el efecto de la longitud de datos finitos y la existencia del error de estimación de ángulos. La investigación revela que el algoritmo de forzado cero puede ser más robustos en el entorno práctico que el algoritmo óptimo.

Se presentan mediciones del canal de banda ancha direccional en áreas urbanas y suburbanas en el artículo de la referencia [53], utilizando un emisor de sonido de canal y un arreglo lineal de ocho elementos. De los datos obtenidos, lográndose el análisis estadístico de los resultados. Se demostró que, en el área urbana, una antena de estación base a nivel bajo conduce a una dispersión de acimut AS (Azimuth Spread) más rígida que una estación base a nivel de la azotea. El uso de una antena inteligente adaptativa reduce la propagación del acimut en más del 70% en áreas urbanas y suburbanas. La antena inteligente redujo la dispersión de retardo DS (Delay Spread) en un 45% en el área suburbana, pero solo en un 10% en el área urbana. La correlación entre AS y DS fue baja en la mayoría de las rutas de medición.

Se propone un sistema de formación de haz conmutado con un detector multiusuario para suprimir la interferencia de acceso múltiple que proviene de la dirección del usuario deseado. Dado que un detector multiusuario en el sistema propuesto funciona solo para una señal del haz, la demora de procesamiento requerida y la complejidad del hardware se reducen significativamente. En el artículo de la referencia [54] se simuló el sistema propuesto y los resultados de simulación muestran que la interferencia cancelada propuesta logra una baja del BER (Bite Error Rate) en un canal de interferencia pesado, que el sistema de filtrado espacial convencional no puede lograr.

Se estudia en el trabajo de la referencia [55]. un nuevo elemento de antena lineal de polarización rápida de banda dual junto con un método de ajuste de la frecuencia de resonancia, la impedancia y el patrón de radiación de la antena. La antena de cuatro terminales puede radiar en uno de dos modos: modo dipolo o modo de ranura. Idealmente, los patrones de radiación y las frecuencias resonantes de los dos modos son idénticos y sus polarizaciones son ortogonales en todas las direcciones. La superposición de los dos modos permitirá la síntesis de cualquier polarización lineal, circular o elíptica, y los patrones de radiación de modo idéntico y las polarizaciones de modo ortogonal permitirán la síntesis de cualquier polarización en cualquier dirección. Esta capacidad de síntesis de polarización hace que el elemento de antena lineal sea natural para su inclusión en sistemas de antenas inteligentes. Las frecuencias de resonancia, la impedancia y los diagramas de radiación de la antena se sintonizan a través de radiadores adicionales que pueden considerarse como diapasones integrados. Estos talones de ajuste permitirán que la antena lineal irradie cada modo de forma efectiva a múltiples frecuencias especificadas. Las técnicas de optimización de algoritmos genéticos se utilizaron en el desarrollo de esta antena con frecuencias de resonancia adaptadas a la impedancia de 30 y 45 MHz para los modos de ranura y dipolo.

Un procesador de antena inteligente robusto se basa en la estimación de las direcciones de llegada DOA en el enlace ascendente. Para un rendimiento de BER óptimo en un entorno de radio móvil celular, en el artículo de la referencia [56] se estudian todas las rutas relevantes para el usuario previsto. Para aumentar la confiabilidad del sistema, se aplican rastreadores separados para el enlace ascendente y el enlace descendente y se utiliza un algoritmo de formación de haz que coloca anulaciones amplias para suprimir las interferencias a medida que aparecen en el canal de radio móvil. Una evaluación del rendimiento del arreglo de ocho elementos basada en un modelo de canal direccional semi-estocástico muestra que la precisión de la estimación DoA no es de gran preocupación, pero la robustez de la estimación influye fuertemente en la BER. Mediante la adaptación dentro de cada trama GSM, el procesador produce una mejora de la relación entre ruido e interferencia SNIR de hasta 35 dB en un entorno de macrocélula de radio móvil de interferencia limitada. El algoritmo de seguimiento gana 10 dB en la entrada media de SNIR a un BER del 1%.

En la diversidad del transmisor adaptativo, los pesos complejos aplicados a las antenas de enlace descendente se obtienen a partir de las ganancias complejas instantáneas en el enlace ascendente. El documento desarrollado de la referencia [57] proporciona el análisis de los efectos de descorrelación de ganancias entre el enlace ascendente y el enlace descendente y del número de antenas, y la evaluación del efecto del desvanecimiento cuando el método admite múltiples usuarios.

Las antenas inteligentes han recibido un interés creciente por mejorar el rendimiento de los sistemas de radio inalámbricos. Estos sistemas de antenas incluyen una gran cantidad de técnicas que intentan mejorar la señal recibida, suprimir todas las señales interferentes y aumentar la capacidad, en general. El objetivo principal del artículo desarrollado en la referencia [58] es proporcionar una visión general del estado actual de la investigación en el área de las antenas inteligentes y describir cómo se pueden utilizar en los sistemas inalámbricos. Por lo tanto, este artículo proporciona un modelo

básico para determinar el ángulo de llegada de las señales entrantes, la formación adecuada del haz de la antena y los algoritmos adaptativos que se utilizan actualmente para el procesamiento de la matriz. Además, se muestra cómo las antenas inteligentes, con procesamiento espacial, pueden proporcionar una mejora adicional sustancial cuando se usan con los sistemas de comunicación digital TDMA y CDMA. El material presentado es de naturaleza tutorial, dejando los detalles para un estudio posterior de los documentos que aparecen en la lista de referencias del mismo.

En el trabajo de la referencia [59] se considera un nuevo tipo de receptor lineal adaptable de cancelación de interferencia paralela para la demodulación coherente en sistemas de acceso múltiple por división de código asíncrono CDMA. El receptor adaptativo lineal propuesto es un poco más complejo que el receptor estándar de un solo usuario que consiste en bancos de filtros con coeficientes constantes, pero logra ventajas esenciales con respecto a la interferencia de acceso múltiple MAI (Multiple Access Interference) y el efecto de cerca-lejos. No necesita más conocimiento de los usuarios que el receptor convencional, y el receptor se entrena mediante una secuencia de entrenamiento conocida antes de la transmisión de datos y se ajusta continuamente mediante un algoritmo de adaptación durante la transmisión de datos. La complejidad computacional del receptor aumenta linealmente con la cantidad de usuarios. La estructura del receptor es anticipada y el sistema es más estable. El receptor también se puede combinar con la antena inteligente y obtener un mejor rendimiento. El receptor propuesto se prueba mediante simulaciones en un canal con interferencia de acceso múltiple y ruido gaussiano blanco aditivo.

En el trabajo de la referencia [60] se propone un método para estimar el parámetro de un canal espacio-temporal. Utilizando una antena mecánicamente giratoria que tiene un ancho de haz estrecho, mostramos cómo estimar la distribución de la señal entrante en las direcciones del ángulo y la demora. Con el método propuesto, el problema de estimación se representa como un problema de deconvolución que se puede expresar como una ecuación matricial con restricciones. También se muestran los resultados del método propuesto probado con datos de campo.

En el documento de la referencia [61], A. Boukalov y G. Haggman examinaron tres aspectos principales del sistema de la tecnología de antena inteligente SA (Smart Antenna) en comunicaciones inalámbricas, es decir, receptor SA, control de red inalámbrica y planificación con SA. Proporciona una clasificación de los receptores SA y sus algoritmos para simplificar la orientación en una gran cantidad de estructuras y algoritmos. Se discuten en el mismo la integración del sistema de los receptores SA, teniendo en cuenta las condiciones de propagación esperadas, la movilidad del usuario y el tráfico ofrecido. Se evalúan, además, varios conceptos de planificación y actualización de redes de radio asociados con las SA. Se describen posibles arquitecturas de redes de radio cuando las SA se utilizan en los móviles, las estaciones base o en ambos extremos. Las funciones de control de red de radio con SA en diferentes capas se examinan brevemente. Se discuten las antenas inteligentes existentes, experimentales y comercialmente disponibles y su rendimiento.

En el artículo de la referencia [62] se propone una implementación eficiente de la estimación DoA para los sistemas DS-CDMA con antenas inteligentes. Se sugiere que la señal recibida se decodifica primero para mejorar su SNR y reducir su complejidad, luego se realiza una estimación aproximada para simplificar la estructura ANN (Algorithm Neural Network) antes de que los datos sean procesados por una red neuronal artificial de retropropagación BP ANN (Back Propagation Algorithm Neural Network). Los resultados de la simulación muestran que este método es más preciso y estable y puede soportar una SNR más baja que muchos otros algoritmos.

La comprensión de las características del canal inalámbrico es importante para poder utilizar la tecnología de las antenas inteligentes de la estación base. La mayoría de los algoritmos de estimación de parámetros de canal propuestos suponen que la señal entrante es generada por una fuente puntual, algunos algoritmos que consideran fuentes distribuidas están limitados a la distribución espacial. En el artículo de referencia [63] se propone un algoritmo basado en el principio de máxima verosimilitud ML (Maximum Likelihood) para la estimación del parámetro del canal, y en la regla de decisión Neyman-Pearson para decidir el número de multitrayectos. El algoritmo propuesto se aplica a los datos de medición de campo recopilados en tres tipos diferentes de áreas urbanas, se obtuvo resultados cualitativos en varios entornos, en el efecto de un edificio de gran altura cerca de una estación base, el efecto de una carretera de líneas rectas y el efecto de edificios que rodean un móvil.

En el trabajo desarrollado en la referencia [64] se discuten los problemas de propagación para antenas inteligentes en sistemas inalámbricos. Primero, se describen antenas celulares estándar, antenas inteligentes que utilizan haces fijos y arreglos adaptativos para estaciones base, así como antenas terminales. A continuación, se muestran la mejora de potencial que estas antenas pueden proporcionar, incluida la extensión de la cobertura, la diversidad de trayectos múltiples, la supresión de interferencias y el aumento de la capacidad. Se describe el uso de estas antenas en sistemas inalámbricos de segunda generación y su uso potencial en sistemas inalámbricos de tercera y cuarta generación. Esto incluye discutir cómo  $M$  antenas en la estación base como en la terminal pueden proporcionar un aumento en la capacidad, proporcionando velocidades de datos multimbps a los usuarios móviles.

## CAPÍTULO 2

### ARREGLOS DE ANTENAS

#### 2.1 Introducción

Para que una antena inteligente tenga patrones de radiación adaptables con una ganancia razonable, se necesita un arreglo de antenas, es por eso que el componente esencial de un sistema de antena inteligente son sus sensores o arreglos de antena.

Las agrupaciones de antena juegan un papel importante en la configuración y escaneo del patrón de radiación, limitando el algoritmo de adaptación utilizado por el procesador de señal digital.

Hay varios arreglos de antena con diferentes conformaciones y características que se pueden seleccionar para formar una matriz adaptativa. Esto incluye radiadores clásicos como dipolos, monopolos, reflectores, microstrips, etc. Por lo tanto, un buen diseñador de antena debería considerar el tipo de elemento de antena que mejor se adapte a la aplicación.

Para avanzar en el estudio de las antenas inteligentes vamos a dar las bases teóricas y de funcionamiento de los arreglos de antenas.

#### 2.2 Principios básicos de antenas

Las primeras manifestaciones de los fenómenos eléctricos y magnéticos se observaron por medio de las fuerzas que actuaban sobre cargas y corrientes, pero esta representación, aunque muy útil, no permite estudiar fácilmente los fenómenos de propagación y radiación de ondas, por lo que es necesario introducir el concepto de campo. Un campo se pone de manifiesto en un punto, o se mide, colocando cargas y corrientes de prueba y observando las fuerzas ejercidas sobre ellas.

Las ecuaciones de Maxwell relacionan los campos eléctricos y magnéticos con las cargas y corrientes que los crean. La solución general de las ecuaciones, en el caso variable en el tiempo, es en forma de ondas, que pueden estar ligadas a una estructura, como es el caso de una línea de transmisión o guía de ondas, o bien libres en el espacio, como ocurre con las producidas por las antenas.

El Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) define una antena como aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas (IEEE Std. 145-1983). Si bien sus formas son muy variadas, todas las antenas tienen en común el ser una región de transición entre una zona donde existe una onda electromagnética guiada y una onda en el espacio libre, a la que puede además asignar un carácter direccional. La representación de la onda guiada se realiza por voltajes y corrientes en conductores y líneas de transmisión, o por campos en guías de ondas y en el espacio libre mediante campos [65].

La misión de la antena es radiar la potencia que se le suministra con las características de direccionalidad adecuadas a la aplicación. Por ejemplo, en radiodifusión o comunicaciones móviles se querrá radiar sobre la zona de cobertura de forma

omnidireccional, mientras que en radiocomunicaciones fijas interesará que las antenas sean direccionales. En general, cada aplicación impondrá unos requisitos sobre la zona del espacio en la que se desee concentrar la energía. Asimismo, para poder extraer información se ha de ser capaz de captar en algún punto del espacio la onda radiada, absorber energía de esa onda y entregarla al receptor. Existen, pues, dos misiones básicas de una antena: transmitir y recibir, imponiendo cada aplicación condiciones particulares sobre la direccionalidad de la antena, niveles de potencia que debe soportar, frecuencia de trabajo y otros parámetros que definiremos posteriormente. Esta diversidad de situaciones da origen a un gran número de tipos de antenas.

Toda onda se caracteriza por su frecuencia  $f$  y su longitud de onda  $\lambda$ , ambas relacionadas por la velocidad de propagación en el medio, que habitualmente en antenas tiene las propiedades del vacío,  $c=3 \cdot 10^8$  m/s, con  $c=\lambda f$ . El conjunto de todas las frecuencias, o espectro de frecuencias, se divide por décadas en bandas. Cada aplicación tiene asignada por los organismos de normalización unas determinadas porciones de ese espectro [66].

### 2.3 La antena como elemento de un circuito

Un sistema radiante consiste en una fuente oscilante que genera la señal, una línea de transmisión o guía de onda, y una antena que transforma la señal a una onda electromagnética. No toda la potencia generada va hacia la antena, hay pérdidas en la línea, conectores y una de ellas puede ser la adaptación, siendo este último de vital importancia en el diseño de la antena.

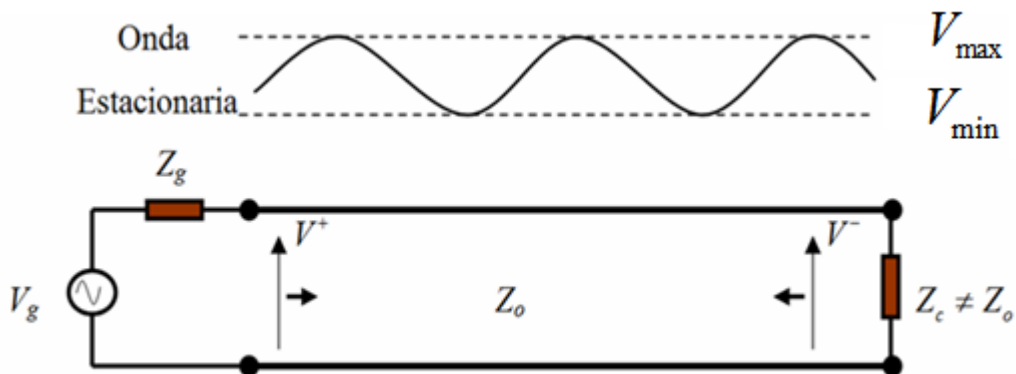


Fig. 2.1  $V_{\max}$ ,  $V_{\min}$ ,  $V_{\text{ref}}$  y  $V_{\text{inc}}$  entre un generador, una línea y una carga.[67]

Los componentes en juego en un sistema radiantes deben estar adaptados, esta principal característica se puede cuantificar a través de dos parámetros. Uno de ellos es la relación de onda estacionaria SWR (Standing Wave Ratio) que es el cociente del máximo al mínimo valor de tensión de la onda estacionaria (Fig. 2.1).

$$SWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1+|\Gamma_L|}{1-|\Gamma_L|} \quad (2.1)$$

Donde  $V_{\max}$  y  $V_{\min}$  son generados por la onda estacionaria producto de la desadaptación como se muestra en la Fig. 2.2 y Fig. 2.3 y  $\Gamma_L$  es el coeficiente de reflexión en la discontinuidad. Un SWR de 1 indica adaptación perfecta e infinito es la mayor desadaptación.

Luego el coeficiente de reflexión es el cociente de la onda reflejada a la onda incidente de tensión:

$$\Gamma_L = \frac{V_{ref}}{V_{inc}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.2)$$

Donde  $V_{ref}$  es la onda reflejada y  $V_{inc}$  la onda incidente, mientras  $Z_0$  es la impedancia de la línea de transmisión y  $Z_L$  es la impedancia de carga (Fig. 2.2 y 2.3).

Las figuras 2.2 y 2.3 muestran las componentes de desadaptación en un cuadripolo.

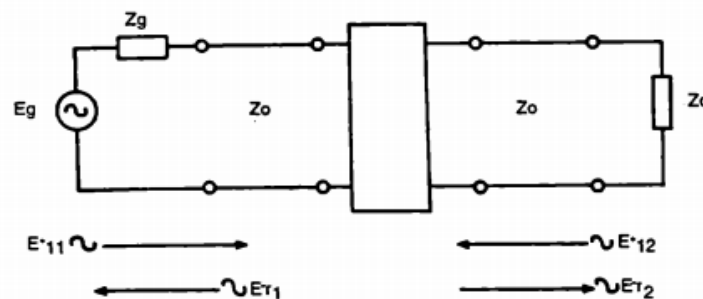


Fig 2.2 Cuadripolo cargado adecuadamente con representación de las ondas reflejada e incidente de entrada y salida

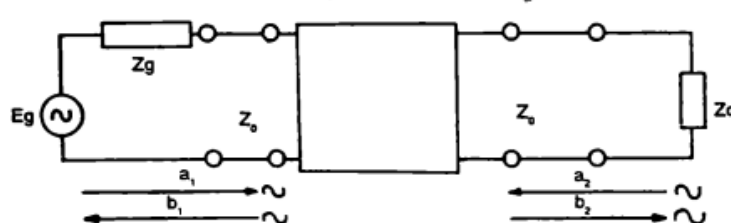


Fig 2.3 Cuadripolo cargado adecuadamente con representación de las ondas reflejadas e incidentes normalizadas de entrada y salida

Los parámetros mostrados en las figuras describen las ondas incidentes y reflejadas normalizadas de entrada y salida, referidas a 50 ohm. En la figura 2.3 se expresa como viene definida la matriz S para un dispositivo de dos puertas.

$$a_1 = \frac{E_{I1}^+}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.3)$$

$$a_2 = \frac{E_{I2}^+}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.4)$$

$$b_1 = \frac{E_{r1}^-}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.5)$$

$$b_2 = \frac{E_r^-}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.6)$$

donde

$E_i$  = onda incidente

$E_r$  = onda reflejada

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

De lo expresado se puede demostrar fácilmente que las potencias incidentes y reflejadas en cada puerta que están dadas por:

$$P^+ = |a|^2 \quad (2.8)$$

$$P^- = |b|^2 \quad (2.9)$$

La expresión matricial de los parámetros S se pueden expresar también como:

$$b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \quad (2.10)$$

$$b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \quad (2.11)$$

Donde podemos deducir la dependencia de cada parámetro en el caso particular de un cuadripolo:

Coefficiente de reflexión a la entrada con la salida adaptada

$$s_{11} = \left( \frac{b_1}{a_1} \right)_{a_2=0} \quad (2.12)$$

Coefficiente de reflexión a la salida con la entrada adaptada

$$s_{22} = \left( \frac{b_2}{a_2} \right)_{a_1=0} \quad (2.13)$$

Coefficiente de transmisión directo con la salida adaptada

$$s_{21} = \left( \frac{b_2}{a_1} \right)_{a_2=0} \quad (2.14)$$

Coefficiente de transmisión inverso con la entrada adaptada

$$s_{12} = \left( \frac{b_1}{a_2} \right)_{a_1=0} \quad (2.15)$$



Estas expresiones demuestran la facilidad de determinación de estos parámetros en rangos de microondas, frente a las serias limitaciones que poseen en sus medidas otros parámetros en estas frecuencias.

Las antenas son un elemento bipolar, por consiguiente, el único parámetro que quedará definido es el S11, que según lo expuesto es el coeficiente de reflexión de la antena.

La impedancia es función de la frecuencia, entonces *SWR* se suele usar para establecer rangos de frecuencia o ancho de banda, en la cual la antena puede utilizarse. En la mayoría de los casos,  $SWR > 2$  o  $S_{11} < -10$  dB definen los anchos de banda límites [67].

## 2.4 La antena como un filtro espacial

Las antenas en general no radian isotrópicamente, es decir en todas direcciones, sin embargo, se la puede considerar como un filtro espacial que concentra la potencia en ciertas direcciones a expensas de la disminución de la misma en otras direcciones. La densidad de potencia  $P_r$  (W/m<sup>2</sup>) radiada por una antena está dado por:

$$Pr = \frac{1}{2\eta r^2} (E_\theta^2 + E_\phi^2) \quad (2.16)$$

Donde

$E_\theta^2$  y  $E_\phi^2$  Es el campo eléctrico en las coordenadas esféricas.

La directividad compara la densidad de potencia en una dirección elegida con la densidad de potencia promedio. A menos que se especifique lo contrario, la directividad (*D*) implica el valor máximo, que está dada por:

$$D = \frac{4\pi Pr_{max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi Pr \sin\theta d\theta d\phi} \quad (2.17)$$

La ganancia de la antena es la razón de la potencia radiada en una dirección a la potencia entregada por la antena. La ganancia difiere de la directividad porque la ganancia considera las pérdidas [67].

La directividad es siempre mayor o igual que la ganancia. El denominador en (2.17) se puede remplazar por la potencia entregada por la antena, que evita la doble integración. Ganancia y directividad están relacionados a través de la eficiencia de radiación,  $\delta_e$ , la razón de la potencia radiada por la antena a la potencia de entrada de la antena:

$$G(\theta, \phi) = \delta_e D(\theta, \phi) \quad (2.18)$$

La ganancia incluye las pérdidas debido a la desadaptación de impedancia de la entrada de la antena a una impedancia especificada. Cuando la ganancia se expresa sin una dependencia de una dirección angular, *G*, implica una máxima ganancia de la antena. Aunque la ganancia se expresa como un cociente de potencias, se puede expresar en decibeles.

$$G_{dB} = 10 \log_{10} G = \log G \quad (2.19)$$

Otra característica importante de la antena que relaciona a la ganancia es la potencia radiada isotrópicamente radiada o equivalente (*EIRP*). *Dicho termino* es la ganancia de la antena (*G*) en transmisión multiplicada por la potencia entregada a su entrada (*Pt*).

$$EIRP = Pt \cdot G \quad (2.20)$$

Es la combinación de transmisor y antena lo que determina la potencia transmitida al sistema.

## 2.5 La antena como un filtro de frecuencia

Las antenas transmiten y reciben ciertas frecuencias mejor que otras, haciendo de la antena un filtro de frecuencia. Las antenas que responden a un rango muy pequeño de frecuencias son conocidas como de banda angosta y aquellas que responden a amplios rangos de frecuencia son conocidas como antenas de banda ancha. Usualmente, la antena de banda angosta tiene una forma sencilla, como un dipolo, que permite que la corriente resuene en una región bien definida. Sin embargo, las antenas de banda ancha son más complejas como una antena helicoidal o espiral. Su forma da a la antena la habilidad de resonar en diferentes frecuencias adyacentes.

Los anchos de banda de una antena pueden ser especificados de distintas formas, una es el porcentaje del centro de frecuencias dado por:

$$BW = \frac{f_{hi} - f_{lo}}{f_{center}} * 100 \quad (2.21)$$

También se puede expresar como el cociente entre alta y baja frecuencia

$$BW = \frac{f_{hi}}{f_{lo}} \quad (2.22)$$

Y otras veces se cuantifica como el rango de frecuencias

$$BW = f_{hi} - f_{lo} \quad (2.23)$$

Donde  $f_{hi}$  y  $f_{lo}$  son las frecuencias altas y bajas en donde se cumplen las características de la antena respectivamente, mientras que  $f_{central}$  es la frecuencia central de funcionamiento.

Algunas formas de definir los valores de frecuencias son:

- Una función de la ganancia de la antena. La función central  $f_{center}$  es la frecuencia de la ganancia máxima de la antena.  $f_{hi}$  es la frecuencia a la que la ganancia no

cae por debajo de los -3 dB, y  $f_{lo}$  es la menor frecuencia a la que la ganancia no cae por debajo de los -3 dB.

- Una función de SWR. La función central  $f_{center}$  es la frecuencia a la cual la antena está adaptada,  $f_{hi}$  es la frecuencia máxima y  $f_{lo}$  es la menor frecuencia a la que SWR es menor a 2.

## 2.6 Arreglos de antenas

En muchas aplicaciones es necesario diseñar antenas con mucha directividad, y ganancia, para satisfacer las demandas del sistema de comunicaciones. Esto solamente se puede conseguir en muchos casos incrementando las dimensiones físicas de la antena, como ser: yagui, antenas parabólicas, etc.

Otra forma de aumentar la directividad y por consiguiente la ganancia es formar un arreglo individual de antenas en configuraciones geométricas definidas. Esta nueva antena formada por múltiples elementos radiantes o antenas individuales o antenas básicas se conoce como arreglo de antenas o agrupaciones de antena (antenna arrays).

El campo total del arreglo de antenas está determinado por el vector suma del campo radiado por las antenas individuales. Se asume que la corriente de cada elemento es la misma que en cada elemento aislado, aunque no siempre se cumple y depende de la separación entre antenas individuales. Para proveer patrones directivos de radiación es necesario que el campo de cada elemento radiante o antena individual del arreglo interfiera constructivamente entre ellos, es decir se sumen en la dirección deseada e interfieran destructivamente o se cancelen en las demás direcciones.

En un arreglo de antenas hay cinco formas de modificar la configuración del diagrama de antena del mismo y son:

- Configuración geométrica de los elementos radiantes o antena individual.
- Distancia relativa entre elementos irradianes del arreglo de antena
- Amplitud de la alimentación de los elementos radiantes del arreglo de antena.
- Fase de la alimentación de los elementos radiantes del arreglo de antena.
- Diagrama de radiación relativo de cada elemento radiantes del arreglo de antena.

## 2.7 Análisis de arreglos de dos elementos radiantes

Si consideramos como primer caso un arreglo lineal de dos fuentes radiantes conocidas como doblete o agrupación de dos elementos alimentadas con la misma amplitud y en fase, separadas una distancia  $d$  y simétricas al origen de coordenadas. El ángulo  $\phi$  se mide desde el eje x positivo contrario a las agujas del reloj (Fig. 2.4).

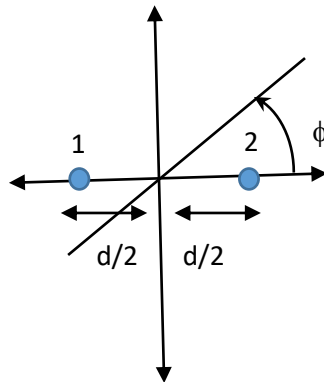


Fig. 2.4 Arreglo de dos fuentes puntuales [68]

El origen de coordenadas es tomado como centro de fase. Así, se puede calcular el campo a una cierta distancia en una dirección  $\phi$ , debido a las contribuciones de las fuentes radiantes 1 y 2, mostrado en la Fig. 2.4. La distancia entre fuentes ( $d$ ) dadas en radianes es:

$$dr = \frac{2\pi d}{\lambda} = \beta d \quad (2.24)$$

Donde:

$d$  es la distancia entre fuentes.

$\beta$  es la constante de fase.

El campo total  $E$  a una distancia  $r$  en la dirección  $\phi$  esta dado por:

$$E = E_o \cdot e^{-\frac{j\psi}{2}} + E_o \cdot e^{+\frac{j\psi}{2}} \quad (2.25)$$

Donde

$E_o$  es la amplitud del campo eléctrico.

El ángulo está dado por:

$$\psi = dr \cdot \cos\phi + \delta \quad (2.26)$$

Siendo  $\delta=0$  por estar en fase la alimentación de cada una de las fuentes. El primer término de (2.25) representa la contribución al campo de la fuente 1 y el segundo término representa a la fuente 2. Si se opera con la expresión (2.25) se puede expresar el campo como:

$$E = E_o \cdot \cos\frac{\pi}{2}\phi \quad (2.27)$$

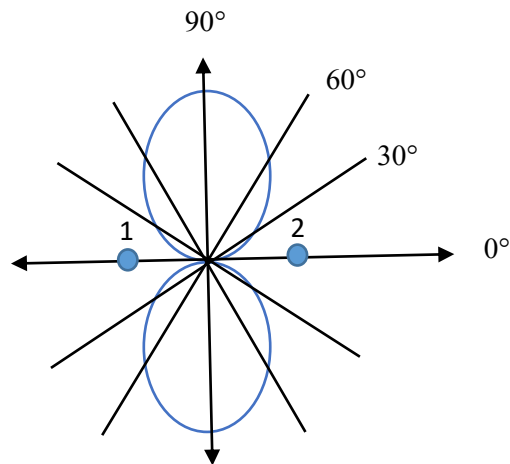


Fig. 2.5 Diagrama de radiación transversal de dos fuentes puntuales [68]

Quedando representado el campo según la figura 2.5, que se suele conocer como diagrama de radiación transversal.

Así mismo, si vamos cambiando la configuración de los arreglos, como ser la fase de alimentación de las fuentes, amplitud o distancia entre fuentes obtendremos diagramas de radiación específicos para cada una de las configuraciones [68].

Si consideramos el caso anterior pero variando la fase de la alimentación de las fuentes radiantes 1 y 2, tomando este caso oposición de fase. A diferencia del item anterior se generan las siguientes expresiones:

$$E = E_o \cdot e^{+j\frac{\psi}{2}} - E_o \cdot e^{-j\frac{\psi}{2}} \quad (2.28)$$

$$E = E_o \cdot \text{sen} \frac{\pi}{2} \phi \quad (2.29)$$

El diagrama de radiación que se obtiene es denominado de radiación dirigida y es el que se aprecia en la figura 2.6:

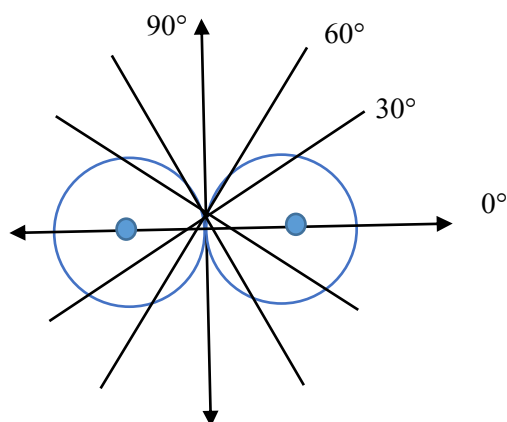


Fig. 2.6 Diagrama de radiación dirigida de dos fuentes puntuales [68]

Para el caso de que se encuentren en cuadratura de fase, el campo total en la dirección de  $\phi$  a una distancia  $r$ :

$$E = E_0 \cdot e^{+j\left(\frac{dr \cos \phi}{2} + \frac{\pi}{4}\right)} - E_0 \cdot e^{-j\left(\frac{dr \cos \phi}{2} + \frac{\pi}{4}\right)} \quad (2.30)$$

Así obtenemos

$$E = E_0 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{2} \cos \phi\right) \quad (2.31)$$

El patrón de radiación está dado por la figura 2.7, la mayor radiación figura en el segundo y tercer cuadrante. El máximo está dado para  $\pm 120^\circ$ .

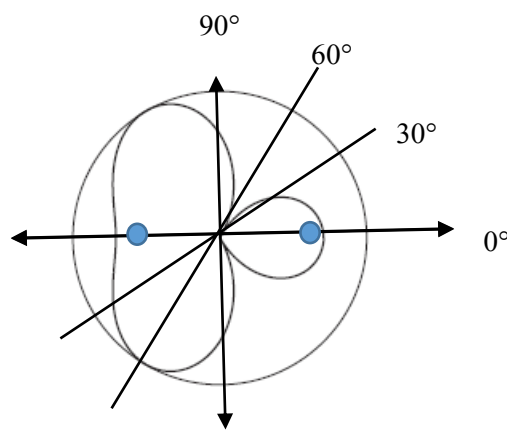


Fig. 2.7 Diagrama de radiación de dos fuentes puntuales en cuadratura de fase [65]

Si el espaciamiento entre fuentes se reduce a  $\lambda/4$ , la expresión del campo total queda:

$$E = E_0 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{4} \cos \phi\right) \quad (2.32)$$

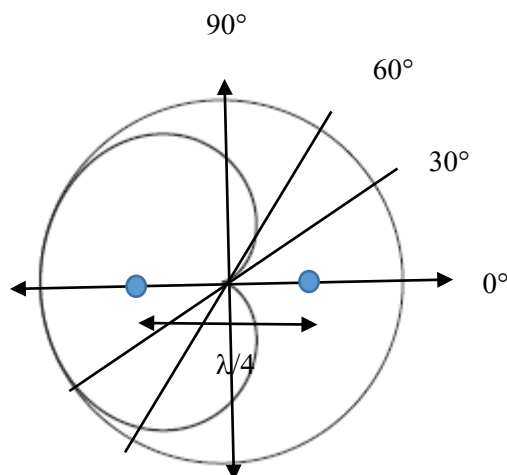


Fig. 2.8 Diagrama de radiación de dos fuentes puntuales con  $d=\lambda/4$  [65]

La distribución del campo se modifica y se obtiene un patrón de radiación que se caracteriza por ser mayor en el segundo y tercer cuadrante como se observa en la figura 2.8. Este fenómeno es debido a que las componentes de campo de las fuentes dada la distancia entre ellas se anulan en el primer y cuarto cuadrante por el fenómeno de interferencia destructiva y se suman en los otros dos cuadrantes.

## 2.8 Factor del arreglo de antenas

Dada una fuente puntual radiando isotrópicamente hacia un arreglo de fuentes puntuales, la salida del arreglo es proporcional a la suma de los pesos de la señal recibida por cada elemento del arreglo.

$$E(x_f, y_f, z_f) \propto \sum_{n=1}^N w_n \frac{e^{jkR_n}}{R_n} \quad (2.33)$$

Donde  $w_n$  es el peso asignado a cada uno de los elementos de antena del arreglo y  $R_n$  es la distancia desde el elemento  $n$  al punto con coordenadas  $(x_f, y_f, z_f)$ . Cuando el arreglo está muy lejano de la fuente transmisora, entonces todos los  $R_n$  en el denominador son aproximadamente el mismo, entonces el campo es proporcional a la suma de los pesos de los factores de fase.

$$E(x_f, y_f, z_f) \cong \sum_{n=1}^N w_n e^{jkR_n} \quad (2.34)$$

La mayoría de los arreglos son lineales o planares. Un arreglo lineal tiene todos los elementos a lo largo de una línea, para realizar cálculos se asume que se encuentra a lo largo del eje  $x$ ,  $y$  o  $z$ . La referencia de fase, es decir el punto de fase cero, se suele elegir el primer elemento del arreglo. El origen del sistema de coordenadas se ubica en el centro de fase. Una onda plana incidente llega a todos los elementos en el mismo instante, cuando el campo incidente es normal o de banda ancha. Cuando no se cumple esta condición la onda plana llega a cada elemento en tiempos distintos. La diferencia de fase entre la señal recibida por los elementos es contabilizada por un retraso de fase antes de sumar las señales a la salida del arreglo.

El factor de arreglo ( $AF$ ) debido a las fuentes puntuales es la suma de pesos de las señales recibidas por los elementos y estará dado por:

$$AF = \sum_{n=1}^N w_n e^{j\psi_n} \quad (2.35)$$

Donde  $N$  es el número de elementos de antena,  $w_n = a_n e^{j\delta_n}$  es el peso complejo para el elemento  $n$ ,  $k = 2\pi/\lambda$ ,  $(x_n, y_n, z_n)$  es la localización del elemento  $n$ ,  $(\theta, \phi)$  es la dirección en el espacio.

$$\psi_n = \begin{cases} kx_n u = kx_n \cos\phi \text{ o } kx_n \sin\theta & \text{Eje } x \\ ky_n u = ky_n \sin\phi \text{ o } ky_n \sin\theta & \text{Eje } y \\ kz_n u = kz_n \cos\theta & \text{Eje } z \end{cases} \quad (2.36)$$

Las expresiones (2.34) y (2.35) son las mismas cuando  $\psi_n = kR_n$ . La definición de  $u$  en (2.36) depende del plano que contiene al arreglo y el vector campo eléctrico incidente. En procesamiento digital de señales esta ecuación es la respuesta de un filtro de respuesta finita al impulso FIR (Finite Impulse Response). La figura 2.9 muestra las señales muestreadas en puntos discretos espacio-tiempo y los pesos de cada una.

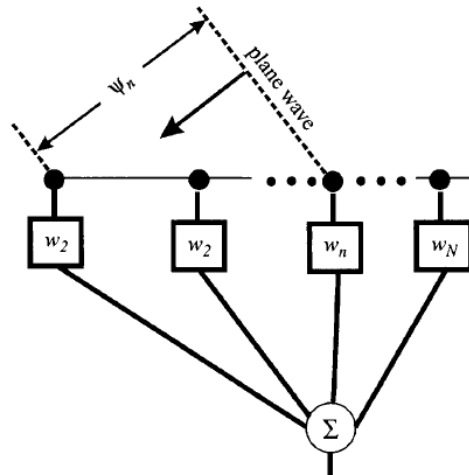


Fig. 2.9 Diagrama de arreglo lineal [69]

Un arreglo planar tiene todos sus elementos en un mismo plano. Por convención, los elementos de un arreglo planar usualmente se sitúan en el plano  $x$ - $y$  con el plano  $z$  normal al mismo. El ángulo  $\theta$  es medido desde el eje  $z$  y es usualmente llamado, ángulo de elevación en coordenadas esféricas, mientras que  $\phi$  es medido desde el eje  $x$  y es llamado azimut en las mismas coordenadas, como se observa en la figura 2.10.

La definición de los pesos complejos  $\psi_n$  depende de del plano que contenga al arreglo.

$$\psi_n = \begin{cases} k(x_n u + y_n v) & \text{Plano } x - y \\ k(x_n u + z_n w) & \text{Plano } x - z \\ k(y_n v + z_n w) & \text{Plano } y - z \end{cases} \quad (2.37)$$

Donde

$(x_n, y_n)$  es la localización del elemento  $n$

$$u = \text{sen}\theta \cdot \text{cos}\phi$$

$$v = \text{sen}\theta \cdot \text{sen}\phi$$

$$w = \text{cos}\theta$$

$$u^2 + v^2 + w^2 = \text{sen}^2(\text{sen}^2\phi + \text{cos}^2\phi) + \text{cos}^2\theta \leq 1$$



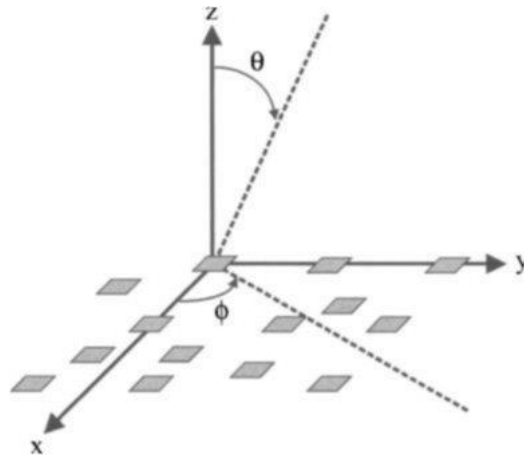


Fig. 2.10 Distribución arbitraria de elementos de antena en el plano x-y.[67]

Por lo tanto, vemos que el factor de arreglo es función de la amplitud y fase de los pesos, y también de las coordenadas del elemento y la frecuencia.

### Fase de apuntamiento

El máximo valor del factor de arreglo es el lóbulo principal cuando  $\psi_n=0$  para todo  $n$ .

$$AF = \sum_{n=1}^N w_n \quad (2.38)$$

El máximo se puede mover sin mover la antena sumando una constante de cambio de fase de  $\delta_n$  que es la diferencia de fase en la alimentación de los elementos del arreglo a  $\psi_n$  el ángulo de desfase de la contribución de cada una de las fuentes del arreglo.

$$\psi_n = \mathbf{kx}_n \cdot \mathbf{u} + \delta_n \quad (2.39)$$

Si la fase  $\delta_n$  se selecciona tal que  $\psi_n=0^\circ$  en la dirección deseada,  $u_s$ , el pico máximo del lóbulo principal estará en  $u=u_s$ .

$$\delta_n = -\mathbf{kx}_n \mathbf{u}_s \quad (2.40)$$

Los desfases colocados en cada elemento definen la fase de apuntamiento del arreglo.

### Representación gráfica del factor de arreglo

El ángulo  $\phi$ , indica la dirección de radiación en el espacio, sólo toma valores reales, los cuales según (2.26) corresponden a un intervalo de variación de  $\psi$ . resulta que solamente la parte de  $AF(\psi)$  comprendida en el intervalo  $\psi \in [-kd + \delta, kd + \delta]$  pertenece al diagrama de radiación. A este intervalo se le llama el margen visible.

La longitud del margen visible es  $2kd$  y está centrado en  $\psi = \delta$ , de esta forma su tamaño es proporcional al espaciado de la agrupación, normalizado con respecto a la longitud de onda, y su posición en el eje  $\psi$  varía con la fase progresiva.

A partir de la gráfica de  $AF(\psi)$  en coordenadas cartesianas, puede obtenerse el factor de la agrupación en el espacio real en coordenadas polares con el método gráfico de la figura 2.11. Para ello se realiza el cambio de variable  $\psi = kdcos\phi + \delta$ , con ayuda de un círculo de radio  $kd$  centrado en  $\psi = \delta$ . Las direcciones del espacio real  $\phi$  se representan sobre este círculo en coordenadas

polares. La proyección de un punto de la circunferencia sobre el eje horizontal dista del centro del círculo  $kdcos\phi$ . Como la circunferencia está centrada en  $\psi = \delta$ , la proyección de un punto de la circunferencia dista del origen de coordenadas  $\psi = kdcos\phi + \delta$ , con lo que se realiza el cambio de variable deseado.

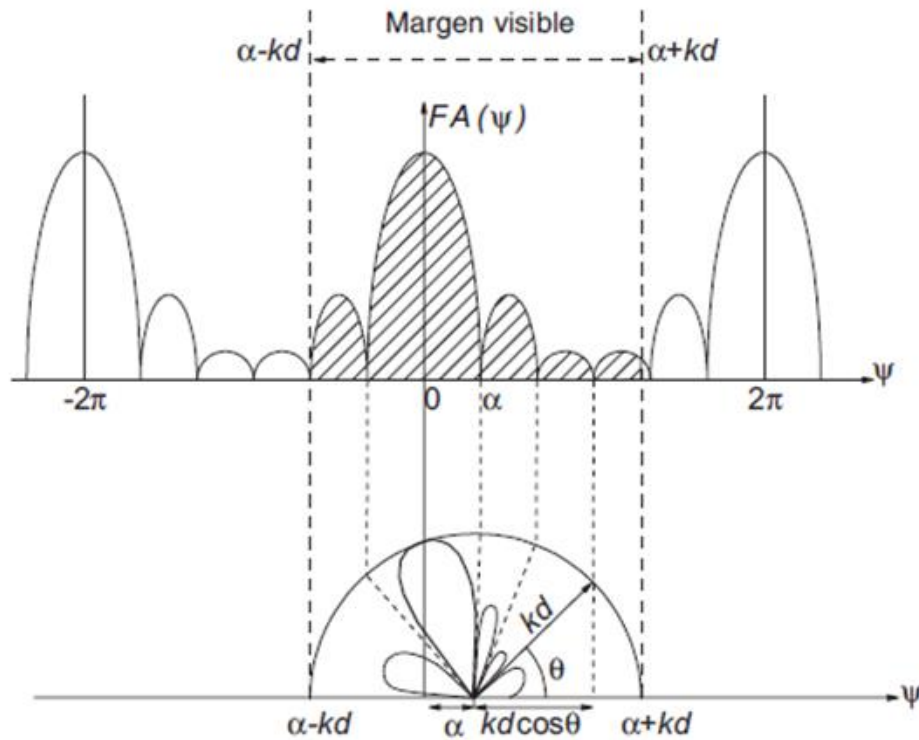


Fig. 2.11 Método gráfico para la representación del factor de la agrupación en el espacio real en coordenadas polares [65]

El método gráfico permite observar fácilmente la variación del diagrama en el espacio real en función de los parámetros de la agrupación.

### Arreglos de radiación dirigida

Un arreglo de radiación dirigida es un arreglo lineal que tiene el lóbulo principal apuntando en la dirección de las  $x$  del arreglo. Es un arreglo uniforme con el máximo apuntando a  $u=1$ , que significa que  $\psi_n=0^\circ$ , como en el caso de la figura 2.12.

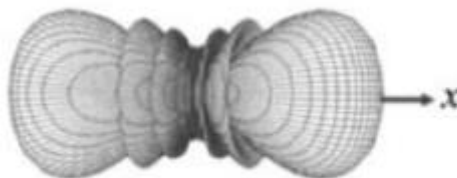


Fig. 2.12 Arreglo de radiación dirigida [67]

$$\delta_s = -kd \quad (2.41)$$

Un lóbulo principal más estrecho, o de mayor directividad es posible alterando el espaciado y la fase en un modo óptimo. El arreglo con directividad aumentada de Woodyard, mejora la directividad forzando el máximo del lóbulo principal a  $u > 1$ . La directividad óptima ocurre cuando se trabaja con un desfase extra de  $\pi$ . Este desfase óptimo está dado por:

$$\delta_s = \begin{cases} -kd + \frac{\pi}{N} & \text{para un máximo de } u = -1 \\ -kd - \frac{\pi}{N} & \text{para un máximo de } u = 1 \end{cases} \quad (2.42)$$

El lóbulo principal del arreglo en un ángulo de  $u_s$ , debido al apuntamiento de fase del lóbulo principal, se moverá con un cambio de frecuencia. Como resultado el lóbulo principal se puede apuntar sin mover el arreglo.

### Arreglos lineales uniformes

Los arreglos uniformes tienen elementos espaciados periódicamente, y el peso de cada elemento es el mismo, excepto los apuntamientos por desfases. La distribución uniforme es aquella en la que se alimentan todas las antenas con igual amplitud. Es una de las más utilizadas en la práctica.

La suma de arreglos lineales uniformes tiene  $w_n=1$  y los elementos están igualmente espaciadas con el máximo del lóbulo principal normal. Asumiendo que el centro de fase es el primer elemento del arreglo, el factor de arreglo está dado por:

$$AF = 1 + e^{j\psi} + e^{j2\psi} + \dots + e^{j(n-1)\psi} = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} \quad (2.43)$$

Donde

$$\psi = kdu = \begin{cases} kdcos\phi \text{ o } kdsen\theta & \text{Eje } x \\ kdsen\phi \text{ o } kdsen\theta & \text{Eje } y \\ kdcos\theta & \text{Eje } z \end{cases} \quad (2.44)$$

$d$  es el espaciado entre elementos.

La distancia que la onda plana necesita para viajar entre elementos adyacentes a lo largo de  $x$  se muestra en la figura 2.13. Al multiplicar la distancia por  $k$  tenemos la fase,  $\psi$ .

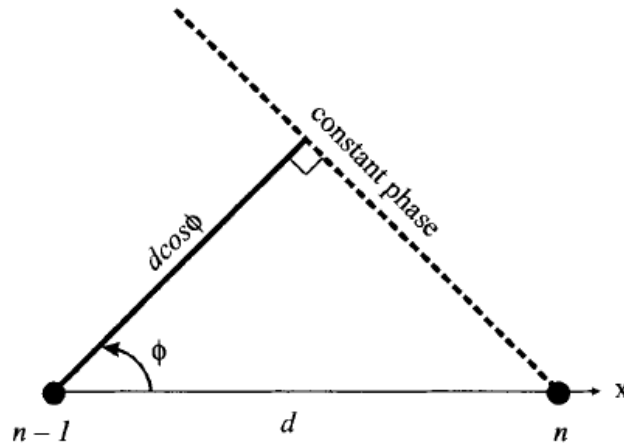


Fig. 2.13 Diferencia de fase entre elementos adyacentes de un arreglo de fuentes puntuales [67]

Se puede realizar la misma derivación en los ejes z e y.

La referencia de fase no tiene que estar en el primer elemento del arreglo, si movemos la referencia de fase como resultado se multiplica una constante de fase al factor de arreglo que no cambiara la magnitud del mismo. Otro lugar conveniente para el centro de fase es el centro del arreglo. Cuando el centro de coordenadas se mueve al centro del arreglo, el factor de arreglo es:

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j\left(n - \frac{N+1}{2}\right)\psi} \quad (2.45)$$

Las expresiones (2.44) y (2.45) difieren solamente en el factor de fase.

$$e^{j\left(1 - \frac{N+1}{2}\right)\psi} \quad (2.46)$$

Que es la diferencia de fase entre el primer elemento y el centro del arreglo. Multiplicando ambos lados de (2.43) por  $e^{j\psi}$  y restando el resultado de (2.43) resulta una simple expresión para el factor de arreglo.

$$AF - AF e^{j\psi} = 1 - e^{j\psi} \quad (2.47)$$

Resolviendo el factor de arreglo

$$AF = \frac{1 - e^{jN\psi}}{1 - e^{j\psi}} = \frac{\text{sen}\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\text{sen}\left(\frac{\psi}{2}\right)} e^{j\frac{N-1}{2}\psi} \quad (2.48)$$

El máximo ocurre a  $\psi_n = 0^\circ$ .

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)0} = N \quad (2.49)$$

El denominador en (2.48) es independiente del tamaño y forma del arreglo.

### Arreglos planares uniformes

Se pueden construir arreglos planares apilando arreglos lineales, como se observa en la figura 2.14. Se comienza con  $N_{x1}$  elementos lineales a lo largo del eje  $x$  con un espaciamiento  $d_x$ , y pesos  $w_{1n}$ . Otro arreglo lineal de  $N_{x2}$  elementos se coloca una distancia  $d_y$  del primer arreglo y desplazado  $\Delta_2$  en la dirección de  $x$ . Se agregan arreglos a una distancia  $d_y$  del ultimo arreglo, así se completa el arreglo planar. El factor de arreglo está dado por:

$$AF = \sum_{m=1}^{N_y} \sum_{n=1}^{N_{xm}} w_{mn} e^{jk(x_n u + y_m v)} = \sum_{m=1}^{N_y} \sum_{n=1}^{N_{xm}} w_{mn} e^{jk\{[(n-1)d_x + \Delta_m]u + (m-1)d_y v\}} \quad (2.50)$$

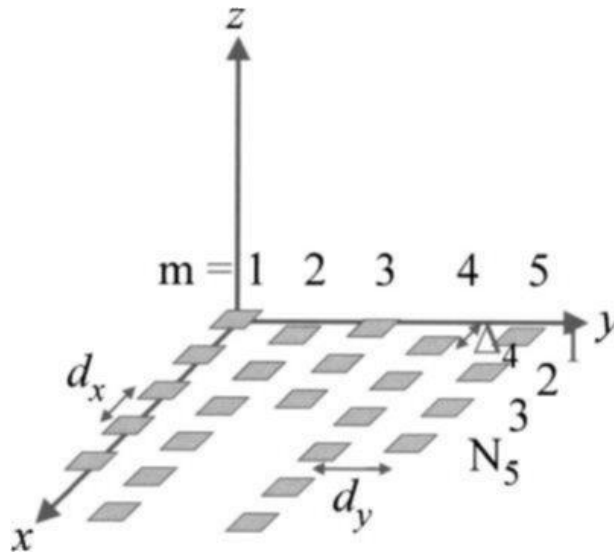


Fig. 2.14 Arreglo planar [67]

Donde  $N$  es el número de arreglos lineales,  $N_{xm}$  es el número de elementos en el arreglo lineal  $m$ , y  $\Delta_m$  representa el desplazamiento del arreglo  $m$ . Es común el espaciamiento rectangular entre elementos.

$$\Delta_m = 0 \quad (2.51)$$

El espaciamiento triangular o hexagonal está dado por:

$$\Delta_m = \begin{cases} 0 & m \text{ es par/impar} \\ d_x/2 & m \text{ es impar/par} \end{cases}$$

$$d_y = d_x \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (2.52)$$

Si todos los pesos son iguales a uno, entonces el factor del arreglo para espaciamiento rectangular:

$$AF = \frac{\text{sen}(N_x \psi_x / 2)}{N_x \text{sen}(\psi_x / 2)} \cdot \frac{\text{sen}(N_y \psi_y / 2)}{N_y \text{sen}(\psi_y / 2)} \quad (2.53)$$

Donde

$$\psi_x = kd_x(u - u_s)$$

$$\psi_y = kd_y(v - v_s)$$

Para espaciamento triangular

$$AF = \frac{\text{sen}(N_{xe} \psi_x)}{N_{xe} \text{sen}(\psi_x)} \cdot \frac{\text{sen}(N_{ye} \psi_y)}{N_{ye} \text{sen}(\psi_y)} + e^{-j(\psi_x + \psi_y)} \cdot \frac{\text{sen}(N_{xo} \psi_x)}{N_{xo} \text{sen}(\psi_x)} \cdot \frac{\text{sen}(N_{yo} \psi_y)}{N_{yo} \text{sen}(\psi_y)} \quad (2.54)$$

El espaciamento triangular en un arreglo consiste de dos arreglos uniformes con espaciamento de  $2dx$  y  $2dy$ . El primer arreglo tiene el elemento izquierdo superior en el origen y el segundo arreglo tiene el elemento a la izquierda como se observa en la figura 2.15.

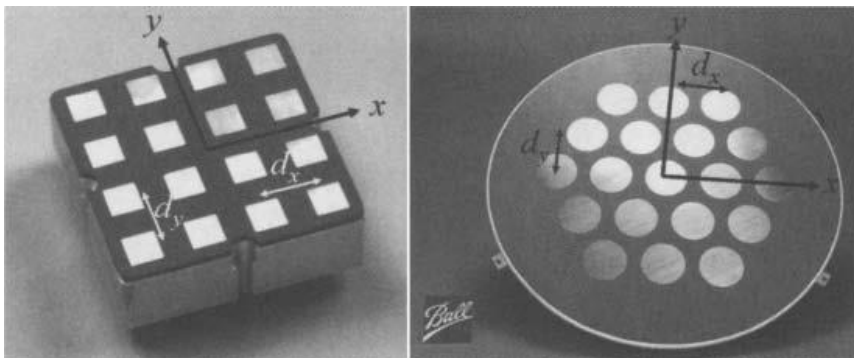


Fig. 2.15 Ejemplos de arreglos planares [67]

### Ancho de banda del arreglo

El ancho de banda del arreglo está determinado por varios factores:

- Ancho de banda de cada elemento del arreglo.
- Espaciamento entre elementos.
- Angulo de apuntamiento máximo.
- Tamaño del arreglo.

Todas las antenas, debido a su configuración, están limitadas a operar satisfactoriamente en una banda o margen de frecuencias. Este intervalo de frecuencias, en el que un parámetro de antena determinada no sobrepasa unos límites prefijados, se conoce como el ancho de banda de la antena.

El ancho de banda BW (Band Wide) se puede especificar como la relación entre el margen de frecuencias en que se cumplen las especificaciones y la frecuencia central.

Los puntos de potencia mitad que caracterizan el ancho de banda de un arreglo relacionados de la misma forma con la configuración y geometría de los elementos del arreglo. La cantidad de elementos del arreglo en conjunto con la separación de los mismo participa del cálculo del ancho de banda.

### Directividad de arreglos lineales y planares

Para hallar la directividad de un arreglo, hay que substituir el factor de arreglo en la ecuación de directividad dada en la sección 2.4, en la ecuación (2.17).

$$D = \frac{4\pi |AF_{max}|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi |AF|^2 \sin\theta d\theta d\phi} \quad (2.55)$$

Un arreglo lineal con espaciamento arbitrario entre elementos a lo largo del eje x es simétrico con respecto a  $\phi$ , entonces la integral respecto a  $\phi$  en el denominador se reduce a  $2\pi$ , y la directividad pasa a ser:

$$D = \frac{|\sum_{n=1}^N w_n|^2}{\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N w_n w_m^* e^{jkd(m-n)\cos\theta_s} \text{sinc}[(n-m)kd]} \quad (2.56)$$

Donde  $\text{sinc}(x) = \text{sen}(x)/x$

Arreglos uniformes con espaciamento constante tiene directividad:

$$D = \frac{N^2}{N + 2 \sum_{n=1}^{N-1} (N-n) \text{sinc}(nkd) \cos(nkd \cos\theta_s)} \quad (2.57)$$

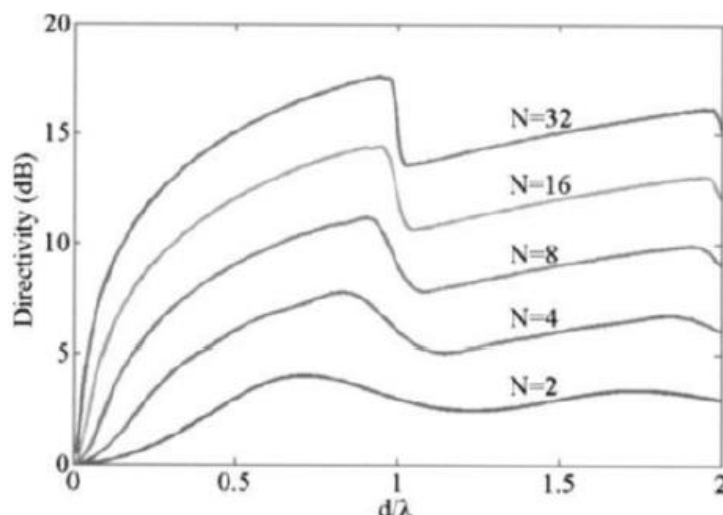


Fig. 2.16 Directividad de un arreglo planar en función del espaciamento [67]

En la figura 2.16 se observan gráficos de directividad como función del espaciamento para varios valores de  $N$ .

La directividad para un arreglo planar es:

$$D = \frac{4\pi \left| \sum_{n=1}^N w_n \right|^2}{\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N w_n w_m^* e^{jkd[(x_n-x_m)u_s+(y_n-y_m)v_s]} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} e^{jk[(x_n-x_m)u+(y_n-y_m)v] \text{sen}\theta} d\theta d\phi} \quad (2.58)$$

## 2.14 Arreglos circulares

Un arreglo circular con sus elementos localizados en un círculo de radio  $r_c$  en el plano x-y tiene un factor de arreglo dado por:

$$AF = \sum_{n=1}^N w_n e^{jk(r_c \cos\phi_n \text{sen}\theta \cos\phi + r_c \text{sen}\phi_n \text{sen}\theta \text{sen}\phi)}$$

$$AF = \sum_{n=1}^N w_n e^{jkr_c \text{sen}\theta (\cos\phi_n \cos\phi + \text{sen}\phi_n \text{sen}\phi)}$$

$$AF = \sum_{n=1}^N w_n e^{jkr_c \text{sen}\theta \cos(\phi - \phi_n)} \quad (2.59)$$

Donde  $\phi_n$  es la localización angular del elemento  $n$ . El haz es apuntado aplicando la fase al elemento  $n$  dado por:

$$e^{-jkr_c \text{sen}\theta \cos(\phi - \phi_n)} \quad (2.60)$$

Normalmente los elementos están igualmente espaciados alrededor del círculo, entonces están separados por el ángulo

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{N} \quad (2.61)$$

Como resultado el radio del círculo y el arco entre elementos adyacentes está dado por:

$$d = 2r_c \text{sen} \frac{\pi}{N} \quad (2.62)$$

si  $r_c$  es conocido, se puede hallar  $d$ , o si  $d$  es conocido se puede hallar  $r_c$ . Si los pesos del arreglo son uniformes, entonces el factor de arreglo se puede escribir:

$$AF = N \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{nN}(kr) e^{jnN(\pi/2 - \xi)} \quad (2.63)$$

Donde

$$\xi = \tan^{-1} \left( \frac{v - v_s}{u - u_s} \right)$$

$J_n$  es la función de Bessel de orden  $n$ .



## CAPITULO 3

### ANALISIS DE LAS CONFIGURACIONES DE ANTENAS INTELIGENTES

#### 3.1 Configuraciones de antenas inteligentes

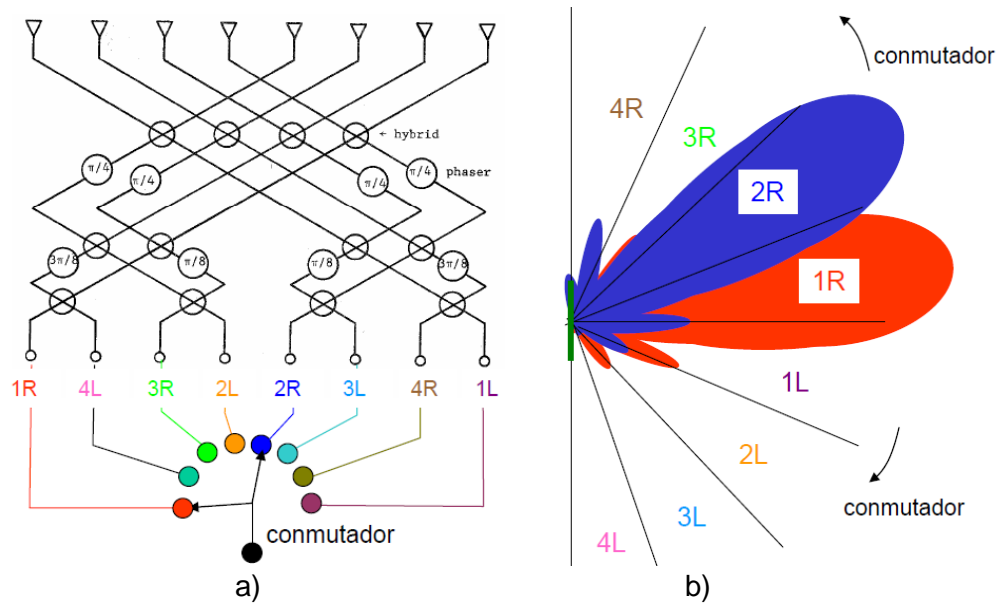
Existen varias configuraciones de implementación de antenas inteligentes, las listadas a continuación son las más utilizadas, en función del hardware instalado va aumentando la complejidad del mismo pasando desde la de haz conmutado a la adaptativa. En las bibliografías dadas como referencia, [66][73][74] se fusionan los tipos de haz de seguimiento y la adaptativa, no encontrándose prácticamente diferencia entre ambas, aunque en nuestra descripción describiremos ambos métodos.

##### **Haz conmutado**

Es la técnica más simple. El sistema radiante genera varios haces fijos, cada uno de ellos apuntando en una dirección distinta, de modo que entre todos se cubre toda la zona deseada, un sector o una celda. La inteligencia del sistema se encarga de seleccionar el haz que mejor se direcciona a cada usuario en particular, en función de algún parámetro de control, mayor nivel de potencia recibida, mejor SNR y mejor C/I. Esta técnica no garantiza que el móvil se encuentre en la dirección de máxima radiación de haz que le da servicio, ni que las señales interferentes se vean notablemente reducidas.

Una versión más avanzada de esta técnica consistiría en seleccionar con un haz la señal deseada y con otras de sus componentes multitrayecto, de forma que puedan procesarse todas con un receptor.

Los sistemas de antenas de haz conmutado forman múltiples haces fijos con elevada sensibilidad en direcciones particulares. Estos sistemas de antena detectan la intensidad de la señal elija entre uno de varios haces fijos predeterminados y cambia de uno a otro a medida que el móvil se mueve por todo el sector.



En la figura 3.1 se observa un arreglo de 8 elementos de antena con una matriz de Butler que realiza el cambio de fase para la creación de los haces de distinta dirección angular. A través del conmutador se va sensando hasta que se ubica un usuario y así se procede a generar el haz en la dirección deseada.

### Haz de seguimiento

Esta técnica es más compleja que la anterior. Requiere el uso de un arreglo en el que se pueden controlar electrónicamente las fases con las que se alimentan los distintos elementos, de modo que puede modificarse a voluntad la dirección en la que apunta el lóbulo principal de la antena. A su vez, es necesario utilizar algún algoritmo de detección de la dirección de llegada DoA (Direction of Arrival), de modo que pueda reorientarse dinámicamente el haz para apuntar al usuario deseado.

Con esta técnica sí se puede garantizar que el usuario se encuentra iluminado en todo momento por el lóbulo principal y con máxima ganancia, dentro de las limitaciones de los algoritmos que se emplee. Sin embargo, tampoco puede evitarse que las interferencias entren por algún lóbulo secundario del diagrama de radiación. Para aprovechar las señales multirrayecto sería necesario detectar y seguir con otros haces dichas componentes y luego procesarlas con un receptor Rake, que es un receptor de telecomunicaciones diseñado para paliar los efectos de la dispersión multirrayecto en un enlace de comunicaciones móviles. Este receptor lo consigue con varios sub-receptores retrasados en tiempo, para sincronizar los rayos recibidos de cada trayectoria. El nombre Rake (rastrillo en inglés) surge debido al uso de múltiples ramas, por lo que se dice que tiene algo parecido a un rastrillo, clasificando la energía por cada una de las ramas del multicamino.

En la figura 3.2 se observa como se está llevando adelante la comunicación con dos usuarios, transmitiendo en la dirección angular de cada uno de ellos y sin irradiar en otras direcciones.

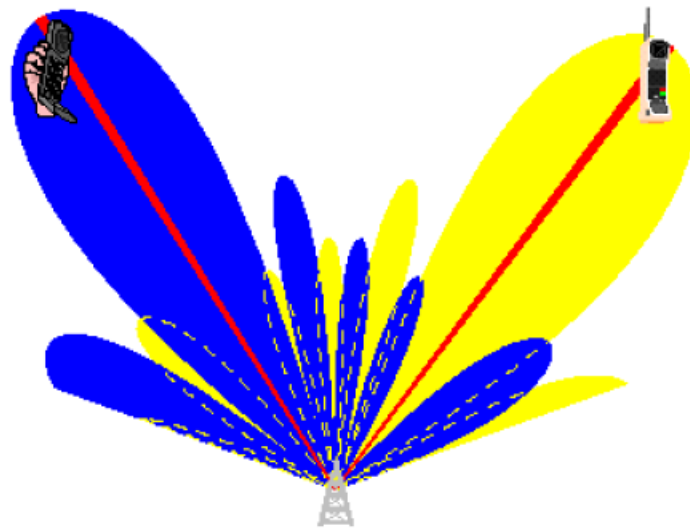


Fig. 3.2 Antena inteligente de haz de seguimiento [70]

### Haz adaptativo

Este sería el máximo nivel de inteligencia con que se podría dotar al sistema. En este caso, la salida de cada elemento del arreglo se pondera con un factor de peso cuyo valor se asigna dinámicamente, de modo que se conforma el diagrama de radiación para maximizar algún parámetro de la señal, por ejemplo, la SINR (Signal Interference Noise Ratio). De este modo, el diagrama sintetizado habitualmente presentará un lóbulo principal en la dirección del usuario deseado, lóbulos secundarios en las direcciones de las componentes multitrayecto si se quieren procesar con un receptor Rake, y mínimos e incluso nulos de radiación en las direcciones de las fuentes de interferencia. No siempre será posible eliminar toda la interferencia, ya que el número de fuentes interferentes que se pueden suprimir está directamente relacionado con el número de elementos de la antena.

Esta técnica requiere el uso de complicados algoritmos, tanto para la detección de las señales deseada e interferente como para la optimización de los pesos que conforman el haz. Estos algoritmos suelen conllevar una gran carga computacional, mientras que deben procesarse en tiempo real, por lo que suponen una seria limitación. Una vez conocidos los tipos de antenas inteligentes, es necesario estudiar los modos de introducción de esta tecnología en una red de comunicaciones móviles.

La tecnología de antena adaptable representa la antena inteligente más avanzada hasta la fecha. Usando una variedad de nuevos algoritmos de procesamiento de señal, el sistema adaptativo aprovecha su capacidad para ubicar y rastrear con eficacia varios tipos de señales para minimizar dinámicamente la interferencia y maximizar la recepción de señal prevista.

Ambos sistemas intentan aumentar la ganancia de acuerdo con la ubicación del usuario; sin embargo, solo el sistema adaptativo proporciona una ganancia óptima al mismo tiempo de identificar, rastrear y minimizar las señales interferentes.

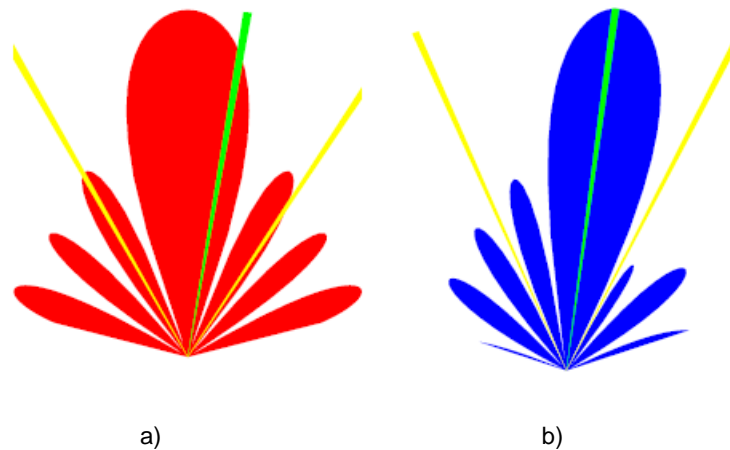


Fig. 3.3 Antena inteligente a) de haz conmutado y b) de haz adaptativo [71]

En la figura 3.3 en verde se da la dirección del usuario deseado y las direcciones amarillas son direcciones interferentes. El diagrama en rojo puede representar al sistema de haz conmutado y el azul al sistema de antenas adaptativas.

### 3.2 Ventajas del uso de antenas inteligentes

El sistema de antenas inteligentes ofrece un amplio rango de caminos para mejorar el desempeño de los sistemas inalámbricos y principalmente en sistemas de telecomunicaciones móviles. En general el sistema de antenas inteligentes tiene el potencial para incrementar la capacidad del sistema, reducir costos de infraestructura, mejorar el desempeño de los enlaces en el sistema. En particular el propósito del sistema de antenas inteligentes es mejorar la calidad de la señal en los sistemas de telecomunicaciones incrementando la capacidad del reutilizar las frecuencias. Al mismo tiempo, le es posible colocar los nulos espaciales en la dirección de las interferencias no deseadas e incrementar la ganancia de la antena. El sistema de antenas inteligentes forma haces para la transmisión y la recepción. El incremento de ganancia puede ser usado para aumentar la cobertura efectiva o para mejorar la sensibilidad del receptor, los cuales pueden explotarse para reducir la potencia de transmisión y la radiación electromagnética en la red.

Además, se decreta la interferencia cocanal ya que la antena transmisora del sistema de antenas inteligentes emite menos interferencia, porque únicamente envía la potencia necesaria de RF en la dirección deseada. De aquí que la antena receptora del sistema de antenas inteligentes pueda rechazar la interferencia buscando la dirección de la señal deseada.

El sistema de antenas inteligentes puede ser usado para mejorar la calidad de la señal e incrementar la capacidad en sistemas de radio celular. Comúnmente estos sistemas usan la diversidad espacial, conmutando entre una o más antenas receptoras para mejorar la calidad de la señal. Empleando el sistema de antenas inteligentes en estaciones base de sistemas de radio celular.

Son necesarias las aplicaciones del sistema de antenas inteligentes para solucionar la complejidad de las comunicaciones inalámbricas ahora existentes. El sistema de antenas inteligentes debe ser integrado con equipos de sitios celulares convencionales

para funcionar como filtros espaciales adaptables que rindan un incremento en la calidad de la señal, capacidad, y más rango de cobertura de las antenas.

A continuación, se mencionan algunos beneficios al implementar el sistema de antenas inteligentes, se toma como ejemplo las redes de telefonía celular [72]:

**Incremento de la zona de cobertura.** Dado que la ganancia es mayor que en el caso de antenas omnidireccionales o sectorizadas, para igual potencia transmitida, la señal se puede recibir a una mayor distancia. Este hecho permite reducir el número de estaciones base necesarias para cubrir una zona, siempre y cuando no sea el tráfico el factor limitante.

**Reducción de la potencia transmitida.** La mayor ganancia de la antena permitirá incrementar la sensibilidad de la estación base, por lo que los móviles podrán transmitir con menor potencia, ahorrando batería. De igual modo, gracias a la ganancia del arreglo es posible que la estación base transmita igual potencia, pese a que cada elemento del arreglo esté radiando una potencia muy inferior. Así, se aliviarían las especificaciones sobre los amplificadores de potencia utilizados, que podrían resultar más baratos.

**Reducción de la propagación multitrayecto.** El arreglo de antenas proporciona diversidad espacial con lo que se reduce los efectos de desvanecimiento causados por la multipropagación. Debido a la menor dispersión angular de la potencia radiada por la estación base, se reducirá el número de trayectos múltiples que alcanzarán al móvil, mejorando así las características de dispersión de retardo del canal. Esto permitirá mejorar los requisitos exigidos al ecualizador del terminal móvil. En el caso del enlace ascendente, la antena inteligente de la estación base podría discriminar las componentes multitrayecto de la señal recibida desde el móvil.

**Reducción del nivel de interferencia.** La mejor selectividad espacial de la antena permitirá a la estación base discriminar las señales de usuarios interferentes a favor de la señal del móvil deseado, en el caso del enlace ascendente, también reducir el nivel de potencia transmitida en las direcciones de esos otros usuarios. De cualquier modo, se conseguiría aumentar la relación C/I, lo cual tiene dos consecuencias fundamentales: Una mejora en la C/I implica directamente una mejora en la tasa de error BER, lo que hace que la calidad del servicio aumente.

La reducción de la C/I puede explotarse directamente mediante técnicas de multiplexación espacial para aumentar la capacidad del sistema.

**Mejora de la seguridad.** Gracias a que la transmisión entre la estación base y el terminal móvil es direccional, no será posible que un equipo ajeno intercepte la comunicación, a menos que se sitúe en la misma dirección en la que apunta la antena. Además, sería posible una localización precisa de usuarios que estuvieran realizando un uso fraudulento de los servicios ofertados por la red.

**Introducción de nuevos servicios.** Puesto que la red podría tener acceso a información acerca de la posición de los móviles, es posible pensar en servicios tales como radiolocalización en llamadas de emergencia, tarifación geográfica, publicidad de servicios cercanos, información en lugares turísticos, entre otros.

### 3.3 Antenas inteligentes y técnicas de acceso múltiple

En sus primeros pasos los sistemas inalámbricos fueron desarrollados usando antenas que radiaban todo el tiempo según patrones fijos de radiación que eran diseñados para aproximarse a las características de cobertura pero que no podían adaptarse dinámicamente a cambios del tráfico. Las antenas inteligentes representan una nueva tecnología para sistemas inalámbricos que utiliza un conjunto fijo de elementos en un arreglo de antenas donde las señales son combinadas para formar un haz de radiación que se administra utilizando procesamiento digital de señales o elementos de radio frecuencia a una dirección deseada de acuerdo al movimiento del sistema móvil, al mismo tiempo que se minimiza el impacto del ruido, interferencia y otros efectos que degradan la señal.

La importancia del uso de técnicas de acceso múltiple radica en el uso eficiente de un recurso costoso y limitado, como es el ancho de banda asignado en el espectro, implica que diversos usuarios puedan hacer uso de un recurso común, en forma organizada, y sin causar interferencias unos con otros.

En acceso múltiple se tiene asignado el canal y el usuario puede transmitir en una ranura de tiempo, frecuencia o con asignación de un código.

El acceso múltiple implica que diversos usuarios puedan hacer uso de un recurso común, en forma organizada, y sin causar interferencias unos con otros.

#### Técnicas de acceso múltiple

Al inicio de los sistemas de telefonía móvil la cobertura era bastante grande, incluso de varios kilómetros, conforme la demanda se incrementó. En realidad, el número de usuarios que podían ser admitidos en un área de cobertura era limitado debido al espectro disponible y a la tecnología de interface. Para poder tener una mayor capacidad de usuarios en áreas específicas lo que se hizo fue bajar la potencia de la radiobase y reutilizar el espectro más frecuentemente sobre un área geográfica específica, todo esto se logró utilizando células muy pequeñas o microcélulas con espacios muy cercanos entre ellas obteniendo así una gran capacidad.

El objetivo principal en el diseño del sistema celular es poder aumentar la capacidad del canal, es decir, manejar tantas llamadas como sea posible en un ancho de banda dado con un nivel suficiente de calidad de servicio. Hay maneras diferentes de permitir el acceso al canal, y las técnicas que describiremos a continuación se aplican a fin de poder optimizar las características de los sistemas de telecomunicaciones, actuando en muchos casos en forma conjuntas.

#### Acceso múltiple por división de frecuencia

Acceso múltiple por división de frecuencia FDMA (Frequency Division Multiple Access) asigna una banda de frecuencia a un canal mientras dura la conexión. Esta fue la técnica inicial de acceso múltiple para sistemas celulares en la que cada usuario individual se le asignaba un par de frecuencias al hacer o recibir una llamada, como se observa en la figura 3.4. Una frecuencia se usa para el enlace descendente y un par para el enlace ascendente. Esto se llama dúplex por división de frecuencia FDD (Frequency Division Duplex). Ese par de frecuencia asignado no se utiliza en la misma celda o celdas adyacentes durante la llamada para reducir la interferencia del canal aunque el usuario no esté hablando, el espectro no puede ser reasignado mientras haya una llamada en

su lugar. Diferentes usuarios pueden usar la misma frecuencia en la misma celda, excepto que deben transmitir en diferentes momentos.

El canal FDMA solo tiene un circuito telefónico a la vez. Si un canal FDMA no está en uso, permanece inactivo y no puede ser utilizado por otros usuarios para aumentar la capacidad de compartir. Después de la asignación del canal de voz, la BS y la MS transmiten simultáneamente y continuamente.

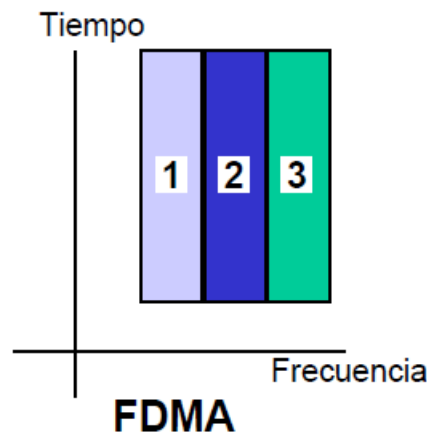


Fig. 3.4 FDMA. Acceso múltiple por división de frecuencia.

### Acceso múltiple por división de tiempo

Para TDMA (Time Division Multiple Access) o acceso múltiple por división de tiempo, los canales se separan en el tiempo con todos los usuarios utilizando la misma frecuencia, por ejemplo una ranura de tiempo, que se repite una vez por trama, y se asigna a cada usuario.

En los sistemas digitales, la transmisión continua no es necesaria porque los usuarios no usan el ancho de banda asignado todo el tiempo. En tales casos, TDMA es una técnica complementaria de acceso a FDMA. El sistema global de comunicaciones móviles GSM (Global Systems for Mobile communications) utiliza la técnica TDMA. En TDMA, todo el ancho de banda está disponible para el usuario, pero solo por un período de tiempo finito. En la mayoría de los casos, el ancho de banda disponible se divide en menos canales en comparación con FDMA y a los usuarios se les asignan intervalos de tiempo durante los cuales tienen todo el ancho de banda del canal a su disposición, como se muestra en la Figura 3.5.

TDMA requiere una cuidadosa sincronización de tiempo ya que los usuarios comparten el ancho de banda en el dominio de frecuencia. La cantidad de canales es mínima, la interferencia entre canales es casi insignificante. TDMA utiliza diferentes intervalos de tiempo para transmisión y recepción. Este tipo de dúplexación se conoce como dúplex por división de tiempo TDD (Time Division Duplexing).

Las características de TDMA incluyen lo siguiente: comparte una sola frecuencia de portadora con varios usuarios donde cada usuario hace uso de ranuras de tiempo no superpuestas. La cantidad de intervalos de tiempo por cuadro depende de varios factores, como la modulación, ancho de banda disponible, etc. La transmisión de datos en TDMA no es continua pero ocurre en ráfagas. Esto resulta en un bajo consumo de

batería ya que el transmisor se puede apagar cuando no esté en uso. Debido a una transmisión discontinua en TDMA, el proceso de transferencia es mucho más simple para una unidad de abonado, ya que es capaz de escuchar otras estaciones base durante los intervalos de tiempo inactivos. TDMA utiliza diferentes ranuras de tiempo para transmisión y recepción, por lo tanto, no se requieren dúplexores. TDMA tiene una ventaja que es posible asignar diferentes números de intervalos de tiempo por trama para diferentes usuarios. Por lo tanto, el ancho de banda se puede suministrar bajo demanda a diferentes usuarios al concatenar o reasignar el intervalo de tiempo en función de la prioridad.

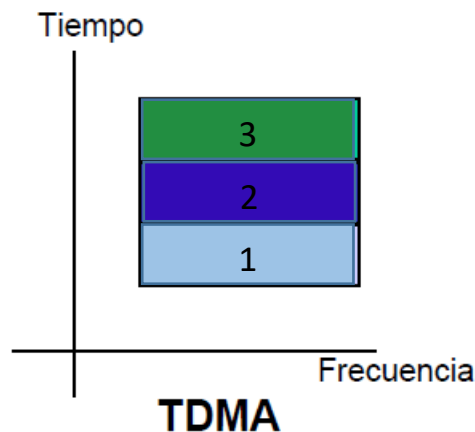


Fig. 3.5 TDMA. Acceso múltiple por división de tiempo.

### Acceso múltiple por división de código

Acceso múltiple por división de código CDMA (Code Division Multiple Access) es una tecnología que permite una gran cantidad de usuarios compartir la misma frecuencia y al mismo tiempo separados por la asignación de un código único, que los diferencia entre sí, como se presenta en la figura 3.6. CDMA utiliza una técnica de espectro ensanchado.

El concepto de enlace celular es hacer que un espectro de frecuencia finito o un ancho de banda esté disponible a través de un área geográfica dividida en un número de pequeñas células. Las células que están lo suficientemente apartadas una de otra pueden reutilizar el mismo espectro. Los sistemas de CDMA reutilizan recursos en el espectro entre una célula y otra. Un canal es asignado a un usuario cuando aquel está activo y se libera cuando la unidad portátil termina la llamada o se pasa a otra célula. Cuando una unidad ha establecido un enlace transmitiendo o recibiendo una señal de voz o datos se dice que está activa.



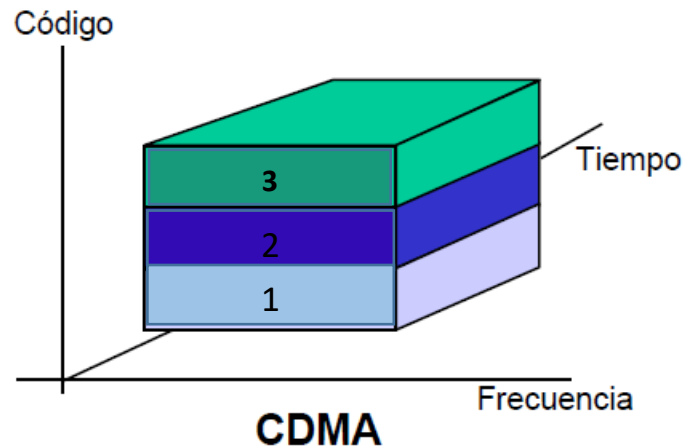


Fig. 3.6 CDMA. Acceso múltiple por división de código.

Tradicionalmente en telecomunicaciones, la portadora se modulaba usando técnicas que minimizaban el ancho de banda para conservar recursos del espectro, esto se debía a que un solo canal ocupaba una cierta banda de frecuencia, si las frecuencias se transmiten ahora en múltiples bandas de frecuencia no traslapadas, no interferirán con los canales aledaños, con la consecuente obtención de potencias más elevadas con respecto al ruido el cual siempre está presente en cualquier canal de transmisión.

En el acceso múltiple por división de código utilizando espectro expandido más que tratar de minimizar el ancho de banda de la señal modulada el propósito es formar una señal modulada que ocupe un gran ancho de banda, para ello existen dos sistemas para ensanchar el espectro: por secuencia directa y por salto de frecuencia.

El espectro ensanchado se basa en la expansión del espectro de la señal a transmitir por medio de secuencias ortogonales. De esta forma, el receptor solo puede demodular la señal si conoce la secuencia que se ha utilizado en su expansión, los demás transmisores que utilicen la misma banda ven la señal básicamente como ruido. Sin embargo para poder decodificar las señales CDMA debe haber una estricta sincronización entre las señales CDMA recibidas y el código generado en el receptor.

### **Acceso múltiple por división espacial**

El Acceso múltiple por división espacial (SDMA-Spatial Division Multiple Access), es la configuración más compleja, pues consiste en aprovechar al máximo las propiedades de selectividad espacial de las antenas de ambos enlaces para ubicar simultáneamente a varios usuarios en el mismo canal. Es decir, que podría haber varios usuarios utilizando al mismo tiempo la misma frecuencia. Emplea técnicas avanzadas de procesamiento para, en efecto, localizar y rastrear terminales fijos o móviles, en la dirección adaptativa de señales de transmisión hacia los usuarios y lejos de las interferencias. Esta tecnología de arreglos adaptativos alcanza niveles superiores de supresión de interferencias, posibilitando la reutilización eficiente de las frecuencias. El aumento en la capacidad se produce en forma directa, debido a que se ha añadido una nueva dimensión para la gestión del espectro. La introducción de SDMA supondría la necesidad de contar también con complicados sistemas de gestión de usuarios, de asignación de canales, etc.

En el escenario más simple, el de un solo usuario y sin interferencias, el sistema se adapta al movimiento del usuario proporcionando un patrón de antena que sigue el usuario, siempre proporcionando la máxima ganancia en la dirección del usuario.

El componente de estación base de división espacial acceso múltiple SDMA es un sistema de arreglos adaptativo avanzado. El principio de SDMA es bastante diferente de los enfoques conocidos, el funcionamiento es análogo al de la audición humana.

Considere la siguiente analogía: si cierra los ojos y escuchar una fuente de sonido, puede identificar la dirección de la que el sonido viene con notable precisión, como se presenta en la figura 3.7, la señal deseada a recibir es la pintada de celeste, la que se quiere omitir es la de color negro. Las antenas realizan la misma función, solo que están detectando señales de otras frecuencias de radio.

Cada oído recibe el sonido en un momento diferente dependiendo de la dirección de donde viene el sonido. El cerebro procesa la información de ambos oídos y calcula la dirección de donde viene el sonido. Luego combina los sonidos, procedentes de la dirección que seleccionaste, constructivamente. Los sonidos de las otras direcciones se suman de manera incoherente. El efecto neto es que puedes escuchar el sonido que has decidido escuchar dos veces tan fuerte como los sonidos de otras direcciones, y sabes de que dirección viene el sonido. El arreglo de antenas utilizado para detectar señales de radiofrecuencia poseen varios elementos de antena utilizadas en modo recepción y transmisión.

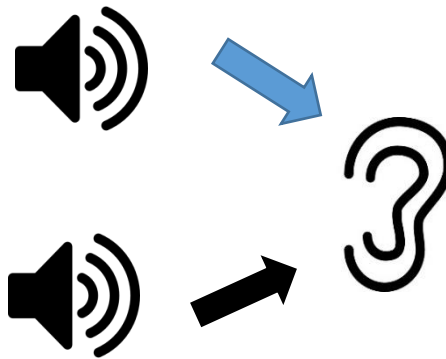


Fig. 3.7 Esquema de audición selectiva

La siguiente secuencia de eventos ocurre cada segundo en un sistema SDMA:

- 1) Se toma una "instantánea" o muestra de las señales que vienen de los elementos de antena, se los digitaliza y se almacena en la memoria.
- 2) El procesador SDMA analiza la muestra para obtener una estimación del entorno, identificando usuarios e interferentes y sus ubicaciones.
- 3) El procesador calcula la estrategia de combinación de las señales recibidas que recuperan óptimamente las señales de los usuarios. Con esta estrategia, la señal de cada usuario se recibe con la mayor ganancia posible y son rechazadas tanto como sea posible los otros usuarios y señales interferentes.

4) Se realiza un cálculo análogo para permitir la transmisión espacial selectiva desde las antenas. La señal de cada usuario se entrega efectivamente a través de un canal de comunicación separada, un canal espacial.

5) El sistema ahora tiene la capacidad de transmitir y recibir información sobre cada uno de los canales espaciales, siendo canales de dos vías.

El resultado neto del proceso anterior es que el sistema SDMA puede crear una serie de canales espaciales bidireccionales en un solo canal convencional, ya sea frecuencia, tiempo o código. Cada uno de estos canales espaciales disfrutan de la máxima ganancia y capacidades de rechazo interferencia del arreglo de antenas. En teoría, un arreglo con  $m$  elementos pueden soportar  $m$  canales espaciales por canal convencional. En la práctica, el número es algo menor y depende del medio ambiente [75].

Los beneficios de un sistema SDMA incluyen los siguientes:

- Extensión de rango: el área de cobertura del arreglo es mayor que la de cualquier elemento como resultado de la ganancia provista por el arreglo. Cuando un sistema se construye utilizando SDMA, el número de celdas requeridas para cubrir un área determinada puede ser sustancialmente reducido.
- Interferencia de otros sistemas y de usuarios en otras celdas se reducen significativamente: En zonas “ruidosas” donde el rango está limitado por interferencia, la transmisión selectiva espacial y la recepción se extienden de rango.
- Los efectos destructivos de las señales multicamino, que son copias de la señal deseada que ha llegado a la antena después de rebotar desde la fuente de señal y la antena, se puede utilizar para reforzar la señal deseada.
- La capacidad del sistema se incrementa en dos diferentes formas:
  - a) Los canales que reutilizan diagramas de radiación en sistemas celulares pueden ser significativamente más estrechos porque la interferencia promedio resultante de las señales de co-canal en otras células es marcadamente reducida.
  - b) Se pueden crear canales espaciales separados en cada celda en el mismo canal convencional.
- Debido a que SDMA emplea una transmisión espacialmente selectiva, una estación base SDMA irradia mucha menos potencia total que una estación base convencional. El resultado es una reducción en la contaminación de RF en toda la red. Otra es una reducción en el tamaño del amplificador de potencia. Primero, la potencia se divide entre los elementos, y luego la potencia de cada elemento es reducida porque la energía se está entregando direccionalmente. Con un arreglo de diez elementos, los amplificadores en cada elemento sólo necesitan transmitir una centésima parte de la potencia.
- La dirección de cada canal espacial es conocida y puede ser utilizado para establecer con precisión la posición de la fuente de la señal.
- SDMA es compatible con casi cualquier método de modulación, ancho de banda o banda de frecuencia. Se puede implementar con una amplia gama de geometrías de arreglos y tipos de antenas.

El mayor beneficio de SDMA está en la flexibilidad ofrecida al sistema implementador.

El objetivo final en el desarrollo de sistemas de radio inalámbrico es SDMA, se encuentra entre la utilización más sofisticada de la tecnología de antena inteligente; la capacidad avanzada de procesamiento espacial le permite localizar a muchos usuarios, creando diferentes haces para cada usuario. Esto significa que más de un usuario se le puede asignarse al mismo canal de comunicación física en la misma celda simultáneamente, con solo un ángulo de separación. Esto se logra al tener  $N$  formadores de haz en paralelo en la estación base que operan independientemente, donde cada formador de haz tiene su propio algoritmo de conformación de haz adaptativo para controlar su propio conjunto de pesos y su propio algoritmo de dirección de llegada DoA para determinar el retraso de tiempo de cada señal de usuario. Cada formador de haz crea un máximo hacia su usuario deseado mientras anula o atenúa a los otros usuarios. Esta tecnología mejora enormemente la capacidad de supresión de interferencias al tiempo que aumenta la frecuencia de reutilización, lo que resulta en una mayor capacidad y menor costo de infraestructura. Básicamente, la capacidad se incrementa no solo a través de la reutilización de frecuencias entre células, sino también a través de reutilización de frecuencia en la celda.

### 3.4 Caracterización del canal

Hasta ahora, el problema de la capacidad se ha asociado únicamente con la interferencia de cocanal y con el agotamiento de los canales debido a la gran cantidad de usuarios. Sin embargo, el desvanecimiento por trayectos múltiples y la propagación por retardo también contribuyen a reducir la capacidad del sistema. Por tal razón se estudia y caracteriza el canal donde se propagará la señal del transmisor al receptor, como se esquematiza en la figura 3.8. Afortunadamente, debido a la capacidad de los sistemas de antenas inteligentes para adaptarse a la señal del medio ambiente, son capaces de reducir considerablemente la propagación de retardo y el desvanecimiento por trayectos múltiples, aumentando así la capacidad.

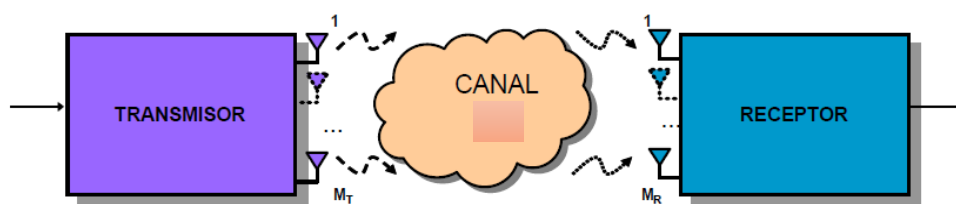


Fig. 3.8. Esquema de caracterización del canal

La señal generada por el dispositivo móvil del usuario es de naturaleza omnidireccional; por lo tanto, hace que la señal se refleje en estructuras, como edificios. Por último, esto resulta en la llegada de múltiples versiones retrasadas, multirutas, de la señal principal en la estación base, como se muestra en la Figura 3.9. Esta condición se conoce como propagación por múltiples trayectorias o multitrayecto. En general, estas señales retardadas múltiples no coinciden en fase debido a la diferencia en la longitud del trayecto en la estación base.

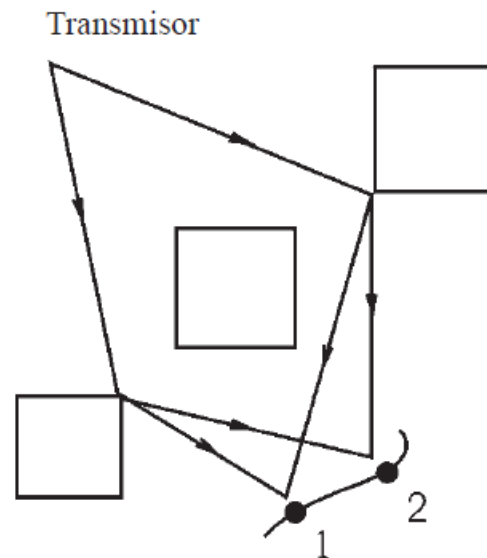


Fig. 3.9 Propagación por multitrayectorias [65]

Los sistemas de antenas inteligentes pueden comparar la señal que reciben del medio ambiente con la transmitida, por lo que pueden rechazar las señales reflejadas dependiendo de si las señales son copias retrasadas de la SOI o las SNOIs. Esta es una ventaja porque las antenas inteligentes no solo son capaces de extraer información de la ruta directa del SOI sino también pueden extraer información de la versión reflejada del SOI mientras que rechaza las señales interferentes o SNOIs. Por lo tanto, debido a esta capacidad de gestionar las señales multitrayectos, los sistemas de antena inteligente mejoran la calidad del enlace.

Como las señales se retrasan, las fases de las componentes de la señal que se propaga por múltiples trayectos se pueden combinar de forma destructiva en una banda estrecha, lo que lleva al desvanecimiento del nivel de la señal recibida. Esto se traduce en una reducción de la intensidad de la señal.

Un tipo de desvanecimiento es el desvanecimiento de Rayleigh o el desvanecimiento rápido. El desvanecimiento es constantemente cambiante, y es un fenómeno tridimensional 3D que crea zonas de desvanecimiento. Estas zonas de desvanecimiento suelen ser pequeñas y tienden a atenuar periódicamente la señal recibida, es decir, degradarla en calidad, a medida que los usuarios pasan a través de ellos. A pesar de que el desvanecimiento, en general, es un problema difícil, los sistemas de antena inteligente funcionan mejor que los sistemas anteriores, a menos que el desvanecimiento sea grave.

Este problema de múltiples rutas se basa en el principio de interferencia constructiva o destructiva debido a la suma o cancelación de fase de las señales. Cuando esto sucede, una llamada no puede mantenerse durante un largo período de tiempo, y cae produciéndose una atenuación de la propagación muy corta y grande. En señales digitales, el efecto de multitrayecto causa una condición llamada propagación de retardo o comúnmente llamado fading selectivo. En otras palabras, los símbolos que representan los bits cercanos entre sí y causan interferencia entre símbolos ISI. Cuando esto ocurre, la tasa de error de bits BER aumenta, y se observa una notable degradación en la calidad.

Otro problema de propagación de la señal en sistemas de telecomunicación móvil es la interferencia de cocanal. Esto ocurre cuando la señal de un usuario interfiere con una celda que tiene el mismo conjunto de frecuencias. Las células omnidireccionales sufren más de la interferencia de cocanal que las sectorizadas, y sistemas de antena inteligente, debido a su capacidad para sintonizar la interferencia del canal, y rendir al máximo en este entorno.

### **3.5 Diversidad de Espacio**

El concepto de diversidad de espacio está encaminado a reducir el desvanecimiento en las señales de distintas trayectorias. El desvanecimiento de la señal recibida en la estación base no puede ser el mismo en dos arreglos de sensores al mismo tiempo, por lo tanto, el sistema escoge la señal con mejor calidad de estos arreglos. Esta técnica es fácil de implementar cuando los desvanecimientos en las señales no están correlacionados.

#### **Técnicas de diversidad y combinación**

Hay varias técnicas de diversidad para evitar el fading selectivo, una de las más utilizada es la diversidad espacial. Estas técnicas de diversidad espacial son una aproximación efectiva para combatir el efecto de desvanecimiento por multipropagación. Dichas técnicas son usadas en el receptor o transmisor de dos o más antenas que están separadas suficientemente para envolver su desvanecimiento de correlación. Algunas técnicas de diversidad y combinación son: diversidad selectiva, conmutada, por máximo ratio y de igual ganancia.

El criterio que se utiliza se basa en la detección de la pérdida del nivel de intensidad de una señal, diversidad selectiva donde el sistema puede monitorear el nivel de intensidad de la señal en todas las antenas simultáneamente y seleccionar la de mayor intensidad en un instante de tiempo y combinación de igualdad de ganancias, donde la señal de cada antena es combinada para tener acceso a todas las fases de las señales y tener un punto común de referencia.

## CAPITULO 4

## PRINCIPIOS DE ANTENAS ADAPTATIVAS DOA – BEAM FORMING

## 4.1 Introducción

Una agrupación de antenas adaptativas trabaja utilizando diferentes algoritmos, uno de ellos es un algoritmo de conformación de haz para ajustar el diagrama de radiación que radie nulos en la dirección de los interferentes y haces más estrechos hacia las fuentes de interés, de aquí la importancia de que la agrupación conozca las direcciones de arribo DoA (Direction Of Arrival), mediante otro algoritmo, que conozca tanto las señales de los usuarios de interés como de los interferentes, con el fin de discriminarlos en lo posible en el diagrama de radiación. Se observa en la figura 4.1 un esquema de la implementación de los algoritmos.

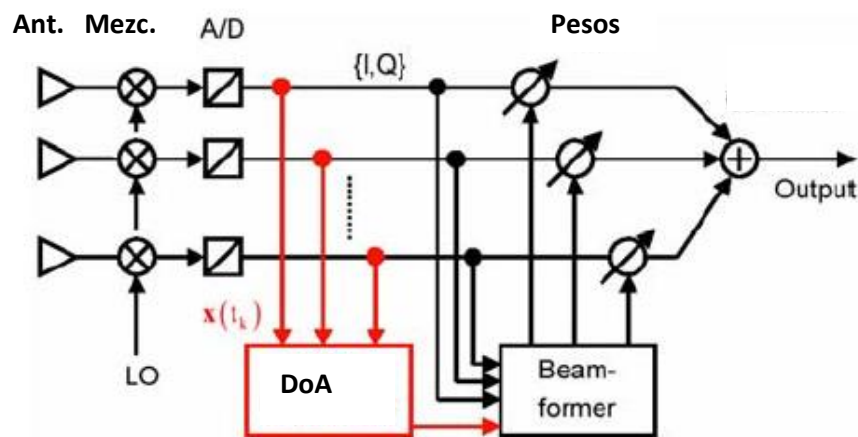


Fig. 4.1 Diagrama en bloque de un sistema de antenas inteligentes [76]

La formación de haz es una técnica general de procesamiento de señales utilizada para controlar la direccionalidad de la recepción o transmisión de una señal en un conjunto de transductores. La formación del haz crea el diagrama de radiación del arreglo de antenas agregando las fases de las señales en la dirección deseada y anulando el diagrama en la dirección no deseada. Las fases y amplitudes se ajustan para optimizar la señal recibida. Una herramienta estándar para analizar el rendimiento de un formador de haz es la respuesta para un vector dado  $n-1$   $w(k)$  en función de  $\theta$ , conocida como respuesta del haz, esta respuesta angular se calcula para todos los ángulos posibles.

Un formador de haz de peso fijo como se muestra en la figura 4.2 es una antena inteligente en la que el peso fijo ( $w_i$ ) de cada elemento se utiliza para estudiar la señal que llega desde una dirección específica a cada elemento de antena del arreglo ( $x_i$ ). Dado que optimiza la señal que llega desde una dirección específica mientras se atenúan las señales de otras direcciones, por lo que se denomina filtro espacial. En el enfoque de esta tesis de formación de haz de peso fijo, los ángulos de llegada no cambiarán con el tiempo, por lo que no sería necesario ajustar el peso óptimo. En el caso de la detección de arribo DoA vamos a citar los algoritmos utilizados.

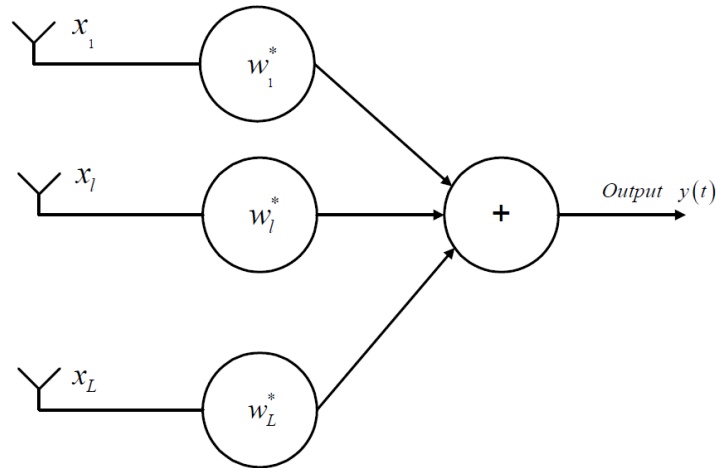


Fig. 4.2 Conformador de haz de antenas adaptativas

#### 4.2 Señal deseada versus señal de interferencia

Un criterio que se aplica para mejorar la señal recibida y minimizar las señales de interferencia se basa en maximizar la SIR. La relación señal interferencia SIR se define como la relación entre la potencia de señal deseada y la potencia de señal no deseada.

Si una señal deseada llega al arreglo desde el ángulo  $\theta$  y  $N$  interferentes que lleguen desde los ángulos  $\theta_1, \dots, \theta_N$ . La señal y las fuentes de interferencia son recibidas por un arreglo de  $M$  elementos con  $M$  posibles ponderaciones de pesos. Cada señal recibida en el elemento  $M$  también incluye ruido gaussiano aditivo. El tiempo está representado por  $k_t$  muestras en la unidad de tiempo, como se presenta en la figura 4.3. Por lo tanto, los pesos a la salida del arreglo se pueden expresar de la siguiente forma [77]:

$$\mathbf{y}(k) = \bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{x}}(k) \quad (4.1)$$

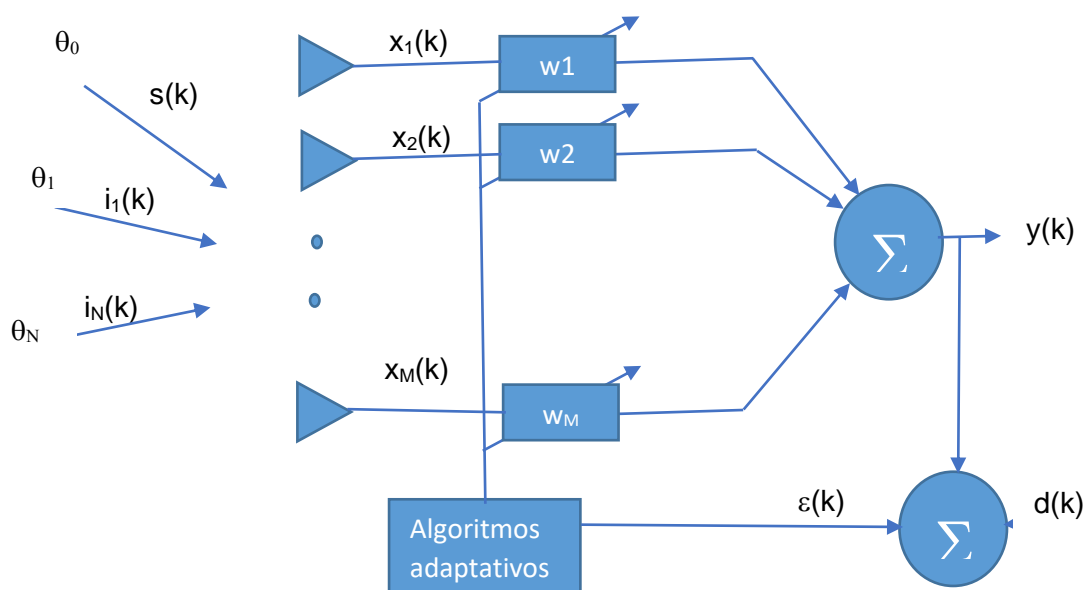


Fig. 4.3 Esquema en bloque de un sistema de antenas inteligentes



Donde

$$\bar{\mathbf{x}}(\mathbf{k}) = \bar{\mathbf{a}}_0 s(\mathbf{k}) + [\bar{\mathbf{a}}_1 \ \bar{\mathbf{a}}_2 \ \dots \ \bar{\mathbf{a}}_N] \cdot \begin{bmatrix} i_1(\mathbf{k}) \\ i_2(\mathbf{k}) \\ i_N(\mathbf{k}) \end{bmatrix} + \bar{\mathbf{n}}(\mathbf{k}) \quad (4.2)$$

Pesos del arreglo de antenas  $\bar{\mathbf{w}} = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_M]^T$

Vector de señal deseada  $\bar{\mathbf{x}}_s(\mathbf{k})$

Vector de señal interferente  $\bar{\mathbf{x}}_i(\mathbf{k})$

Ruido gaussiano con media cero para cada canal  $\bar{\mathbf{n}}(\mathbf{k})$

Vector de dirección de arribo  $\theta_i$  al elemento M del arreglo  $\bar{\mathbf{a}}_i$

La salida del arreglo de pesos de la señal deseada es:

$$\sigma_s^2 = \bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{R}}_{ss} \cdot \bar{\mathbf{w}} = E \left[ |\bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{x}}_s|^2 \right] \quad (4.3)$$

Como  $R_{ss}$  es Hermítica, puede descomponerse y tiene valores propios reales. La matriz de correlación de la señal es:

$$\bar{\mathbf{R}}_{ss} = E[\bar{\mathbf{x}}_s \cdot \bar{\mathbf{x}}_s^H] \quad (4.4)$$

Donde el vector de la señal deseada aparece elevada a H debido a que es Hermitica.

La salida del arreglo de pesos de la señal indeseada es:

$$\sigma_u^2 = \bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{R}}_{uu} \cdot \bar{\mathbf{w}} = E \left[ |\bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{u}}|^2 \right] \quad (4.5)$$

$$\bar{\mathbf{R}}_{uu} = \bar{\mathbf{R}}_{ii} + \bar{\mathbf{R}}_{nn} \quad (4.6)$$

Donde

$\bar{\mathbf{R}}_{ii}$  es la matriz de correlación de señales interferentes

$\bar{\mathbf{R}}_{nn}$  es la matriz de correlación de ruido

La relación SIR (Signal Interference Ratio) se define en función de los parámetros citados anteriormente como:

$$SIR = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_u^2} = \frac{\bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{R}}_{ss} \cdot \bar{\mathbf{w}}}{\bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{R}}_{uu} \cdot \bar{\mathbf{w}}} \quad (4.7)$$

La conformación del haz óptimo se realiza utilizando una señal de referencia para obtener los pesos. Para minimizar el error se puede utilizar el mínimo error cuadrático medio MSE (Minimun Mean Square Error).

Los pesos son ajustados por la señal de error:

$$\boldsymbol{\varepsilon}(\mathbf{k}) = \mathbf{d}(\mathbf{k}) - \bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{x}}(\mathbf{k}) \quad (4.8)$$

Donde

$\boldsymbol{\varepsilon}(\mathbf{k})$  es el error cuadrático medio

$\mathbf{d}(\mathbf{k})$  es la señal de referencia que se compara con la señal de salida del conformador de haces.

La principal restricción para calcular los pesos es minimizar el error cuadrático medio entre la salida del arreglo y la señal de referencia.

$$MSE = |\boldsymbol{\varepsilon}(\mathbf{k})|^2 = |\mathbf{d}(\mathbf{k})|^2 - 2\bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{x}}(\mathbf{k}) + \bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{x}}(\mathbf{k}) \cdot \bar{\mathbf{x}}^H(\mathbf{k}) \cdot \bar{\mathbf{w}} \quad (4.9)$$

Operando con la expresión anterior:

$$E|\boldsymbol{\varepsilon}|^2 = E|\mathbf{d}|^2 - 2\bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{r}} + \bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{R}}_{ss} \cdot \bar{\mathbf{w}} \quad (4.10)$$

Donde la denominación E representa los valores propios reales (Eigenvalues).

Donde la correlación está definida como:

Correlación entre la salida del arreglo y la señal de referencia  $\bar{\mathbf{r}} = E[\mathbf{d}^* \cdot \bar{\mathbf{x}}]$

Correlación de la señal  $\bar{\mathbf{R}}_{ss} = E[\bar{\mathbf{x}} \cdot \bar{\mathbf{x}}^H] = \bar{\mathbf{R}}_{ss} + \bar{\mathbf{R}}_{uu}$

Los pesos son:

$$\bar{\mathbf{w}}_{MSE} = \bar{\mathbf{R}}_{xx}^{-1} \cdot \bar{\mathbf{r}} \quad (4.11)$$

El conformador de haz tiene la habilidad de obtener una señal débil en presencia de fuerte señal de interferencia tomando la señal de referencia para deshacerse de la señal interferente.

Existen otros métodos para obtener este resultado óptimo, se pueden utilizar el método de mínima varianza llamado también de mínima distorsión MVDR (Minimum Variance Performance Measure).

### 4.3 Algoritmos adaptativos

El algoritmo adaptativo utilizado para el procesamiento de la señal tiene un efecto significativo en el rendimiento de un sistema de antena inteligente. En realidad, no es la antena lo que es inteligente, la función de una antena es convertir ondas electromagnéticas libres en ondas electromagnéticas guiadas o viceversa, pero nada más. El algoritmo adaptativo es lo que le da inteligencia a un sistema de antena inteligente. Sin un algoritmo adaptativo, las señales originales o deseadas no se pueden extraer, ni rechazar las señales interferentes.

En el enfoque de formación de haz de peso fijo, los ángulos de llegada no cambian con el tiempo, por lo que no sería necesario ajustar el peso óptimo. Sin embargo, si los ángulos de llegada deseados cambian con el tiempo, es necesario diseñar un esquema de optimización que funcione sobre la marcha para seguir y recalculer el peso óptimo de la matriz que se realiza mediante el uso del algoritmo de formación de haz adaptativo. La tarea del algoritmo en un sistema de antena inteligente es ajustar las señales recibidas para que las señales deseadas se extraigan una vez que se combinan las señales. Se pueden utilizar varios métodos en la implementación de un algoritmo adaptativo.

En la analogía utilizada en el capítulo 3, al explicar la filosofía de SDMA, el sistema auditivo de un ser humano es muy parecido a un sistema de antena inteligente. De manera semejante, a una antena, nuestros oídos captan todas las ondas de sonido del entorno. De las ondas recibidas, el cerebro humano selecciona la información importante. Por ejemplo, las personas pueden escuchar una conversación a pesar de que la conversación puede tener lugar en un entorno muy ruidoso. La señal deseada se puede mezclar con otras interferencias como el ruido del tráfico, la música de fondo, muchas personas hablando, etc., pero el cerebro humano es capaz de eliminar los sonidos no relacionados con lo que quiere escuchar y concentrarse en esta. El ser humano puede incluso escuchar un sonido que es más débil que la interferencia.

El algoritmo adaptativo en un sistema de antena inteligente tiene un propósito similar al del cerebro en esta analogía, pero es menos sofisticado. Nuestro cerebro puede realizar la supresión y selección de la señal anterior con solo dos oídos, antenas en el caso de estudio, pero se requieren múltiples antenas para el algoritmo adaptativo, para que se pueda adquirir suficiente información sobre las señales del usuario para discriminar la señal a recibir. En los seres humanos, algunas personas son más inteligentes que otras. Del mismo modo, algunos algoritmos son más inteligentes que otros algoritmos. Un algoritmo inteligente generalmente requiere más recursos que los algoritmos que son menos inteligentes. A diferencia de nuestro cerebro, que es un recurso incorporado, los recursos tecnológicos para lograr estos objetivos significan componentes más costosos y sistemas más complicados.

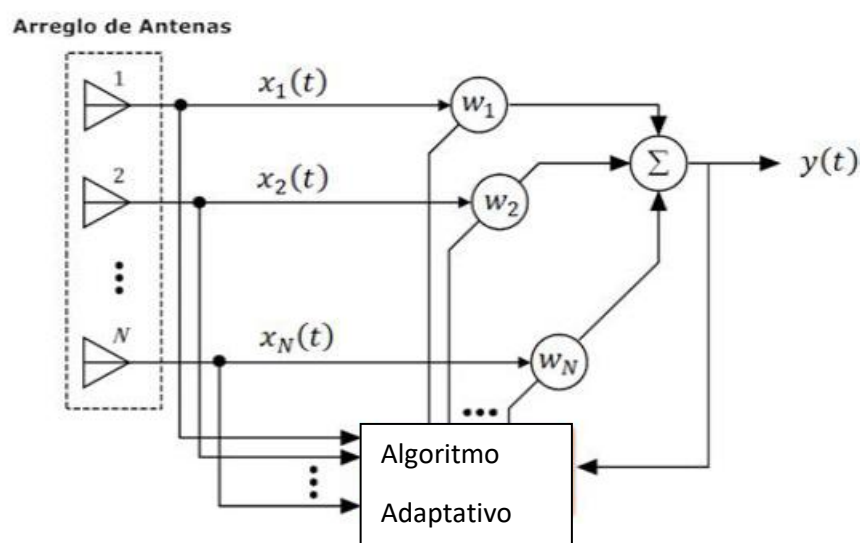


Fig. 4.4 Esquema en bloque de un sistema de antenas inteligentes con el bloque del algoritmo adaptativo utilizado [78]

Los algoritmos adaptativos le dan al sistema de antenas inteligentes de la figura 4.4 la capacidad de generar la formación de haces del arreglo para direccionar el lóbulo principal de radiación hacia una dirección específica en el espacio. Al mismo tiempo anula su proyección en las direcciones no deseadas o usuarios interferentes.

### **Algoritmos de dirección de arribo [79]**

Para la estimación de dirección de arribo DoA, un sistema de antenas inteligentes necesita determinar las características de las señales incidentes y las direcciones de arribo, tanto de los usuarios de interés como de los interferentes. El objetivo es excluir en lo posible, los no deseados en el diagrama de radiación. La estimación de DoA implica un análisis de las señales en una matriz de correlación, seguido de un análisis de la relación señal a interferencia C/I (Carrier to Interference), más la razón de ruido SINR (Signal to Interference Noise Ratio). El principio de DoA se basa en el cálculo de los retardos de tiempo en el que la señal arriba a cada elemento del arreglo, dependiendo de su ángulo de llegada y el tiempo. Si la fuente de la señal que arriba está en movimiento, los vectores del arreglo variarán en el tiempo al igual que los ángulos de llegada correspondientes. Así, los esfuerzos para optimizar DoA se centran en minimizar tanto como sea posible los instantes de tiempo en el que arriba la señal, así como en la capacidad de adaptarse rápida y dinámicamente al desplazamiento de sus fuentes de origen.

Para su aplicación en sistemas de antenas inteligentes, los métodos de estimación de fuentes deben ser algoritmos de alta resolución y de respuesta en tiempo real, con el objetivo de obtener la posición angular de las fuentes o terminales móviles con un error bajo y en cualquier instante de tiempo. El método más empleado en la localización de fuentes es el algoritmo MUSIC (Multiple Signal Classification), el cual es un algoritmo de alta resolución pero que no permite la actualización de fuentes en tiempo real. Esto es debido a que MUSIC debe realizar la descomposición de valores singulares de la matriz de covarianza, la cual es estimada a partir de una muestra de tamaño  $N$  de los datos obtenidos a la salida de la agrupación de antenas cada vez que se requiere un ajuste de los ángulos de arribo (DOAs). Por lo tanto, la implementación de MUSIC resulta inconveniente cuando se requieren actualizaciones continuas de la posición espacial de las fuentes.

En primer lugar, el procesador de señal digital interpreta la información de la señal entrante utilizando un arreglo de antenas, determina los pesos complejos, amplificación y la información de fase y multiplica estos pesos por cada elemento de salida para optimizar el patrón de radiación del arreglo. Esta optimización se basa en criterios particulares, es decir, minimiza la interferencia y maximiza el haz principal para tener máxima ganancia en la dirección deseada. Para computar estos pesos óptimos se utilizan algoritmos de conformación de haces adaptativos.

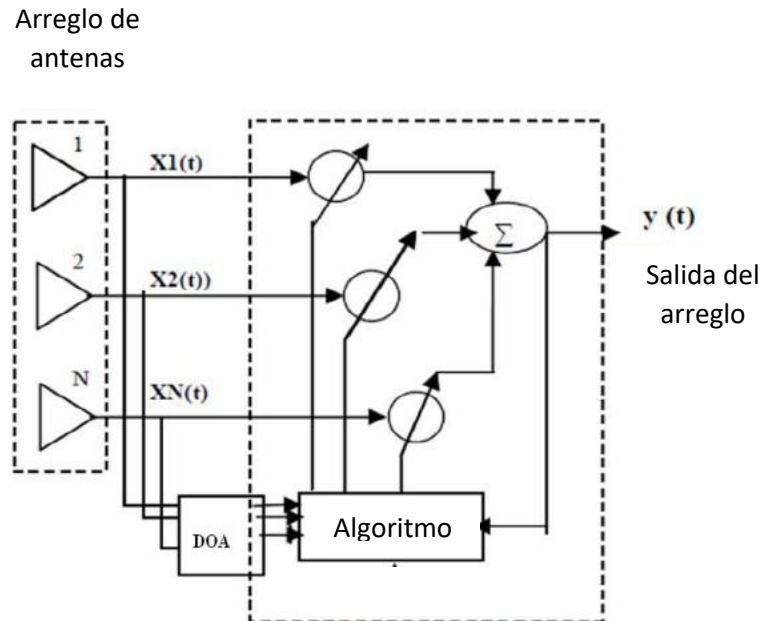


Fig. 4.5 Esquema de un sistema de antenas inteligentes con los bloques del algoritmo de detección de arribo de la señal deseada [78].

### Estimación de DoA

Varios algoritmos han sido desarrollados para la estimación DoA. El propósito de la estimación es adquirir la información del arreglo y determinar el ángulo de dirección del usuario deseado o señal y dar la salida al procesador digital de señales, y así, a los algoritmos de conformación de haz adaptativo. Los diferentes tipos de algoritmos de estimación DoA son:

- MUSIC – Clasificador de señal múltiple.
- ESPRIT - Estimación de parámetros de señal a través de Técnicas de Invarianza Rotacional.

Vamos a exponer brevemente el algoritmo MUSIC para la técnica del DoA, nos ocuparemos en más profundidad de los algoritmos de creación de haz beamforming [80].

MUSIC es una técnica de alta resolución basada en el aprovechamiento de la estructura propia de la matriz de covarianza de entrada. ESPRIT está basado en la propiedad de invarianza rotacional de la señal para hacer una estimación directa de DoA.

Para estimar las DoA se busca hallar en el conjunto de todos los posibles vectores de dirección de arribo los que sean ortogonales al sub-espacio de ruido. Si  $a(\theta)$  es el vector de dirección propio de una señal entrante, entonces  $a^H(\theta) \cdot E_n = 0$ . En la práctica no es ciertamente ortogonal al sub-espacio de ruido, y se debe a errores en la estimación de  $E_n$ .

$$P_{mu}(\theta) = \frac{1}{a^H(\theta) \cdot E_n \cdot E_n^H \cdot a(\theta)} \quad (4.12)$$

Donde

$a^H(\theta)$  es el vector de la señal recibida con una dirección angular dada hermitico.

$E_n$  es el vector proyección de la matriz de ruido.

Esta función arroja un valor muy grande cuando él  $\theta$  es igual a la DoA de una de las señales. El espectro de MUSIC se pueden ver en la figura 4.6, donde el denominador de la fórmula es el producto interno del vector de señal y la matriz de ruido. Cuando  $(\theta)$  es ortogonal con cada columna de  $E_n$ , el valor de este denominador es cero, pero debido a la existencia del ruido, en realidad es un mínimo.  $P_{mu}(\theta)$  tiene un pico, con esta fórmula, haciendo  $\theta$  cambiar y estimando el ángulo de llegada se encuentra el pico.

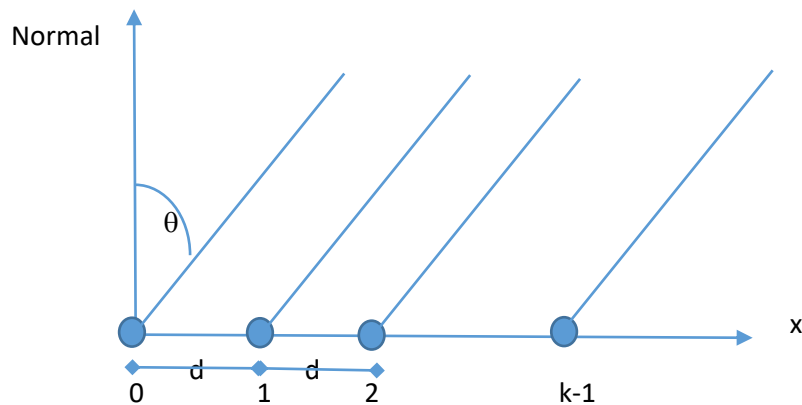


Fig. 4.6 Agrupacion lineal de antenas con señales incidentes

MUSIC tiene buen rendimiento y se utiliza en una amplia variedad de geometrías de arreglos. Ofrece alta resolución, pero muestra problemas referidos a la estimación del número real de fuentes y la separación de los vectores propios de ruido de la señal, la alta correlación de las señales por el efecto de multitrayecto, la calibración de los elementos del arreglo, así como la degradación de la resolución frente a una cifra baja de muestras y SNR. Así, surgen algunas variantes como: Root MUSIC, Cyclic MUSIC, y BeamSpace MUSIC, para mejorar su desempeño y restar el costo computacional.

### Conformación del Haz – Beamforming

La conformación de haz es la capacidad del arreglo para direccionar el lóbulo principal de energía hacia una dirección específica en el espacio. Al mismo tiempo anula su proyección en las direcciones no deseadas o usuarios interferentes. La conformación del haz es también conocida por filtrado de espacialización.

Los algoritmos adaptativos pueden ser clasificados en categorías, basándose en diferentes técnicas. Las técnicas basadas en información, clasifican los algoritmos de la siguiente manera:

- Algoritmos basados en la señal de referencia. Este tipo de algoritmos se basa en la minimización del error mínimo cuadrado entre la señal recibida y la señal de referencia. Por lo tanto, se requiere que la señal de referencia esté disponible. La señal de referencia tiene una alta correlación con la señal deseada, por

ejemplo, el algoritmo SMI (Simple Matriz Inversion), LMS (Least Mean Square) y RLS (Recursive Least Squares). La señal de referencia no es la verdadera señal deseada, de hecho, es una señal que la representa de cerca o tiene una alta correlación con ésta.

- Algoritmos adaptativos ciegos. Estos algoritmos no requieren señal de referencia, generan por sí mismos la señal de referencia requerida desde las señales decepcionadas, para obtener así la señal deseada. Por ejemplo, algoritmos CMA (Constant Module Algorithm), ciloestabilidad y decisión directa [81].

#### 4.4 Algoritmos basados en la señal de referencia

##### 4.4.1 Algoritmo de mínimo cuadrado medio LMS

El algoritmo LMS fue desarrollado por Widrow y Hoff en 1959. Éste utiliza la aproximación estocástica para el cálculo de la gradiente de la función de costo MMSE (Minimum Mean Square Error). El método de minimización de la función de costo se conoce como “descenso por gradiente” (steepest descent), lo que significa que el error cuadrático medio mínimo siempre sigue la dirección tangente a la superficie, ya que de esta manera desciende más rápidamente. LMS es un algoritmo iterativo que hace correcciones sucesivas de los pesos, los cuales dirigen a menores errores cuadráticos medios. El método de descenso por gradiente presenta una expresión iterativa para la actualización del vector de pesos, requiere un mayor número de iteraciones para llegar a la convergencia, también requiere un mayor número de coeficientes para funcionar, su cálculo de error es inferior al de otros algoritmos adaptativos, pero tiene la ventaja de ser más fácil de entender matemáticamente, tiene características lineales lo que garantiza que el sistema sea más robusto, es decir que no se caiga el sistema, por eso es ampliamente usado, solo y en híbridos con otros algoritmos.

El algoritmo LMS utiliza el conformador de haces adaptativos el cual es una técnica que permite una máxima radiación hacia un usuario deseado y nulos en la dirección de las señales interferentes [82].

El algoritmo contiene tres pasos en cada recursión: el cálculo de la señal procesada con el conjunto actual de pesos, la generación del error entre la señal procesada y la señal deseada, y el ajuste de los pesos con la nueva información de error por el gradiente método.

El error se puede definir como la salida negativa de los pesos del arreglo:

$$\varepsilon(\mathbf{k}) = \mathbf{d}(\mathbf{k}) - \bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{x}}(\mathbf{k}) \quad (4.13)$$

El error cuadrado es

$$|\varepsilon(\mathbf{k})|^2 = |\mathbf{d}(\mathbf{k}) - \bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{x}}(\mathbf{k})|^2 \quad (4.14)$$

La función costo se define:

$$J(\bar{\mathbf{w}}) = \mathbf{D} - 2\bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{r}} + \bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{R}}_{xx} \cdot \bar{\mathbf{w}} \quad (4.15)$$

Para minimizar la función costo tomamos el gradiente de la expresión anterior tendiendo a cero, es decir  $D \rightarrow 0$ , entonces la solución de los pesos óptimos es:

$$\bar{\mathbf{w}}_{opt} = \bar{\mathbf{R}}_{xx}^{-1} \cdot \bar{\mathbf{r}} \quad (4.16)$$

El gradiente de la función costo tenemos la solución del LMS:

$$\bar{\mathbf{w}}(\mathbf{k} + 1) = \bar{\mathbf{w}}(\mathbf{k}) + \mu \cdot \mathbf{e}^*(\mathbf{k}) \cdot \bar{\mathbf{x}}(\mathbf{k}) \quad (4.17)$$

Donde  $\mu$  es el parámetro de tamaño de paso que controla el ritmo de adaptación. A esta expresión se la denomina la forma generalizada del algoritmo LMS o función de control del algoritmo LMS. Esta expresión se puede implementar en MatLab y así conocer la distribución del algoritmo.

#### 4.4.2 Algoritmo cuadrado mínimo recursivo RLS

Cuando el medio que se quiere simular es cambiante y dinámico se requiere de algoritmos que se adapten rápidamente a los cambios. Para estos casos el algoritmo LMS no nos brinda un buen rendimiento. Con esos propósitos se crearon algoritmos de respuesta rápida, como el algoritmo RLS (Recursive Minimum Square). Una manera de aumentar la velocidad de convergencia del algoritmo adaptativo es calcular directamente el vector de pesos a través de la ecuación de Wiener. Presenta varias ventajas como el disminuir el número de iteraciones para llegar a su convergencia, además permite hacer operaciones matemáticas más complejas que el mínimo cuadrado. Utiliza el filtro de kalman para hallar su solución. Requiere señal de referencia e información de matriz de correlación. En el algoritmo RLS los pesos se actualizan mediante la ecuación [83]:

$$\bar{\mathbf{w}}(\mathbf{k}) = \bar{\mathbf{w}}(\mathbf{k} - 1) + \bar{\mathbf{g}}(\mathbf{k})[\mathbf{d}^*(\mathbf{k}) - \bar{\mathbf{x}}^H(\mathbf{k})\bar{\mathbf{w}}(\mathbf{k} - 1)] \quad (4.18)$$

Donde  $\bar{\mathbf{g}}_k(k)$  es el vector ganancia y es expresado como:

$$\bar{\mathbf{g}}(\mathbf{k}) = \bar{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}(\mathbf{k}) \cdot \bar{\mathbf{x}}(\mathbf{k}) \quad (4.19)$$

Donde

$$\bar{\mathbf{R}}_{xx}(\mathbf{k}) = \sum_{i=1}^k \bar{\mathbf{x}}(i)\bar{\mathbf{x}}^H(i) \quad (4.20)$$

#### 4.5 Algoritmos adaptativos ciegos



#### 4.5.1 El algoritmo Adaptativo de Módulo Constante (CMA)

Muchos algoritmos de conformación de haz adaptativos se basan en minimizar el error entre la señal de referencia y la salida del arreglo. La señal de referencia es típicamente una secuencia de entrenamiento utilizada para entrenar la matriz adaptativa o una señal deseada en base a un conocimiento anterior de la naturaleza de las señales que llegan. En el caso de que una señal de referencia no esté disponible, se debe recurrir a una variedad de técnicas de optimización que no tienen en cuenta el contenido exacto de las señales entrantes.

El algoritmo del módulo de constante es un algoritmo ciego donde una señal de referencia no está disponible. Es un algoritmo basado en un gradiente que tiene una amplitud o módulo constante. Godard fue el primero en proponer una familia de algoritmos de ecualización ciega de módulo constante. El algoritmo contiene tres pasos en cada recursión: primero el cálculo de la señal procesada con el conjunto actual de pesos, seleccionando el peso inicial  $w$ , luego la generación del error, y por último el ajuste de los pesos con la nueva información de error.

El CMA (Constant Modulus Algorithm) genera su propia señal de referencia desde las señales recibidas, esta es una ventaja que poseen sobre los algoritmos LMS y RLS, aunque en ocasiones no se utilice esta propiedad del algoritmo CMA, ya que muchas veces se prefiere hacer un híbrido LMS-CMA o RLS-CMA para aprovechar las características lineales que poseen los algoritmos LMS y RLS. Las siguientes ecuaciones resumen los tres pasos anteriores:

Salida de la señal con pesos:

$$\mathbf{y}(k) = \bar{\mathbf{w}}^H \cdot \bar{\mathbf{x}}(k) \quad (4.21)$$

La señal de error resultante

$$\mathbf{e}(k) = \mathbf{y}(k)|\mathbf{y}(k)|^{p-2}(R_p - |\mathbf{y}(k)|^p) \quad (4.22)$$

La función de costos de Godard está dada por:

$$J(k) = E\left[ (|\mathbf{y}(k)|^p - R_p)^q \right] \quad (4.23)$$

Donde  $p$  es entero positivo y  $q$  es entero positivo igual a uno.

La  $R_p$  se define como cuando la función de gradiente de costo es cero.

$$R_p = \frac{E[|s(k)|^{2p}]}{E[|s(k)|^p]} \quad (4.24)$$

Los pesos se actualizan por la ecuación:

$$\bar{\mathbf{w}}(k+1) = \bar{\mathbf{w}}(k) + \mu \cdot \mathbf{e}^*(k) \cdot \bar{\mathbf{x}}(k) \quad (4.25)$$

#### 4.5.2 Algoritmo matriz de muestra de inversión

Este método también se conoce como inversión de matriz directa DMI. La matriz de muestra es una estimación del promedio de tiempo de la matriz de correlación del arreglo de antenas utilizando k-muestras de tiempo. Si el proceso aleatorio es ergódico en la correlación, la estimación del promedio de tiempo será igual a la matriz de correlación real. En este método utilizamos un bloque de datos de longitud k, por lo que este método se denomina enfoque de bloque adaptable. Así, estamos adaptando el peso bloque por bloque [82].

La estimación de la matriz de correlación del arreglo es:

$$\bar{\mathbf{R}}_{xx}(\mathbf{k}) = \frac{1}{K} \bar{\mathbf{x}}_K(\mathbf{k}) \bar{\mathbf{x}}_K^H(\mathbf{k}) \quad (4.26)$$

La estimación del vector de correlación es

$$\bar{\mathbf{r}}(\mathbf{k}) = \frac{1}{K} \mathbf{d}^*(\mathbf{k}) \cdot \bar{\mathbf{x}}_K(\mathbf{k}) \quad (4.27)$$

Los pesos del algoritmo SMI se pueden calcular

$$\bar{\mathbf{w}}_{SMI}(\mathbf{k}) = \bar{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}(\mathbf{k}) \bar{\mathbf{r}}(\mathbf{k}) = [\bar{\mathbf{x}}_K(\mathbf{k}) \bar{\mathbf{x}}_K^H(\mathbf{k})]^{-1} \mathbf{d}^*(\mathbf{k}) \bar{\mathbf{x}}_K(\mathbf{k}) \dots \dots \quad (4.28)$$

#### Mejora del algoritmo SMI

Uno de los enfoques más populares es el algoritmo SMI cargado LSMI, que intenta mejorar el desempeño del algoritmo anterior SMI mediante un desajuste del mismo. La esencia del algoritmo LSMI es reemplazar la matriz de covarianza expresada anteriormente en la sección anterior, de la muestra convencional  $R$  por la llamada matriz de covarianza cargada diagonalmente.

$$\bar{\mathbf{R}}_{dl} = \bar{\mathbf{R}} + \xi \mathbf{I} \quad (4.29)$$

donde  $\xi$  es un factor de carga diagonal. Así que, podemos escribir el vector de peso LSMI en la siguiente forma

$$\mathbf{w}_{LSMI} = \bar{\mathbf{R}}_{dl}^{-1} \mathbf{a} = (\bar{\mathbf{R}} + \xi \mathbf{I})^{-1} \mathbf{a} \quad (4.30)$$

Por lo tanto, el algoritmo LSMI puede mejorar el rendimiento del algoritmo SMI en escenarios con un desajuste arbitrario del vector de dirección, esta mejora no es significativa porque el algoritmo LSMI explota el vector de dirección deseada y, por lo tanto, su rendimiento se degrada cuando la norma del vector de error es grande. Además, la elección correcta de  $\xi$  representa un problema grave en aplicaciones prácticas porque  $\xi$  depende de la señal desconocida y los parámetros de interferencia.

## 4.6 Redes neuronales

Las redes neuronales encuentran numerosas aplicaciones en el campo del procesamiento de señales, principalmente debido a su naturaleza de propósito general, altas tasas de convergencia y nuevas implementaciones. En la tecnología de las antenas inteligentes el procesamiento de señales del arreglo de antenas se centra en la formación del haz adaptativo. La formación del haz adaptativo se utiliza para mejorar una señal deseada al tiempo que suprime el ruido y la interferencia en la salida de una serie de elementos de antena [84].

El método de la red neuronal se utiliza normalmente en dos pasos: fase de entrenamiento y fase de rendimiento. La red neuronal se entrena primero con pares de patrones de entrada-salida conocidos. Después de la fase de entrenamiento, se puede utilizar directamente para reemplazar la dinámica del sistema complejo.

Los algoritmos de redes neuronales se utilizan ampliamente en aplicaciones de procesamiento de señales. Dado el crecimiento exponencial de servicios de telecomunicaciones, la cantidad de usuarios y señales de interferencia aumentan. Las redes neuronales NN (Neural Network) tienen un buen desempeño en estos temas, y pueden ser fácilmente implementadas en estas aplicaciones. La idea principal de las aplicaciones NN es definir pares de entrada y salida para la fase el entrenamiento. Las entradas de la fase de entrenamiento deben elegirse cuidadosamente, ya que la red neuronal va a hacer una optimización de valores para un nuevo par de entrada y salida. En este trabajo de tesis, las aplicaciones de conformación de haz se aplican con redes neuronales. La idea principal es analizar desde un formador de haz y dirigir los patrones del arreglo de antenas en la dirección de la señal deseada y poner nulos en las direcciones de interferencias. Las entradas se eligen como matrices de correlación de las señales entrantes. Las entradas están dadas por las distintas posibilidades de la dirección de llegada DoA. Las salidas son los pesos de los elementos de antena con respecto a cada matriz de correlación, estos pesos se utilizan para dirigir y dar forma al patrón de antena.

### La red neuronal con función de base radial RBFNN

La red neuronal con función de base radial RBFNN (Radial Basic Function Neural Network) se estudia una aplicación para la conformación de haz con red neuronal, con un arreglo lineal de antenas.

La red neuronal con función de base radial RBFNN es una red de alimentación de tres capas. Dado que la red RBFNN tiene una velocidad rápida de aprendizaje, necesita menos iteraciones para converger a los valores deseados.

La idea principal de RBFNN es hacer una unión entre las entradas y salidas de cualquier tamaño. Esta unión es una multifunción de entrada, la red trata de encajar los pares entrada – salida según esta función de multifunción.

Las funciones de RBFNN surgieron como una variante de la red neuronal artificial a finales de los 80. Se originó en el estudio para los problemas de interpolación de múltiples variables y sigue siendo un área de investigación principal en el análisis numérico. Desde otro punto de vista, el diseño de una red neuronal también se puede ver como un problema de adaptación de superficie en un hiperespacio donde el método RBF es una elección natural. Como uno de los modelos de redes neuronales más

populares, la red RBF ha atraído muchas atenciones en la mejora de su aproximación, así como en la construcción de su arquitectura. Los RBF están incrustados en una red neuronal de alimentación directa de dos capas. Dicha red se caracteriza por un conjunto de entradas y un conjunto de salidas. Entre las entradas y salidas hay una capa de unidades de procesamiento llamadas capas ocultas. Cada uno de ellos implementa una función de base radial. Las unidades de salida implementan una suma de pesos de salidas de las capas ocultas. La entrada en una red RBF no es lineal, mientras que la salida es lineal. Debido a sus propiedades de aproximación no lineal, las redes RBF pueden modelar mapas complejos.

Para utilizar una red de función de base radial, necesitamos especificar la función de activación de la capa oculta, el número de unidades de procesamiento, un criterio para modelar una tarea determinada y un algoritmo de entrenamiento para encontrar los parámetros de la red [85].

Encontrar los pesos de RBF se denomina entrenamiento de la red. Si tenemos a mano un conjunto de pares de entrada-salida, llamado conjunto de entrenamiento, optimizamos los parámetros de red para ajustar las salidas de red a las entradas dadas. El ajuste se evalúa por medio de una función de costo, generalmente asumida como el error cuadrático medio. Después del entrenamiento, la red RBF puede usarse con datos cuyas estadísticas subyacentes son similares a las del conjunto de entrenamiento.

### Arquitectura RBF

La red de funciones de base radial tradicional consiste de  $n$  componentes del vector de entrada por la alimentación a  $m$  funciones de base cuyos resultados son lineales combinados con pesos  $w_j$  ( $j = 1..m$ ) en la salida de red  $f(x)$ .

La característica única de la red RBF es el proceso realizado en la capa oculta. La idea es que los patrones de entrada forman agrupaciones. Si los centros de estos grupos se conocen, entonces la distancia desde el centro del grupo se puede medir. La función radial-base más utilizada es una función gaussiana. En una red RBF,  $r$  es la distancia desde el centro de la agrupación. La ecuación representa una curva gaussiana en forma de campana. La distancia medida desde el centro del agrupamiento es la distancia euclidiana. Para cada neurona en la capa oculta, los pesos representan las coordenadas del centro del grupo. Por lo tanto, cuando esa neurona recibe un patrón de entrada, se puede calcular la distancia al centro del agrupamiento [86].

En la arquitectura de una RBF la capa de entrada es simplemente una capa desplegable y no procesa. La segunda capa que es oculta realiza un mapeo no lineal del espacio de entrada en un espacio dimensional mayor en que los patrones se convierten linealmente separables. La capa final realiza una suma simple de pesos con una salida lineal. La activación de la capa oculta se basa en la distancia entre el vector de entrada y un vector prototipo. Un RBFN es una red neuronal artificial que utiliza la función de base radial como funciones de activación. Es una combinación lineal de funciones de base radial. La arquitectura para un RBF es una red de 3 capas, la capa de entrada es simplemente una capa desplegable y no procesa. La segunda capa que es oculta realiza un mapeo no lineal del espacio de entrada en un espacio dimensional mayor en que los patrones se convierten linealmente separables. La capa final realiza una suma simple de pesos con una salida lineal. La activación de la capa oculta se basa en la distancia entre el vector de entrada y un vector prototipo. Se observa la arquitectura de la RBF NN en la figura 4.7.

## Pasos de entrenamiento de la RBF

- 1) Generar el vector de salida del arreglo  $x(t)$ . Normalizar este vector de salida por su norma.
- 2) Presente el vector de salida del arreglo normalizado a la capa de entrada del RBFNN para entrenarlo. La capa de salida de entrenamiento de la RBFNN producirá como salida las estimaciones de pesos óptimos para las salidas del arreglo  $w_{opt}$ . A diferencia de los algoritmos, mínimo cuadrado LMS, mínimos cuadrados recursivos RLS o el de matriz de muestra de inversión SMI, donde se lleva a cabo la optimización siempre que las direcciones de las señales deseadas o interferentes difieran. En cambio, en este enfoque, los pesos de la red entrenada pueden ser utilizado para producir los pesos óptimos necesarios para dirigir haces estrechos de un arreglo adaptativa en tiempo real.

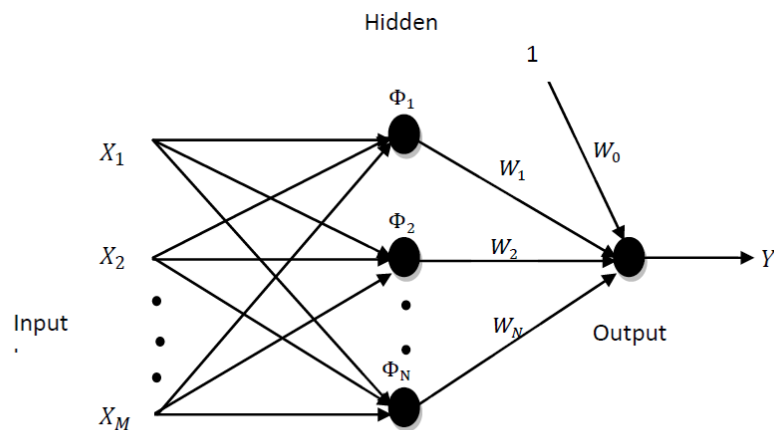


Fig. 4.7 Arquitectura de la RBFNN

Para aplicar las redes neuronales a la creación de haces, se implementará para un rango de interés angular de  $[-90^\circ, 90^\circ]$ . Se toma como dato para la simulación las posibilidades de un solo objetivo o múltiples objetivos en las direcciones dadas, el algoritmo tiene el conocimiento de la DoA. En la fase entrenamiento se da la dirección de una señal entrante como entrada a la red. Los pesos óptimos se obtienen entrenando la red neuronal.

Las salidas del arreglo se pre procesan, es decir las señales de llegada al conjunto de antenas y luego se aplican al RBFNN. La muestra de la matriz de covarianza  $\mathbf{R}$  se presenta a la capa de entrada del RBFNN, y el vector  $w_{RBF}$  se obtiene en la capa de salida. Como es el caso, con la mayoría de las redes neuronales, el RBFNN está diseñado para realizar un mapeo de los parámetros entrada-salida, entrenada con ejemplos  $(\mathbf{R}; w_{RBF})$ ,  $l = 1, 2, \dots, NT$ , donde  $NT$  representa el número de ejemplos contenidos en el conjunto de entrenamiento.

Generalmente, para un conjunto dado de diferentes puntos  $x$ , la técnica RBF usa una función  $F^*(x)$  de la siguiente forma:

$$F^*(x) = \sum_{i=1}^m w_i \phi_i(x) \quad (4.31)$$

Donde  $\phi_i(x)$  con  $i=1,2,\dots,m_1$  es un nuevo conjunto de funciones básicas que asumimos como linealmente independientes sin pérdida de generalidad,  $G(x,t)$  es una función de

Green centrada en  $t_i$ ,  $w_i$  constituyen un nuevo conjunto de pesos, y  $m_1$  es el número de centros, o el tamaño de la capa oculta. Normalmente, el número de funciones básicas es menor que el número de puntos de datos, es decir,  $m_1 \leq N$ . Una función de Green que se utiliza comúnmente es la función gaussiana multivariable.

$$G(\mathbf{x}, \mathbf{t}_i) = \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_i^2} \|\mathbf{x} - \mathbf{t}_i\|^2\right) \quad (4.32)$$

### Algoritmo RBF NN

Asumimos que la norma del vector dirección distorsión  $\mathbf{a}_e$ , puede hallarse conociendo una constante  $\varepsilon$ .

$$\|\mathbf{a}_e\| \leq \varepsilon \quad (4.33)$$

El vector de la señal presente

$$\check{\mathbf{a}} = \mathbf{a}_e + \bar{\mathbf{a}} \quad (4.34)$$

Siendo  $\bar{\mathbf{a}}$  el vector de la señal deseada

La función de costo de un algoritmo adaptativo de conformación de haz minimiza la potencia media de salida sujeta a la restricción de desigualdad. Por lo tanto, el problema de optimización se puede formular como [86]:

$$\min(\mathbf{a}_e + \bar{\mathbf{a}}) + \mathbf{R}^{-1}(\mathbf{a}_e + \bar{\mathbf{a}}) \quad \text{sujeto a } \|\mathbf{a}_e\| \leq \varepsilon \quad (4.35)$$

La solución se puede obtener utilizando el método multiplicador de Lagrange.

$$\Phi = (\mathbf{a}_e + \bar{\mathbf{a}})^H \mathbf{R}^{-1}(\mathbf{a}_e + \bar{\mathbf{a}}) + \lambda(\mathbf{a}_e^H \mathbf{a}_e - \varepsilon) \quad (4.36)$$

Para encontrar la norma del vector dirección:

$$\mathbf{a}_e = -(\bar{\mathbf{R}}^{-1} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \bar{\mathbf{R}}^{-1} \bar{\mathbf{a}} \quad (4.37)$$

$$\varepsilon^2 = \bar{\mathbf{a}}^H \bar{\mathbf{R}}^{-1} (\bar{\mathbf{R}}^{-1} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \bar{\mathbf{R}}^{-1} \bar{\mathbf{a}} \quad (4.38)$$

La matriz de covarianza se descompone en el valor propio y en el vector propio de la forma:

$$\bar{\mathbf{R}} = \mathbf{U} \Lambda \mathbf{U}^H \quad (4.39)$$

Las columnas de  $\mathbf{U}$  son los vectores propios y los elementos de la diagonal de  $\Lambda$  son valores conocidos de  $\mathbf{R}$ . Entonces:

$$\varepsilon^2 = \bar{\mathbf{a}}^H \mathbf{U} \Lambda^{-1} (\Lambda^{-1} + \lambda \mathbf{I})^{-2} \Lambda^{-1} \mathbf{U}^H \bar{\mathbf{a}} \quad (4.40)$$

Si hacemos  $F = \mathbf{U}^H \bar{\mathbf{a}}$  se puede expresar:

$$f(\lambda) = \sum_{i=1}^M \frac{|F_i|^2}{(1+\lambda\gamma_i)} = \epsilon^2 \quad (4.41)$$

Resolviendo la matriz de covarianza para  $\lambda$  por el método de Newton, el vector peso es:

$$\mathbf{w}_{RBF} = \frac{\bar{\mathbf{R}}^{-1}((\lambda\bar{\mathbf{R}}+I)^{-1}-I)\bar{\mathbf{a}}}{\bar{\mathbf{a}}^H \bar{\mathbf{R}}^{-1}((\lambda\bar{\mathbf{R}}+I)^{-1}-I)^2 \bar{\mathbf{a}}} \quad (4.42)$$

### Estrategias de aprendizaje

Existen diferentes estrategias que se utilizan en el diseño de una red RBF, según la forma en que se especifiquen los centros de las funciones de base de la red. Estas estrategias de diseño pertenecen a una red RBF cuya formulación se basa en la teoría de la interpolación. Utilizamos la selección supervisada de los centros como estrategia de aprendizaje. En este enfoque, los centros de las funciones de base radial y todos los demás parámetros libres de la red pasan por un proceso de aprendizaje supervisado; en otras palabras, la red RBF toma su forma más generalizada. Un candidato natural para tal proceso es el aprendizaje de error-correlación, que se implementa más convenientemente usando un procedimiento de descenso de gradiente que representa una generalización del algoritmo LMS.

El primer paso en el desarrollo de tal procedimiento de aprendizaje es definir el valor instantáneo de la función de costo:

$$\epsilon = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^N e_j^2 \quad (4.43)$$

Donde  $N$  es el tamaño de la muestra de entrenamiento usado en el aprendizaje y  $e_j$  es el error de la señal definido como:

$$e_j = \mathbf{d}_j - \mathbf{F}^*(\mathbf{x}_j) = \mathbf{d}_j - \sum_{i=1}^{m_1} \mathbf{G}(\|\mathbf{x}_j - \mathbf{t}_i\|^2) \mathbf{c}_i \quad (4.44)$$

El requisito es encontrar los parámetros libres  $w_i$ ,  $t_i$  y  $\Sigma_i^{-1}$ , este último relacionado con la norma de la matriz de pesos de  $c_i$ , y así minimizar la función de costo. Los resultados de esta minimización se resumen a continuación:

Capa de entrada – Pesos lineales

$$\frac{\partial \epsilon(n)}{\partial \mathbf{w}_i(n)} = \sum_{j=1}^N e_j(n) \mathbf{G}(\|\mathbf{x}_j - \mathbf{t}_i(n)\|^2) \mathbf{c}_i \quad (4.45)$$

$$\mathbf{w}_i(n+1) = \mathbf{w}_i(n) - \eta_1 \frac{\partial \epsilon(n)}{\partial \mathbf{w}_i(n)} \quad (4.46)$$

Capa oculta – Posición a los centros

$$\frac{\partial \epsilon(n)}{\partial \mathbf{t}_i(n)} = 2\mathbf{w}_i(n) \sum_{j=1}^N e_j(n) \mathbf{G}'(\|\mathbf{x}_j - \mathbf{t}_i(n)\|^2) \mathbf{c}_i \Sigma_i^{-1} [\mathbf{x}_j - \mathbf{t}_i(n)] \quad (4.47)$$

$$\mathbf{t}_i(n+1) = \mathbf{t}_i(n) - \eta_2 \frac{\partial \epsilon(n)}{\partial \mathbf{t}_i(n)} \quad (4.48)$$

### Capa oculta - Propagación de los centros

$$\frac{\partial \epsilon(n)}{\partial \Sigma_i^{-1}(n)} = -\mathbf{w}_i(n) \sum_{j=1}^N \mathbf{e}_j(n) G'(\|x_j - \mathbf{t}_i(n)\|) \mathbf{c}_i \mathbf{Q}_{ij}(n) \quad (4.49)$$

$$\mathbf{Q}_{ij}(n) = [x_j - \mathbf{t}_i(n)][x_{-j} - \mathbf{t}_{-i}(n)]^T \quad (4.50)$$

$$\Sigma_I^{-1}(n+1) = \Sigma_I^{-1}(n) - \eta_3 \frac{\partial \epsilon(n)}{\partial \Sigma_I^{-1}(n)} \quad (4.51)$$

Donde el término  $\epsilon(n)$  es la señal de error de la unidad de salida  $j$  en el momento  $n$ . El término  $G'()$  es la primera derivada de la función de Green. A la ecuación de actualización para  $w_i$ ,  $t_i$  y  $\Sigma_I^{-1}()$  se les asignan diferentes parámetros de velocidad de aprendizaje  $\eta_1$ ,  $\eta_2$  y  $\eta_3$ , respectivamente. La matriz de covarianza determina el campo receptivo de la función de base radial gaussiana.

Aquí los pares de entrada - salida de entrenamiento requeridos del conjunto de entrenamiento, que es  $\{R, w_{RBF}\}$ . En la aplicación, las fuentes deseadas están ubicadas en ángulos de elevación  $\theta$  que van desde  $-90^\circ$  a  $+90^\circ$  para abarcar el campo de visión de la antena. Una vez que el RBFNN se entrena con un conjunto representativo de pares de entrada - salida de entrenamiento, está listo para funcionar en la fase de rendimiento. En la fase de rendimiento, el RBFNN produce una estimación del vector de ponderación  $w_{RBF}$ .

Una vez que se completa la fase de entrenamiento, el RBFNN ha establecido una aproximación de la asignación de entrada-salida deseada. En la fase de rendimiento, se espera que la red neuronal se generalice, es decir, responda a entradas que nunca se han visto antes, pero que se extraen de la misma distribución que las entradas utilizadas en el conjunto de entrenamiento. En la fase de rendimiento, el RBFNN produce salidas a entradas no vistas previamente mediante la interpolación entre las entradas utilizadas en la fase de entrenamiento.

- (a) Generar la matriz de covarianza reorganizada;
- (b) Presente el vector de salida de la matriz en la capa de entrada del RBFNN entrenado. La capa de salida del RBFNN entrenado producirá la estimación del vector de peso para la salida de la matriz.

A diferencia de SMI, los algoritmos de mínimos cuadrados medios o recursivos mínimos, donde la optimización se lleva a cabo siempre que las direcciones de las señales deseadas o interferentes cambian, en nuestro algoritmo, el vector de peso de la red entrenada puede usarse para producir el vector de peso óptimo necesario para dirigir los haces estrechos de la matriz adaptativa a las direcciones de la señal deseada en tiempo real.



## CAPÍTULO 5

### SIMULACIONES Y DISCUSION DE RESULTADOS

#### 5.1 Introducción

En este capítulo presentamos algunas simulaciones y resultados de los algoritmos presentados en este trabajo. Mostrando las ventajas y desventajas de cada uno en la técnica de formación de haz adaptativo.

Para realizar las simulaciones utilizamos el software Matlab, y realizamos de acuerdo a las expresiones que caracterizan a cada algoritmo que nos permite evaluar a través de una simulación del rendimiento de los mismos.

Para realizar la simulación tuvimos que valernos de parámetros de arreglos de antenas que definen la conformación del haz de radiación del grupo de antenas, como ser el espaciado del elemento, donde elegimos  $d = \lambda / 2$  de un arreglo lineal de 10 elementos de antena. Se implementará para un rango de interés angular de  $[-90^\circ, 90^\circ]$ . Se toma como dato para la simulación las posibilidades de un solo objetivo o múltiples objetivos en las direcciones dadas, el algoritmo tiene el conocimiento de las direcciones de arribo de las fuentes de la señal deseada y señales interferentes.

Se realiza un análisis más detallado de los algoritmos de creación de haces, beamforming. En el caso de la detección de arribo de las señales se considera el algoritmo MUSIC utilizando las ecuaciones expresadas en el capítulo 4, sección 4.3, 4.4 y 4.5 y se dan esos datos como señales de entradas de los algoritmos de conformación de haces.

Vale recordar que con dicho algoritmo obtenemos las señales que arriban al arreglo considerado en nuestra simulación.

Los datos obtenidos con la simulación MUSIC para los arribos de las señales son mostrados en la figura 5.1 donde se observan la señal deseada que es la que se presenta para la dirección angular de  $0^\circ$  y una señal interferente en  $20^\circ$ .

## 5.2 Algoritmo MUSIC

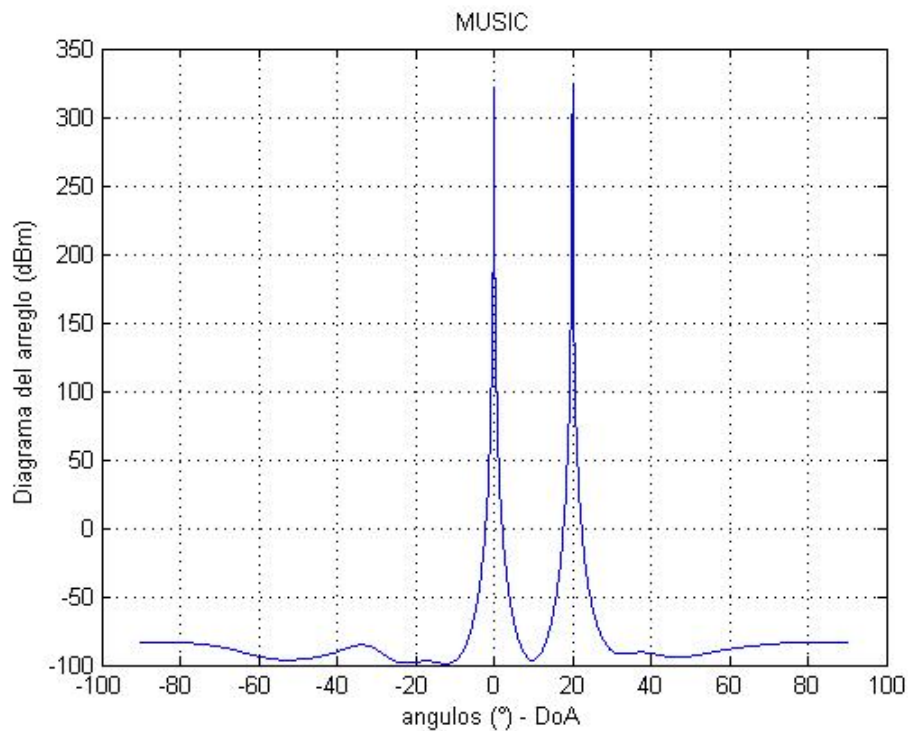


Fig. 5.1 Simulación del algoritmo MUSIC para DoA

## 5.2 Algoritmos de conformación de haz

### Mínimo cuadrado medio LMS

Con el algoritmo LMS vamos a lograr como se mencionó en el capítulo 4 sección 4.4 la formación de haces de un arreglo de antenas en la dirección de la señal deseada, que en nuestra simulación corresponde a la dirección angular de  $0^\circ$ , utilizando la ecuación 4.17.

En el caso de algoritmos de conformación de haz, comenzamos con el análisis de las simulaciones del algoritmo LMS. Se presentan a continuación las simulaciones realizadas para los parámetros citados anteriormente, arreglo lineal de 10 elementos de antena, con separación entre elementos de  $0.5 \lambda$ , como se observa en la figura 5.2.

En la figura 5.2 se observa como la dirección de la señal interferente se encuentra atenuada -33 dB con respecto a la señal deseada.

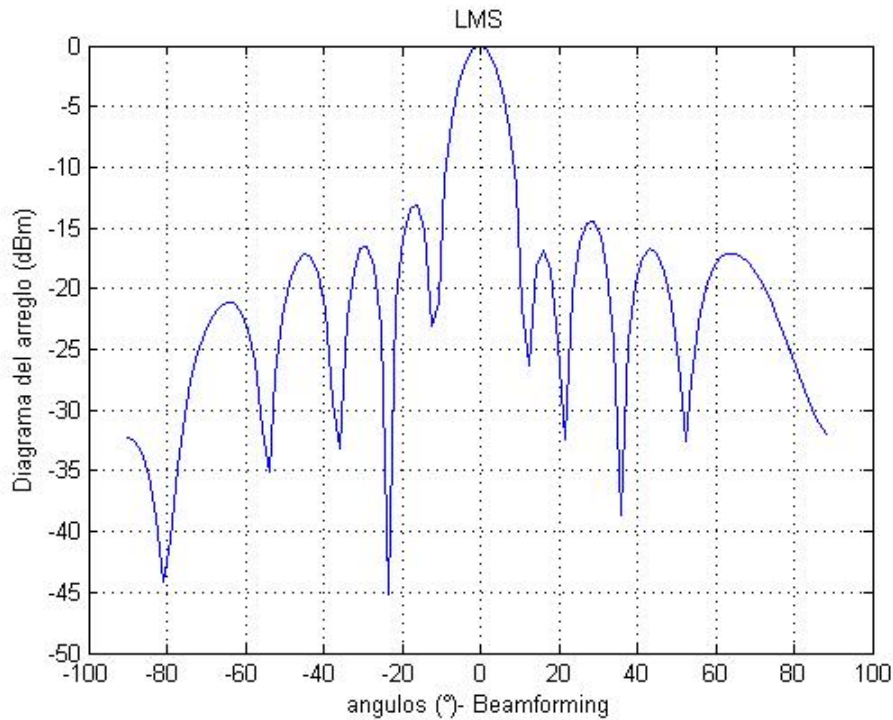


Fig. 5.2 Simulación del algoritmo LMS para arreglo de 10 antenas y  $d=0.5\lambda$ .

Continuando con este algoritmo presentamos en la figura 5.3 la simulación del diagrama de radiación para cuando el arreglo posee 20 elementos de antena, observándose como es lógico que el ancho de haz del lóbulo principal disminuye aproximadamente a la mitad. Además, se produce un aumento en la cantidad de lóbulos secundarios con respecto al arreglo de 10 antenas, pero se observa una disminución en el nivel de los mismos, produciéndose una redistribución de la radiación emitida por el arreglo de antenas.

Como se observa en la figura 5.3 la señal de interferencia atenua -42 dB con respecto a la señal deseada, mientras que en la figura 5.3 en la dirección de la señal interferente la señal se atenua -43 dB.

En la figura 5.4 se realizó el cambio del parámetro  $d$ , distancia entre fuentes, con lo que la distribución del campo alrededor del arreglo será distinto, produciendo otra distribución de la radiación emitida por el arreglo. Se observa un ancho de haz de mayor amplitud angular, que se podría comparar con el hecho de disminuir la cantidad de fuentes del arreglo. También se observa una disminución en la cantidad de lóbulos secundarios, manteniéndose los niveles de los mismos.

En la simulación se adoptó una dirección de interferencia en  $20^\circ$  que puede observarse en las diferentes simulaciones del algoritmo.

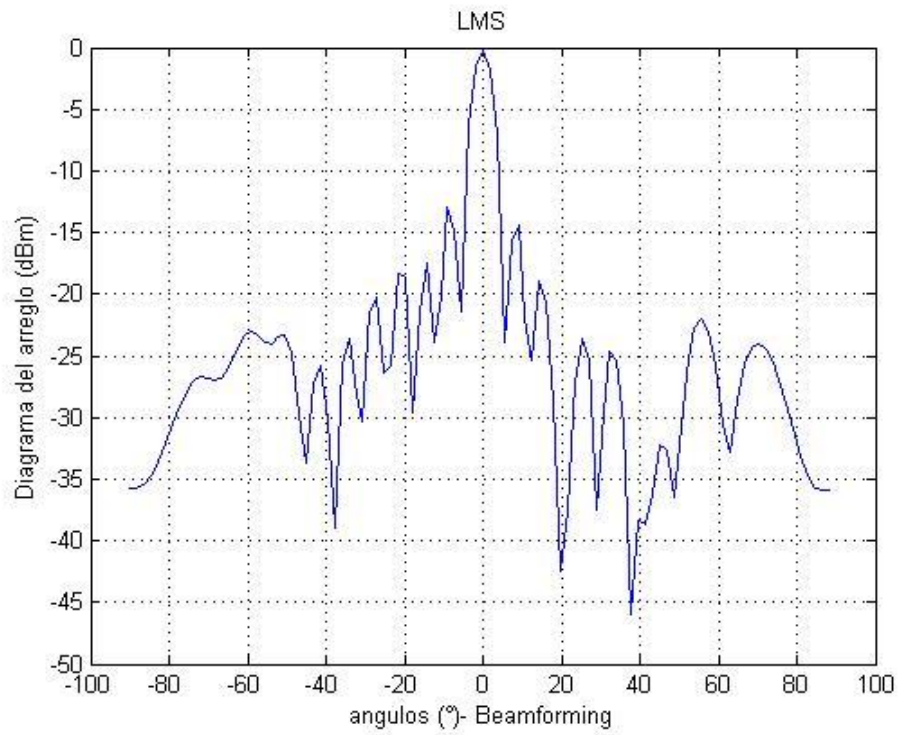


Fig. 5.3 Simulación del algoritmo LMS para arreglo de 20 antenas y  $d=0.5\lambda$ .

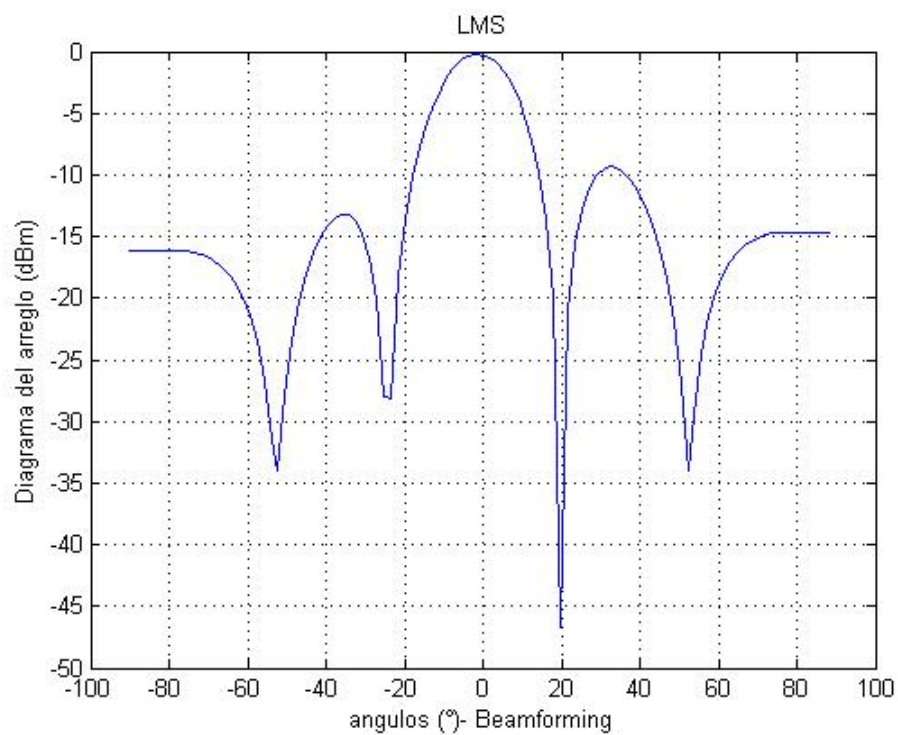


Fig. 5.4 Simulación del algoritmo LMS para arreglo de 10 antenas y  $d=0.25\lambda$ .

### Mínimo cuadrado recursivo RLS

En este caso utilizamos el algoritmo RLS utilizando las expresiones halladas en el capítulo 4 sección 4.4, ecuación 4.20, mediante la cual obtendremos la distribución de salida del formador de haces.

El algoritmo RLS presenta una buena respuesta con respecto a la conformación del haz en la dirección deseada de la señal, aunque en las distintas simulaciones realizadas en algunos casos su lóbulo principal no tenía una dirección angular totalmente coincidente con esa dirección, a diferencia del algoritmo LMS, que en cada simulación mostraba una notoria direccionalidad hacia el usuario deseado que se encuentra a  $0^\circ$ .

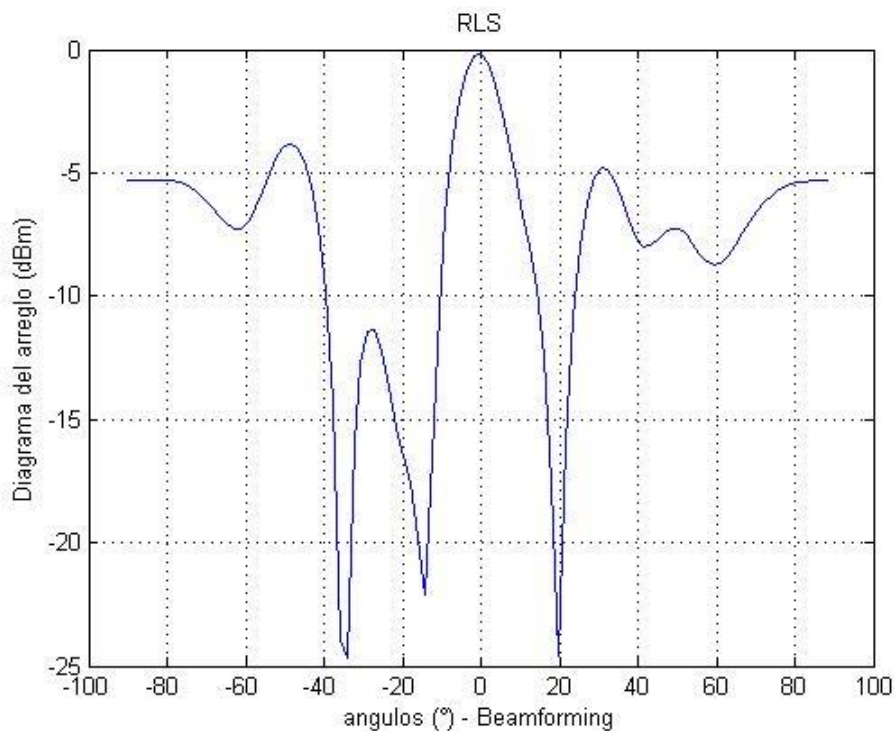


Fig. 5.5 Simulación del algoritmo RLS para arreglo de 10 antenas y  $d=0.5\lambda$ .

En este caso se adoptaron los mismos parámetros del caso anterior, es decir, un arreglo de 10 antenas espaciadas una distancia  $d = 0.5 \lambda$  y de esta manera comparar las prestaciones de los algoritmos. En la figura 5.5 la cantidad de antenas utilizadas fue de 10 y la separación entre las mismas fue de  $0.5\lambda$ .

En la figura 5.6 se modificó la cantidad de antenas a 20 para poder comparar entre los algoritmos, observándose nuevamente el ahusamiento del lóbulo principal y el aumento de la cantidad de lóbulos secundarios. Apreciándose un cambio en la distribución de la radiación emitida por las antenas. También se observa en la dirección de interferencia de  $20^\circ$  la imposición de un nulo de campo dado por la simulación.

En la figura 5.7 se disminuyó la distancia entre antenas del arreglo produciéndose un ensanchamiento del lóbulo principal, además de la disminución de la cantidad de lóbulos secundarios.

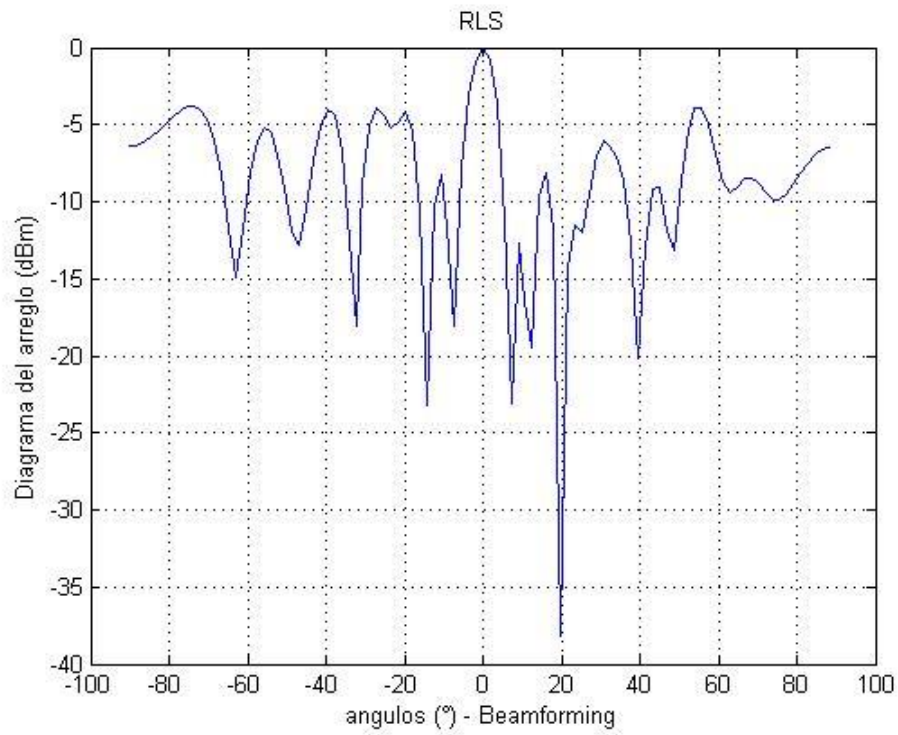


Fig. 5.6 Simulación del algoritmo RLS para arreglo de 20 antenas y  $d=0.25\lambda$ .

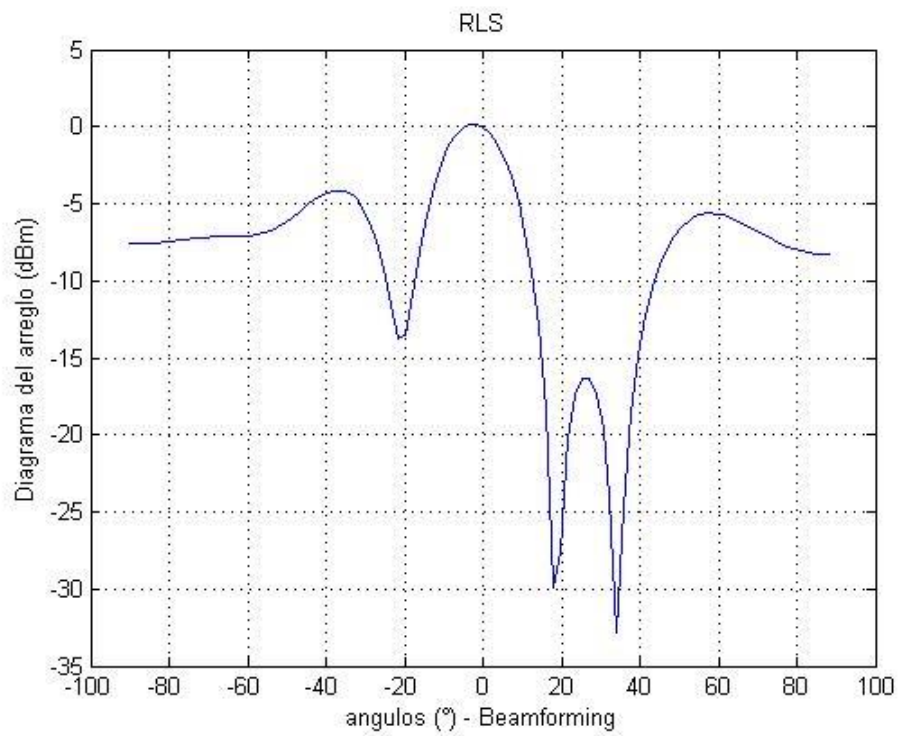


Fig. 5.7 Simulación del algoritmo RLS para arreglo de 10 antenas y  $d=0.25\lambda$ .

En el caso de las simulaciones realizadas del algoritmo RLS se observa una atenuación en la dirección de la señal interferente de unos 20 dB en el caso de las figuras 5.5 y 5.6. En el caso de la figura 5.7 donde se disminuye la distancia entre fuentes a  $0.25\lambda$  se va a -30 Db.

### Algoritmo de modulo constante CMA

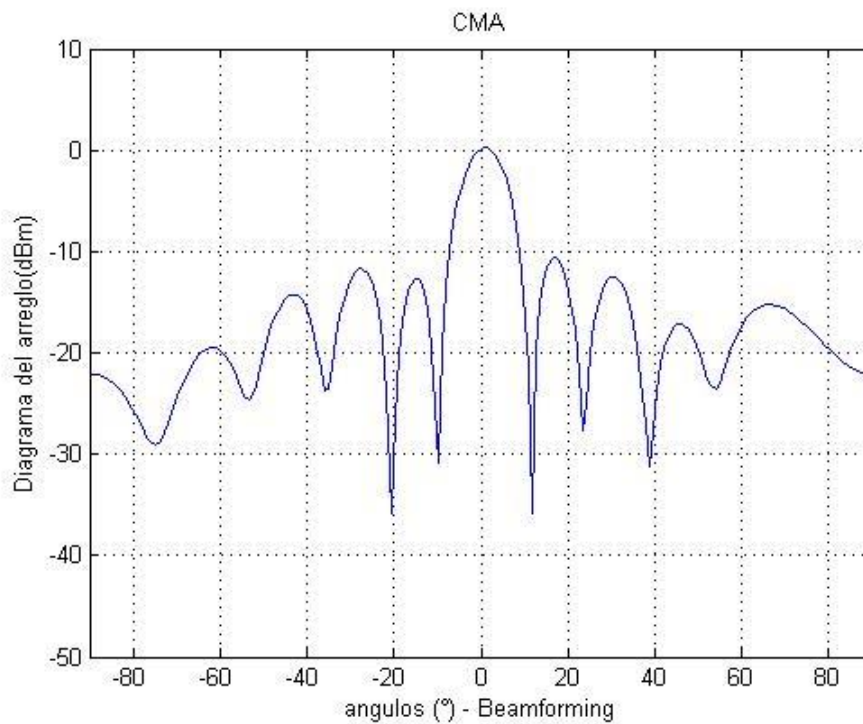


Fig. 5.8 Simulación del algoritmo CMA para arreglo de 10 antenas y  $d=0.5\lambda$

En el caso del algoritmo CMA, que desarrollamos en el capítulo 4, sección 4.5 se obtuvieron características similares a los algoritmos anteriores en la simulación, teniendo en cuenta la ecuación 4.25, que nos da la salida del formador de haces, como se observa en la figura 5.8.

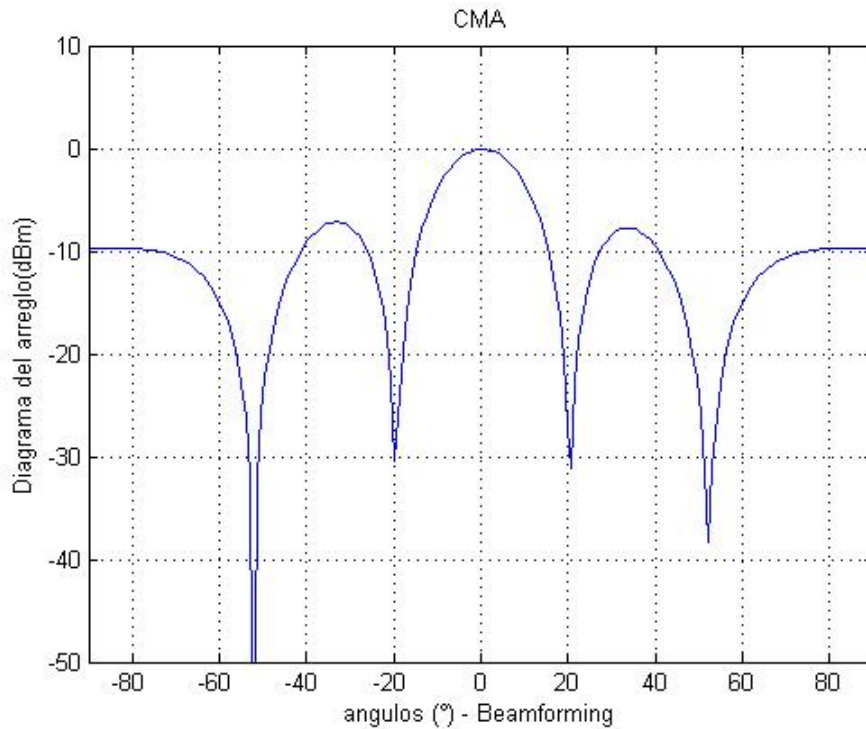


Fig. 5.9 Simulación del algoritmo CMA para arreglo de 5 antenas y  $d=0.5\lambda$ .

En la figura 5.9 se realizó la simulación con 5 elementos de antena del arreglo obteniéndose un diagrama de lóbulo principal ensanchado con respecto a la figura anterior. Se sigue apreciando la dirección de nulo de la señal interferente en la dirección angular de  $20^\circ$ . Con una atenuación de -31 Db.

### Matriz de muestra inversa SMI

De manera similar, se realizó una simulación en MatLab que nos permite trabajar con el algoritmo SMI que vimos con anterioridad en el capítulo 4, sección 4.5 y mediante la ecuación 4.28 hallamos la salida del conformador de haces.

En la figura 5.10 se presenta los resultados de la simulación del algoritmo SMI, que posee su lóbulo principal orientado en la dirección de la señal deseada de  $0^\circ$ . La condición de señal de interferencia en  $20^\circ$  también se aprecia, muy cercano al valor dado por la simulación, aunque no son muy pronunciados, con un valor de atenuación de -36 dB.



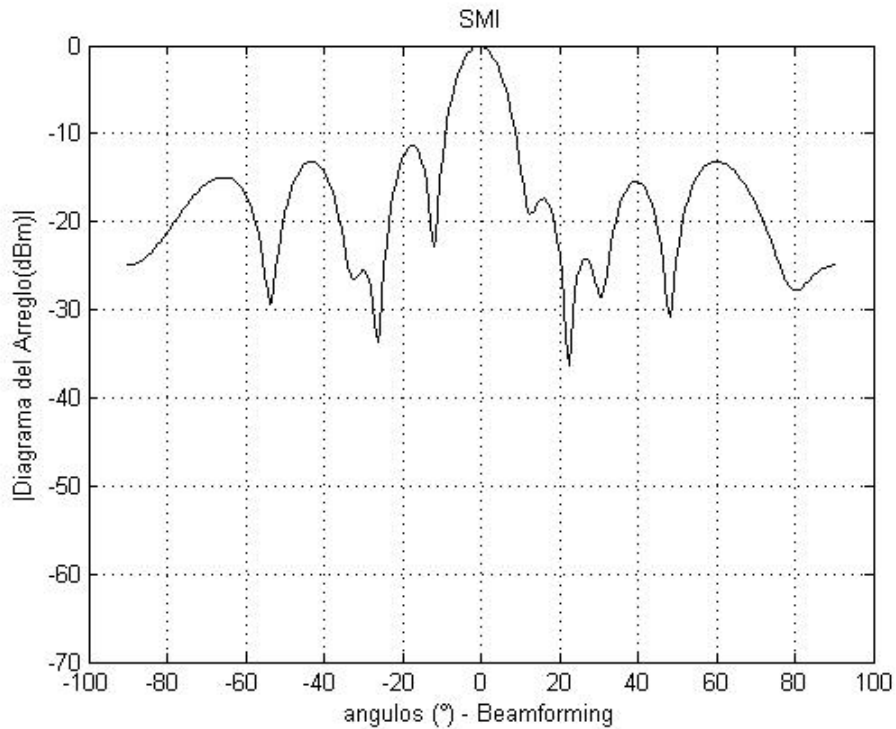


Fig. 5.10 Simulación del algoritmo SMI para arreglo de 10 antenas y  $d=0.5\lambda$ .

### Matriz de muestra inversa cargado LSMI

También hemos evaluado a través de la simulación, el algoritmo LSMI visto en el capítulo 4, sección 4.5 y mediante la ecuación 4.30 hemos obtenido la salida del formador de haces.

En el caso del algoritmo LSMI se observan un lóbulo principal y lóbulos secundarios bien definidos. Las direcciones de nulos son más acentuadas que en los casos de los algoritmos anteriores. Acercándose aún más al valor dado para la simulación de  $20^\circ$  de amplitud angular, como se puede observar en la figura 5.11. Se puede observar además una atenuación en la dirección de interferencia de -39 dB.

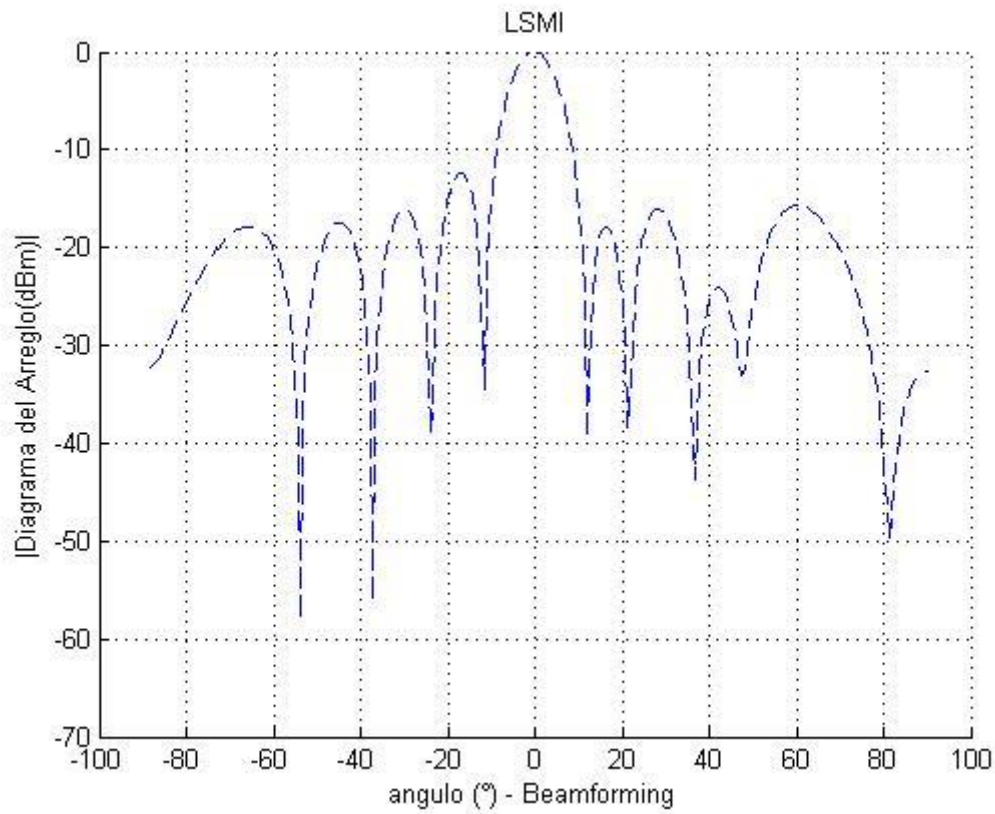


Fig. 5.11 Simulación del algoritmo LSMI para arreglo de 10 antenas y  $d=0.5\lambda$

### Algoritmo red neuronal de función de base radial RBF

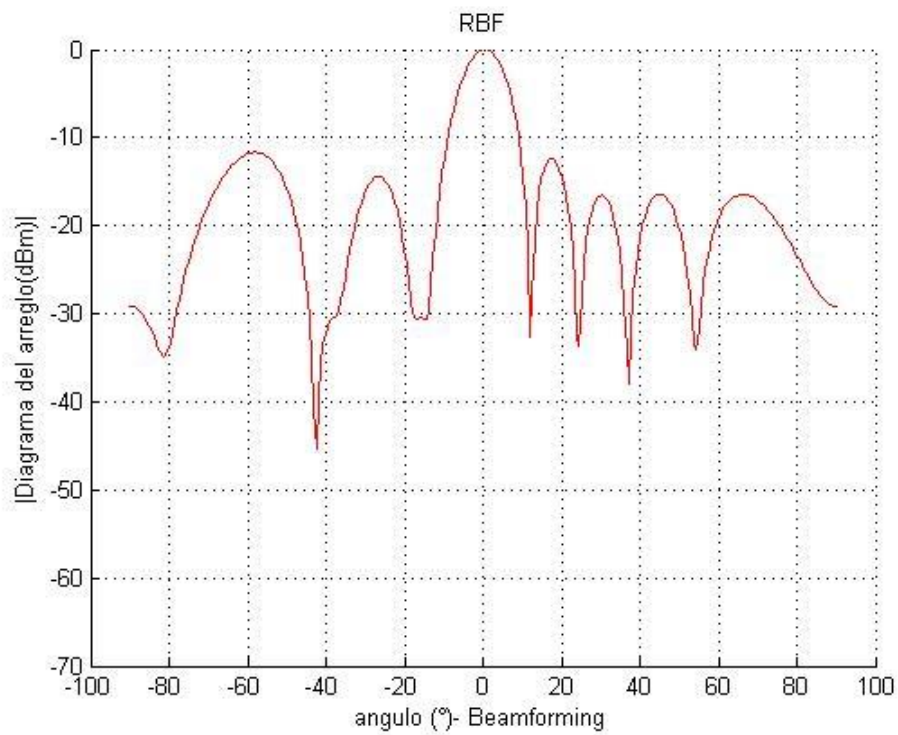


Fig. 5.12 Simulación del algoritmo RBF para arreglo de 10 antenas y  $d=0.5\lambda$

Por ultimo hemos realizado el analisis a traves de la simulacion de un algoritmo basado en redes neuronales que hemos desarrollado en el capitulo 4, seccion 4.6, que se observa en la ecuacion 4.42. En el caso del algoritmo RBF se observan características similares a los algoritmos antes citados pero con direcciones de nulos menos marcadas, como se presenta en la figura 5.12.

Se observa ademas que la direccion de interferencia se encuentra desplazada en aproximadamente  $4^\circ$  de la direccion dada de  $20^\circ$ .

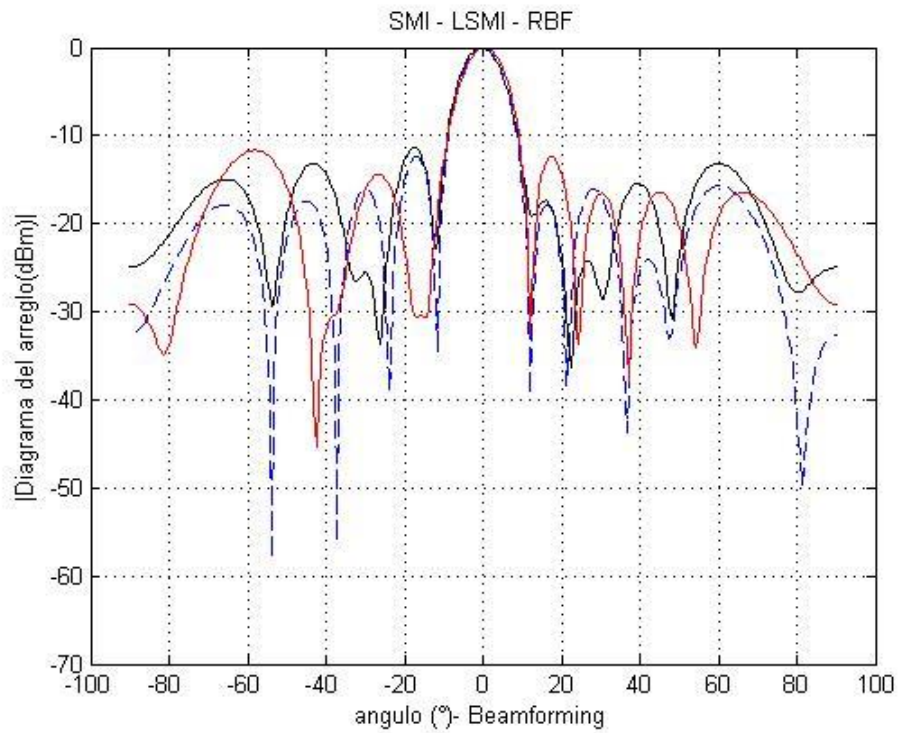


Fig. 5.13 Simulación de los algoritmos SMI – LSMI – RBF para arreglo de 10 antenas y  $d=0.5\lambda$ .

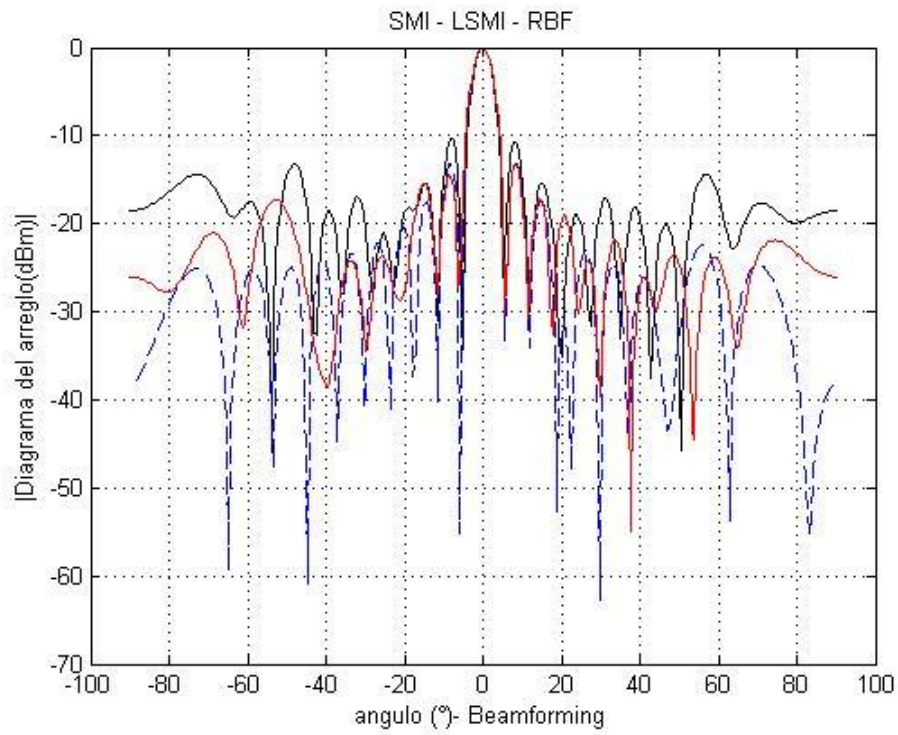


Fig. 5.14 Simulación de los algoritmos SMI – LSMI – RBF para arreglo de 20 antenas y  $d=0.5\lambda$ .

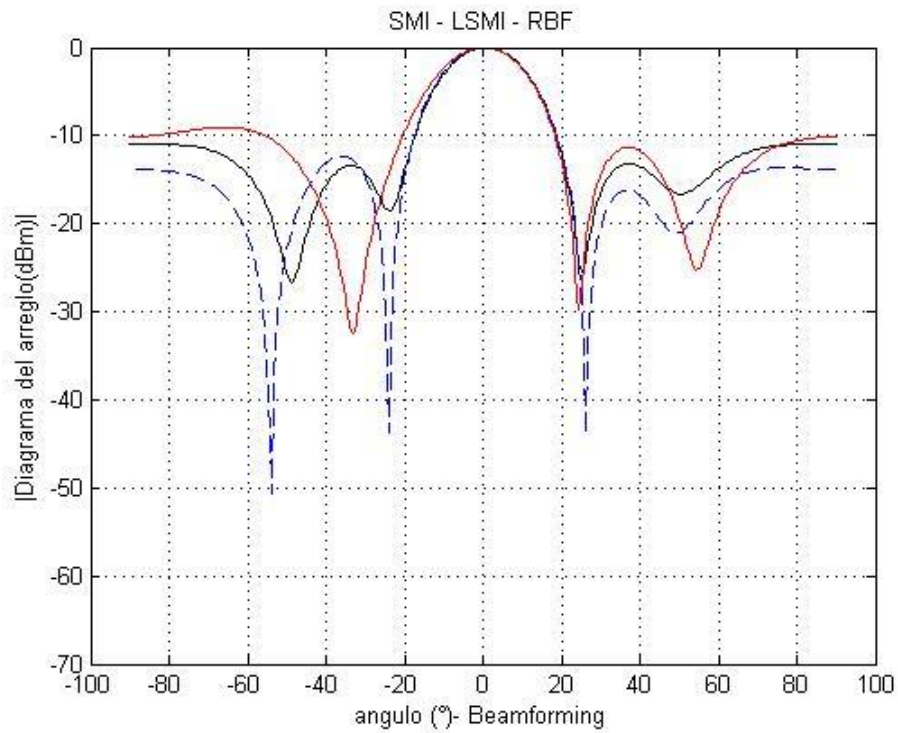


Fig. 5.15 Simulación de los algoritmos SMI – LSMI – RBF para arreglo de 5 antenas y  $d=0.5\lambda$ .

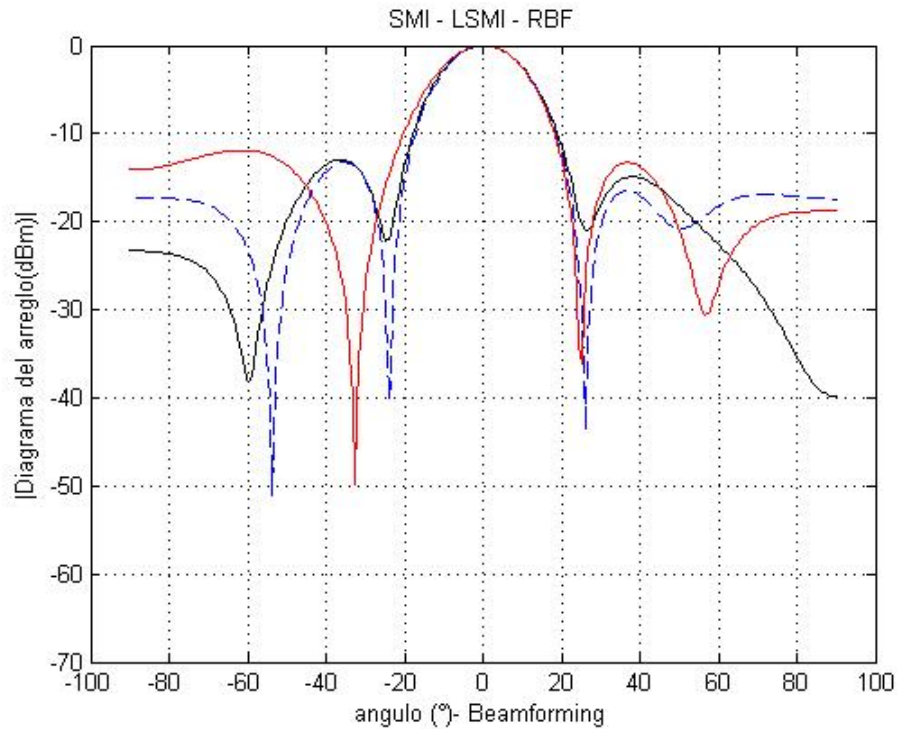


Fig. 5.16 Simulación de los algoritmos SMI – LSMI – RBF para arreglo de 10 antenas y  $d=0.25\lambda$ .

En la figura 5.13 se observa la comparación de los tres algoritmos, SMI, LSMI y RBF para el caso propuesto de 10 antenas en el arreglo y una separación entre fuentes de  $0.5\lambda$ . Donde se puede apreciar la conformación de los haces en la dirección de la señal deseada de  $0^\circ$ . Acentuándose las direcciones de nulos a  $20^\circ$  en el caso del algoritmo LSMI.

En la figura 5.14 se aumentó la cantidad de antenas del arreglo con lo que el lóbulo principal disminuye en su ancho de haz, como era previsible. Aumentándose la cantidad de lóbulos secundarios.

En el caso de la figura 5.15, se disminuyó la cantidad de antenas a 5, observándose un aumento en el ancho de haz del lóbulo principal y una disminución de la cantidad de lóbulos secundarios. En la figura 5.16 se disminuyó la distancia entre fuentes a  $0.25\lambda$ , observándose resultados similares a los anteriores casos.

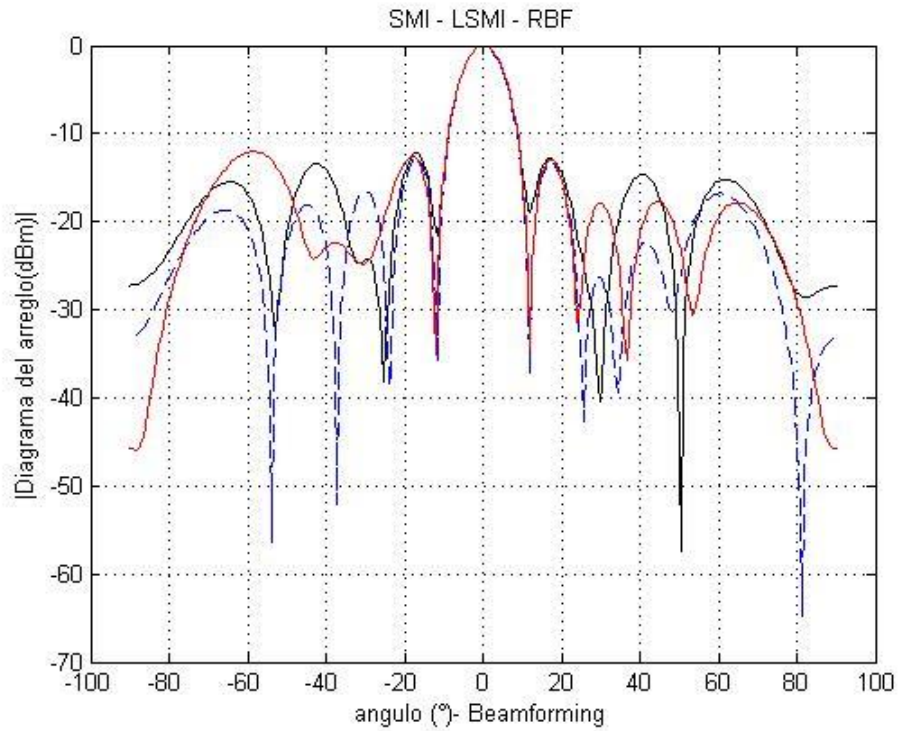


Fig. 5.17 Simulación de los algoritmos SMI – LSMI – RBF para arreglo de 10 antenas y  $d=0.5\lambda$  con 2000 iteraciones en la etapa de entrenamiento

En las figuras 5.17, 5.18 y 5.19 se presentan las simulaciones de la comparación de los algoritmos SMI, LSMI y RBFNN, en los cuales se realiza la simulación variando la cantidad de iteraciones de la etapa de entrenamiento de la red neuronal de función de base radial. En el caso óptimo se utiliza un valor de 3000 iteraciones, obteniéndose los mejores resultados.

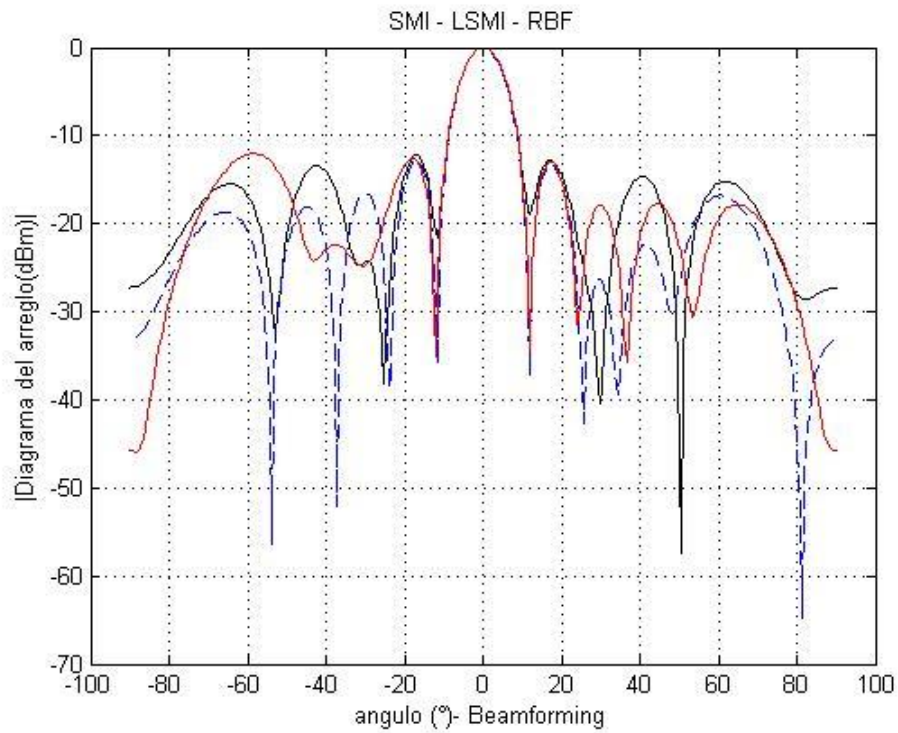


Fig. 5.18 Simulación de los algoritmos SMI – LSMI – RBF para arreglo de 10 antenas y  $d=0.5\lambda$  con 1000 iteraciones en la etapa de entrenamiento

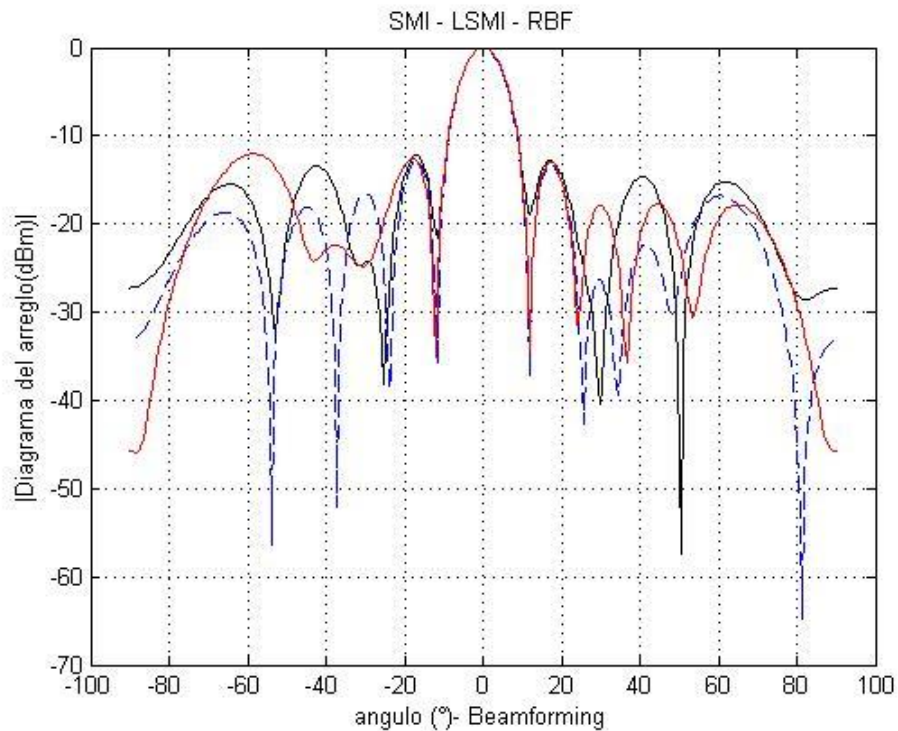


Fig. 5.19 Simulación de los algoritmos SMI – LSMI – RBF para arreglo de 10 antenas y  $d=0.5\lambda$  con 500 iteraciones en la etapa de entrenamiento

## CAPITULO 6

### CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS DE INVESTIGACION

#### Conclusiones

Como conclusión podemos ver en esta tabla comparativa de las distintas simulaciones realizada de los distintos algoritmos desarrollados en esta tesis:

ALGORITMO	ANGULO DE HAZ PRINCIPAL (°)	ATENUACION DE SEÑAL INTERFERENTE (dB)	NIVEL DE LOBULOS SECUNDARIOS (dB)
LMS	0	-33	-13
RLS	0	-25	-5
CMA	0	-28	-11
SMI	0	-36	-12
LMSI	0	-38	-13
RBF	0	-33	-12

En función a lo visto en la tabla 1, podemos concluir:

- A partir de figuras con diferentes espaciados de elementos, es evidente que el espaciado óptimo entre los elementos es la mitad de la longitud de onda y que a medida que disminuye la distancia entre fuentes, el ancho de haz del lóbulo principal aumenta, o disminuye en el caso contrario, esto es crucial para la aplicación de antenas inteligentes cuando se requiere un haz más estrecho para generar un haz directivo hacia el usuario que está estableciendo la comunicación.
- Existe un numero óptimo de elementos de antena que debe poseer un arreglo de antenas para mejorar las características del diagrama de radiación en cuanto a su directividad, forma y ancho de haz.
- Otro factor a tener en cuenta es que, si el número de lóbulos laterales aumenta, la potencia radiada o recibida se propaga en direcciones potencialmente no deseadas. Por lo tanto, en un sistema de comunicación inalámbrica, los lóbulos secundarios contribuirán al nivel de las interferencias propagadas en la celda o sectores de otros sistemas de comunicación.
- Observamos que el algoritmo de conformación de haz adaptativo basado en RBFNN puede adaptar el patrón de radiación de la antena para dirigir el haz estrecho a la señal deseada y anula las fuentes de interferencia. Las simulaciones en todos los casos se realizaron para una SNR fija = 10 dB.
- Se verifica la condición de todos los algoritmos estudiados para la conformación del haz que se realiza para la direcciona angular de la señal deseada incidente en el arreglo en  $\theta = 0^\circ$ .



- Se puede llegar a la conclusión que, del estudio y análisis del sistema de antenas inteligentes, se pudo verificar la utilización de cada uno de los algoritmos para la conformación de un haz adaptativo con un buen rendimiento.
- Del análisis del rendimiento de los algoritmos podemos concluir que el algoritmo LMS presenta simplicidad y robustez en su desempeño en las sucesivas iteraciones. A diferencia de los algoritmos RLS y CMA, que presentan distintos resultados cada vez que se procede a su simulación, teniéndose que buscar su resultado óptimo. En el caso de los algoritmos SMI, LSMI y RBFNN presentan resultados tienen una capacidad de aprendizaje mejorada y mejor performance. Además, que convergen con mayor rapidez y adaptabilidad.
- El algoritmo LSMI mejora el rendimiento del algoritmo SMI en escenarios con un desajuste de vector de dirección arbitrario.
- Como último método de conformación de haz se utilizó el entrenamiento realizado a un tipo de red neuronal RBF, que se puede utilizar con buen rendimiento como conformador de haz adaptable basado en RBFNN y puede superar a otros algoritmos de conformación de haz. Este algoritmo adaptativo está basado en el mapeo de la respuesta del arreglo de antenas que reciben las señales deseada e interferente por una red neuronal de función de base radial de tres capas, trata el problema de calcular el peso de cada una de las señales como salida de un sistema de antenas inteligentes.
- El algoritmo de conformación de haz adaptativo basado en RBFNN es mucho menos sensible a la falta de coincidencia del vector de dirección de la señal, pero el algoritmo SMI es muy sensible incluso a las discrepancias leves. El algoritmo de formación de haz basado en RBFNN posee un diagrama de radiación de la antena que dirige el haz estrecho a las señales deseadas y anula las fuentes de interferencia.

Por lo expuesto, el algoritmo de conformación de haz adaptativo basado en redes neuronales puede desarrollar un rendimiento significativamente mejorado en comparación con otros algoritmos existentes.

### **Líneas futuras de investigación**

- Continuar profundizado y optimizando el estudio de la formación de haces por medio de redes neuronales, teniendo en cuenta otras configuraciones de las misma.
- Estudiar la aplicación de redes neuronales a las técnicas de dirección de arribo de señales a un arreglo de antenas inteligentes, Siendo estas señales deseadas o interferentes.
- Basándonos en el desarrollo de las redes neuronales y las diferentes aplicaciones que continúan apareciendo, Si consideramos la estructura

tridimensional de una antena o arreglo de antenas tipo parche de microstrip, podemos estudiar la radiación de esta antena. Para eso, se modeliza de manera simplificada la estructura de una antena impresa utilizando redes neuronales. Esta antena se obtiene especificando las condiciones de contorno necesarias por el campo electromagnético.

## REFERENCIAS

- [1] B. Widrow, P. E. Mantey, L. J. Griffiths, B. B. Goode. "Adaptive Antenna Systems". 1960.
- [2] B. Widrow; K. Duvall; R. Gooch; W. Newman "Signal cancellation phenomena in adaptive antennas: Causes and cures". 1982.
- [3] Loh-Ming Li; L. Milstein. "Rejection of Narrow-Band Interference in PN Spread-Spectrum Systems Using Transversal Filters". 1982.
- [4] M. D. Zoltowski "On the performance analysis of the MVDR beamformer in the presence of correlated interference". 1988.
- [5] S. C. Liu "A fault correction technique for phased array antennas". 1992.
- [6] A. L. Brandao; D. C. McLernon; L. B. Lopes, "Adaptive blind diversity combining for antenna arrays". 1994.
- [7] G. V. Tsoulos; M. A. Beach; S. C. Swales, "Adaptive antennas for third generation DS-CDMA cellular systems". 1994.
- [8] R. E. Munson, "Conformal antennas for smart cars", 1994.
- [9] J. M. Khalab; M. S. Woolfson, "Multirate adaptive arrays for broad band mobile communications", 1994.
- [10] M. Torlak; Guanghan Xu, "Performance of CDMA smart antenna systems", 1995.
- [11] L. Bigler; H. P. Lin; S. S. Jeng; G. Xu, "Experimental direction of arrival and spatial signature measurements at 900 MHz for smart antenna systems" 1995.
- [12] C. R. Ward; J. E. Hudson; J. G. Searle. "Smart antenna solutions for mobile radio systems". 1995.
- [13] M. Thursby; Kisuck Yoo; B. Grossman. "Neural control of smart electromagnetic structures [patch antennas]". 1995.
- [14] A. Mazlum-Revueltas; D. Munoz-Rodriguez. "MW-PCS intersystem interference and spectrum sharing using smart antennas". 1996.
- [15] Ming-Ju Bo; G. L. Stuber; M. D. Austin, "Performance of switched beam smart antennas for cellular radio systems". 1996.
- [16] D. N. Adams. "Macrocellular angle-of-arrival and delay measurements at 1800 MHz". 1996.
- [17] J. Eriksson; C. Beckman. "Plausibility of assuming ideal arrays for direction of arrival estimation". 1996.
- [18] G. Passiopoulos; I. D. Robertson. "Smart antenna techniques for wireless mobile multimedia services". 1996.
- [19] J. Litva; A. Ghaforian; V. Kezys. "High-resolution measurements of AOA and time-delay for characterizing indoor propagation environments". 1996.

- [20] R. Muhamed; T. S. Rappaport. "Comparison of conventional subspace based DOA estimation algorithms with those employing property-restoral techniques: simulation and measurements". 1996.
- [21] J. S. Thompson; P. M. Grant; B. Mulgrew. "Smart antenna arrays for CDMA systems". 1996.
- [22] B. Vaidyanathan; M. D. Srinath; G. D. "Dual polarized smart antenna beams Mandyam". 1996.
- [23] Sang-Youb Kim; GuanghanXu. "Antenna gain for adaptive smart antenna systems". 1997.
- [24] Seungwon Choi; Yong Up Lee; K. Hirasawa. "Real-time design of a smart antenna system utilizing a modified conjugate gradient method for CDMA-based mobile communications". 1997.
- [25] Yan Jiang; V. K. Bhargava. "Application of smart antenna techniques in cellular mobile systems". 1997.
- [26] J. E. Miller; S. L. Miller. "Smart antenna adaptive performance in the presence of imperfect power control, multipath and shadow fading". 1997.
- [27] J. Litva; Chen Wu; V. Kezys; Minh Nguyen. "The use of FDTD method to simulate smart antennas in multipath channels". 1997.
- [28] Liang Jin; Jiang Li; Qinye Yin; Junmei Fu. "A downlink co-channel signal transmitting model for the smart antenna system". 1997
- [29] Weidong Yang; GuanghanXu. "Design of smart antenna downlink weighting vectors". 1997.
- [30] Yuh-Shane Hwu; M. D. Srinath. "A neural network approach to design of smart antennas for wireless communication systems". 1997.
- [31] B. Xu; T. B. Vu. "Effective interference cancellation scheme based on smart antennas". 1997.
- [32] R. Kohno. "Spatial and temporal communication theory using adaptive antenna array". 1998.
- [33] Jin Man Kim; Young Joong Yoon. "Modeling of the propagation characteristics of smart antennas in microcell environment". 1998.
- [34] R. B. Ertel; P. Cardieri; K. W. Sowerby; T. S. Rappaport; J. H. Reed. "Overview of spatial channel models for antenna array communication systems". 1998.
- [35] Zhou Shidong; Mei Shunliang; Yao Yan. "Multiple antennas system for multiaccess capacity enhancement with flexible antenna locations". 1998.
- [36] Shiann-ShiuJeng; G. Okamoto; GuanghanXu. "Experimental evaluation of fading reduction and diversity gain for smartantenna systems". 1998.
- [37] R. H. Roy. "Adaptive antennas for wireless information networks". 1998.
- [38] Farrokh Rashid-Farrokhi; K. J. Ray Liu. "Performance analysis for the use of adaptive beamforming in wireless packet networks". 1998.

- [39] A. Kavak; Weidong Yang; Guanghan Xu. "Characterization of fast fading wireless vector channels". 1998.
- [40] J. Fuhl; A. F. Molisch; E. Bonek. "Unified channel model for mobile radio systems with smart antennas". 1998.
- [41] H. Xue; V. Kezys; J. Litva. "Smart antenna calibration for beamforming". 1998.
- [42] A. H. El Zooghby; C. G. Christodoulou; M. Georgiopoulos. "Radial basis function neural network algorithm for adaptive beamforming in cellular communication systems". 1998.
- [43] W. Yang; A. Kavak; G. Xu. "Experimental study of fast fading in wireless communications with a smart antenna system". 1998.
- [44] K. -K. Wong; R. S. -K. Cheng; K. B. Letaief; R. D. Murch. "Adaptive antennas at the mobile and base stations in an OFDM/TDMA systems". 1998.
- [45] Weidong Yang; Guanghan Xu. "The optimal power assignment for smart antenna downlink weighting vector design". 1998.
- [46] G. Durgin; T. S. Rappaport. "Basic relationship between multipath angular spread and narrowband fading in wireless channels". 1998.
- [47] F. Piolini; A. Rolando. "Smart channel assignment algorithm for SDMA systems". 1998.
- [48] R. Kohno; I. Yoshii; K. Watanabe. "Space and time signal processing based on adaptive antenna array for CDMA". 1999.
- [49] J. Laurila; K. Kopsa; R. Schurhuber; E. Bonek. "Performance analysis of semi-blind signal separation and detection for smart antennas". 1999.
- [50] A. A. Saleeb. "Design of a smart antenna for reducing co-channel interference in cellular mobile communications". 1999.
- [51] A. H. E. L. Zooghby; H. L. Southall; C. G. Christodoulou. "Experimental validation of a neural network direction finder". 1999.
- [52] O. Hu; Fuchun Zheng. "Performance comparison of the optimal and the zero-forcing beamforming algorithms under practical conditions". 1999.
- [53] M. Pettersen; P. H. Lehne; J. Noll; O. Rostbakken; E. Antonsen; R. Eckhoff. "Characterisation of the directional wideband radio channel in urban and suburban areas". 1999.
- [54] Hak-Lim Ko; Bong-Wee Yu; Jae-Ho Oh; Won-Taek Kim. "Smart antenna for multiuser detector". 1999.
- [55] B. G. Porter; G. B. Noakes; S. S. Gearhart. "Design of dual-band dual-polarized wire antennas using a genetic algorithm". 1999.
- [56] A. Kuchar; M. Taferner; M. Tangemann; C. Hoek; W. Rauscher; M. Strasser; G. Pospischil; E. Bonel. "A robust DOA-based smart antenna processor for GSM base stations". 1999.
- [57] J. K. Cavers. "Multiuser transmitter diversity through adaptive downlink beamforming". 1999.

- [58] M. Chryssomallis. "Smart antennas". 2000.
- [59] Lei Zhang; Pengfei Xia; Jinkang Zhu. "A new adaptive interference cancellation receiver". 2001.
- [60] Jonghyun Lee; Joohwan Chun; Jongheon Lee; Bongguk Yu. "Angular distribution estimation of the arriving signal using a mechanically steered fixed beam antenna". 2000.
- [61] A. O. Boukalov; S. -G. Haggman. "System aspects of smart-antenna technology in cellular wireless communications-an overview". 2000.
- [62] Li Yang; Hu Ming; Liyang Liwan; Pan Weifeng; Chen Yaqin; Feng Zhenghe. "Efficient implementation of DOA estimation for DS-CDMA systems with smart antennas". 2000.
- [63] Jonghyun Lee; ChongHyun Lee; Joohwan Chun; Jong Huen Lee. "Joint estimation of the space-time distributed signal parameters". 2000.
- [64] J. Winters. "Propagation aspects for smart antennas in wireless systems". 2000.
- [65] Cardama Á. A., Jofre Roca L., Rius Casals J. M., Jordi Romeu R., Blanch Boris S., Bataller M., "Antenas" UPC – UPV. Edición UPC. 2002.
- [66] Balanis C., "Antennas Theory. Analysis and Design". Edition John Wiley and Sons. 2005.
- [67] Hansen R. C. "Phased Array Antennas". Second Edition John Wiley and Sons. 2009.
- [68] Krauss J. D. "Antennas". Second Edition. Mc Graw Hill. 1997.
- [69] Haupt R. L. "Antenna Array. A Computational Approach". First Edition John Wiley and Sons. IEEE. 2010
- [70] Caillet, M., "Narrowband Adaptive Antennas – Basic Concepts", Defence R&D Ottawa, Canada. Contract report DRDC Ottawa CR 2007-165. August 2007.
- [71] Ivica Stevanović, Anja Skrivervik and Juan R. Mosig. "Smart Antenna Systems for Mobile Communications. Final Report". Laboratoire d'Electromagnétisme et d'Acoustique. Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne. January 2003.
- [72] Handbook on Advancements in Smart Antenna Technologies for Wireless Networks Chen Sun, Jun Cheng, Takashi Ohira. Wave Engineering Laboratories, Doshisha University, Toyohashi University of Technology, Japan.
- [73] O. Moreno Jimenez, I. Martin, J. Sierra "Introducción a la Tecnología de Antenas Inteligentes. Aplicación a UTMS". Comunicaciones de Telefonía I+D. 2001.
- [74] H. Paz Paganos. "Introducción a la tecnología de las antenas inteligentes aplicadas en comunicaciones móviles". 2001.
- [75] M. Cooper, M. Goldberg, "Intelligent Antennas: Spatial Division Multiple Access". 1996 Annual review of communications. 1996.
- [76] H.Wang, M. Glesner, "Hardware implementation of smart antenna systems". Advance in Radio Science. 2006.
- [77] Sallomi A., Sulaiman A., "Multilayer Feed Forward Neural Network. Application in Adaptive Beamforming of Smart Antenna System". AIC-MITCSA. 2006.

- [78] S. Fernández, Y. Padilla, O. Obregón, Y. Arbellá. "Optimización de la Estimación de DOA en Sistemas de Antenas Inteligentes usando criterios de Redes Neuronales". RIELAC. 2013.
- [79] E. Avendaño Fernández, W. Rincón Hernández, " MUSIC Algorithm Simulation for Uniform Linear Array of Smart Antennas". Universidad Pedagógica y Tecnológica de Colombia. 2009.
- [80] Honghao Tang "DoA Estimation based on MUSIC Algorithm", Institutionen för Fysik och Elektroteknik.
- [81] Imtiaj S. K., Misra I. S., R. Biswas. "A comparative Study of Beamforming Techniques Using LMS y SMI Algorithms in Smart Antennas". IEEE, 2012.
- [82] V. Mishra, G. Chaitanya. "Analysis of LMS, RLS and SMI Algorithm on the Basis of Physical Parameters for Smart Antenna. IEEE. 2014.
- [83] I. S. Mubeen, A. M. Prasad, A.J. Rani, "Smart Antennas by Using LMS and SMI Algorithms Reduces Interference". IEEE. 2016.
- [84] S. V. Kartalopoulos, "Understanding Neural Networks and Fuzzy Logic. Basic Concept and Applications". IEEE PRESS. 1996
- [85] S. Haykin, "Neural Network. A Comprehensive Foundation". IEEE PRESS. 1994.
- [86] Bin Pei, Hui Han, Ying Sheng, Binyi Qiu, "Research on Smart Antenna Beamforming by generalized Regression Neural Network", IEEE. 2013.
- [87] A. H. El Zooghby, C. G. Christodoulou, and M. Georgiopoulos, "Neural Network-Based Adaptive Beamforming for One- and Two-Dimensional Antenna Arrays.".IEEE. 1998.