

ESCUELA POLITÉCNICA DEL EJÉRCITO

DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ECTRÓNICA

**CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES**

**PROYECTO DE GRADO PARA LA OBTENCIÓN
DEL TÍTULO DE INGENIERÍA**

**“ESTUDIO, ANÁLISIS Y SIMULACIÓN DEL
BEAMFORMING EN ANTENAS INTELIGENTES
PARA UN ENTORNO DE TELEFONÍA CELULAR
CDMA”**

CÉSAR JERMÁNICO CANGAHUAMÍN JÁCOME

Sangolquí – Ecuador

2007

CERTIFICACIÓN

Certificamos que el presente Proyecto de Grado fue realizado en su totalidad por el señor **César Jermánico Cangahuamín Jácome** bajo nuestra dirección.

Ing. Darío Duque M.Sc.

DIRECTOR

Ing. Gonzalo Olmedo M.Sc.

CODIRECTOR

RESUMEN

La presente investigación muestra un compendio de las técnicas de filtrado espacial, las mismas que constituyen la parte inteligente del sistema de Smart Antenna (SA). Las técnicas que se presentan son: beamforming adaptativo (RLS, NLMS, LMS) y beamforming estadísticamente óptimo (MVDR) para un entorno de telefonía celular CDMA, para complementar la teoría se desarrollo un software de simulación basado en las técnicas antes mencionadas, el cual fue implementado en Matlab.

Los datos que se ingresan el en simulador son: cantidad de dipolos que conforman el arreglo de antenas, dirección del suscriptor deseado y la cantidad de suscriptores interferentes, esto se debe a que el simulador genera aleatoriamente las direcciones para dichos suscriptores.

El simulador se encarga de generar el patrón de radiación del arreglo lineal de antenas, el mismo que genera nulos de radiación en las direcciones de los suscriptores interferentes y un haz principal en la dirección del suscriptor deseado. Adicionalmente el simulador muestra gráficamente el desempeño de los algoritmos simulados para diferentes valores de E_b/N_0 , el criterio que permite realizar este análisis es el criterio de Distorsión Residual (PRD).

Las principales ventajas que ofrece el sistema de SA es el incremento de la capacidad y la cobertura de una estación base.

DEDICATORIA

A mi padre por su ejemplo de integridad, esfuerzo y amor.

A mi madre por la paciencia, ternura, alegría y cuidados de cada día.

A mis hermanos por su apoyo, confianza y guía.

AGRADECIMIENTO

Mi agradecimiento a Dios por haberme permitido conocer y compartir todos estos años con personas tan valiosas que han marcado mi vida.

A mi padre por sus consejos.

A mi mami por su apoyo en los momentos difíciles.

A mis hermanos por su apoyo incondicional.

Al Ing. Darío Duque y al Ing. Gonzalo Olmedo por la confianza depositada en mí.

A mis compañeros y amigos quienes me apoyaron en el desarrollo de esta investigación.

PRÓLOGO

Esta investigación provee información sobre las tecnologías: Code Division Multiple Access (CDMA) y Antenas Inteligentes, las mismas que pueden desempeñar un rol importante en el futuro de las telecomunicaciones inalámbricas y principalmente en la telefonía celular.

En la actualidad los sistemas celulares utilizan arreglos de antenas convencionales (antenas directivas), en la cual el patrón de radiación generado no posee características dinámicas que le permitan adaptarse al requerimiento de tráfico en la estación base. Las antenas inteligentes generan un patrón de radiación variable de acuerdo a los requerimientos de los suscriptores que presta servicio la estación base; la antena inteligente realiza la detección de los suscriptores deseados e interferentes mediante el procesamiento de las señales recibidas en el arreglo de antenas a través del algoritmo de Detección de Angulo de Llegada (DoA), el mismo que se encarga de estimar el ángulo de arribo de dichos suscriptores y permite minimizar la interferencia de múltiple acceso y otros efectos que degradar la calidad de la señal. Finalmente el patrón de radiación de la antena inteligente se orienta en la dirección del suscriptor deseado, esto se consigue empleando los algoritmos de conformación del haz (beamforming). La implantación de esta tecnología permitirá un uso eficiente del espectro, lo que permitirá incrementar el área de cobertura y capacidad de una estación base.

Los resultados obtenidos de esta investigación permitirán encaminar nuevas investigaciones en el campo de las antenas inteligentes, de cualquier forma esta tecnología se encuentra todavía en una etapa de desarrollo a nivel comercial.

ÍNDICE

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN A LOS SISTEMAS CELULARES CDMA.....	1
1.1 CONCEPTOS DE COMUNICACIÓN CELULAR.....	1
1.1.1 Estructura celular	2
1.1.2 Jerarquía de celdas	2
1.1.3 Arquitectura de una red celular.....	3
1.1.4 Enlace de radio.....	4
1.2 EVOLUCIÓN DE LAS COMUNICACIONES INALÁMBRICAS.....	4
1.2.1 Conceptos de comunicaciones inalámbricas	5
1.3 SPREAD SPECTRUM Y CODE DIVISION MULTIPLE ACCESS.....	9
1.3.1 Direct Sequence Spread Spectrum	10
1.3.2 Interferencia de múltiple acceso en el sistema DS_CDMA.....	14
1.3.3 Control de potencia en CDMA	17
1.3.4 Frequency Hop Spread Spectrum (FH-SS)	19
1.4 SISTEMA DE ANTENAS.....	20
1.5 CONCEPTOS BÁSICOS DE PROPAGACIÓN RADIOELÉCTRICA.....	23
1.5.1 Pérdidas en el trayecto	23
1.6 CANALES LÓGICO EN EL SISTEMA CDMA	27
1.6.1 Canal descendente.....	27
1.6.2 Canal ascendente.....	30

CAPÍTULO 2

INTRODUCCIÓN A ANTENAS INTELIGENTES.....	32
2.1 BENEFICIOS DE LA TECNOLOGÍA DE ANTENAS INTELIGENTES	32
2.2 INTRODUCCION A LA TECNOLOGÍA DE ANTENAS INTELIGENTES.	34

2.3 RECEPTOR ESPACIAL.....	39
2.4 BEAMFORMING	41
2.4.1 Técnicas con referencia temporal.....	41
2.4.2 Técnicas con referencia espacial.....	42
2.4.3 Técnicas con referencia ciega	42
2.5 SISTEMA DE HAZ CONMUTADO.....	43
2.6 SISTEMA DE HAZ ADAPTATIVO.....	43
2.6.1 Técnicas de beamforming estadísticamente óptimo.....	45
2.6.2 Técnicas de beamforming adaptativo	50
2.7 ANTENAS INTELIGENTES DE BANDA ANCHA.....	52
2.8 TRANSMISIÓN DEL BEAMFORMING	53
2.9 CALIBRACIÓN DEL ARREGLO	55

CAPÍTULO 3

ANÁLISIS DE TÉCNICAS DE ANTENAS INTELIGENTES PARA EL ENTORNO CDMA.....	32
3.1 PROCESADOR ESPACIAL NO COHERENTE PARA CDMA	56
3.2 PROCESADOR ESPACIAL COHERENTE PARA CDMA.....	56
3.3 RECEPTOR RAKE	58
3.4 PROCESADOR ESPACIAL MULTI-USUARIO.....	59
3.5 SECTORIZACIÓN DINAMICA USANDO ANTENAS INTELIGENTES ...	60
3.6 BEAMFORMING PARA CDMA EN EL ENLACE DESCENDENTE	61

CAPITULO 4

ANÁLISIS DEL MEJORAMIENTO DEL ALCANCE Y CAPACIDAD DEL SISTEMA USANDO FILTRADO ESPACIAL.....	64
4.1 RANGO EXTENDIDO EN CDMA.....	64
4.2 FILTRADO ESPACIAL EN UNA ESTACIÓN BASE.....	66
4.3 DESEMPEÑO DEL ENLACE UPLINK EN UN SISTEMA MULTICELDA	67

4.4 ANÁLISIS DEL ENLACE Y CAPACIDAD USANDO ANTENAS INTELIGENTES	72
CAPÍTULO 5	
DESARROLLO DEL SOFTWARE DE SIMULACIÓN	75
5.1 SIMULACIÓN DEL PATRÓN DE RADIACIÓN DE ANTENAS INTELIGENTES	75
5.1.1 Antenas inteligentes de haz adaptativo	75
5.1.2 Desarrollo de la simulación.....	78
5.1.3 Simulación	81
5.2 ANÁLISI DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS DE LAS PRUEBAS REALIZADAS POR LAS OPERADORAS CELULARES QUE IMPLEMENTARON LA TECNOLOGÍA DE ANTENAS INTELIGENTES	94
CAPÍTULO 6	
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	96
6.1 CONCLUSIONES	96
6.2 RECOMENDACIONES	98
ANEXOS	99

ÍNDICE DE TABLAS

CAPÍTULO 1	Pág.
Tabla. 1.1. Evolución de las redes inalámbricas, tabla editada [3], pp. 6	5
Tabla. 1.2. Exponente de pérdidas en el trayecto y desviación estándar, para diferentes ambientes, tabla editada [3], pp. 37	26
CAPÍTULO 2	
Tabla. 2.1. Técnicas de beamforming estadísticamente óptimo tabla editada [3], pp. 217.	45
Tabla. 2.2. Técnicas de beamforming adaptativo, tabla editada [3], pp. 228.	51
CAPÍTULO 4	
Tabla. 4.1. Ejemplo del incremento del alcance en el sistema CDMA, usando un arreglo de antenas de 8 dipolos, tabla editada [3], pp. 144.	65
Tabla. 4.2. Valor de β y el factor de rehúso f , en función de exponente de la perdidas del trayecto, tabla editada [3], pp. 147.	70
Tabla. 4.3. Número de usuarios soportados en cada celda, con un $E_b/N_0 = 9 \text{ dB}$ y $\nu = 0.6$, tabla editada [3], pp. 37, tabla editada [3], pp. 148.	72
Tabla. 4.4. Máxima potencia transmitida por cada móvil, de acuerdo a su clase, tabla editada [3], pp. 151.	72
Tabla. 4.5. Ganancia de interferencia para un arreglo lineal de media longitud de onda, con interferencia distribuida en el rango de $[0, \pi]$, tabla editada [3], pp. 152.	73
Tabla. 4.6. Número de suscriptores soportados en un sector del sistema CDMA, en función del exponente de perdidas del trayecto y de los dipolos del arreglo, con interferencia distribuida en el rango de $[0, \pi]$, tabla editada [3], pp. 158.	74

ÍNDICE DE FIGURAS

CAPÍTULO 1	Pág.
Figura. 1.1. Sistema Celular, figura editada [3], pp. 2.	1
Figura. 1.2. Esquema de la red cdmaOne, figura editada [3], pp. 4.	2
Figura. 1.3. Esquema general de ubicación de los conceptos en un sistema de comunicaciones móviles, figura editada [1], pp.106.	5
Figura. 1.4. Esquemas de acceso múltiple: a) FDMA b) TDMA c) CDMA, figura editada de [3], pp. 7.	6
Figura. 1.5. Transmisor y Receptor DS-SS, figura editada [3], pp. 19.	10
Figura. 1.6. Evolución temporal de una señal DS-CDMA, figura editada [5], pp. 22.	11
Figura. 1.7. Ensanchamiento espectral en DS-CDMA, figura editada [5], pp. 23.	12
Figura. 1.8. Modelo de Interferencia de Múltiple Acceso para CDMA, figura editada [3], pp. 24.	15
Figura. 1.9. Control de Potencia en el sistema DS-CDMA, figura editada [5], pp. 46.	17
Figura. 1.10. Sistema de antenas, figura editada [3], pp. 30.	20
Figura. 1.11. Modelo básico de transmisor y receptor inalámbrico, figura editada [3], pp.32.	23
Figura. 1.12. Asignación de códigos de Walsh en el enlace descendente, figura editada [7], pp. 24.	27
Figura. 1.13. Estructura del canal piloto, sincronismo y paging del enlace descendente, figura editada [3], pp. 71.	28
Figura. 1.14. Estructura del canal de tráfico para el enlace de ida, figura editada [3], pp. 73.	30
Figura. 1.15. Procesamiento del canal de tráfico en el enlace de retorno, figura editada [3], pp. 68.	31

CAPÍTULO 2

Figura. 2.1. Arreglo de dipolo lineal, figura editada [3], pp. 85.	35
Figura. 2.2. Factor del arreglo $\phi_0 = 45^\circ$ (Programa Haz Lineal)	38
Figura. 2.3. Receptor espacial, figura editada [3], pp. 91,94.	40
Figura. 2.4. Antenas inteligentes de haz conmutado, figura editada [8], pp. 46.	43
Figura. 2.5. Antena inteligente de haz adaptativo. a) Estructura de un arreglo adaptativo b) Patrón de radiación de una antena de haz adaptativo, figura editada [8], pp. 47.	44
Figura. 2.6. Diagrama de Bloques del algoritmo GSC [14], pp. 10.	48
Figura. 2.7. Diagrama de Bloques del algoritmo GSC-NLMS [14], pp.12.	50
Figura. 2.8. Antenas inteligentes de haz adaptativo para K usuarios [3], pp. 98.	52
Figura. 2.9. Antenas inteligentes de banda ancha [3], pp. 99.	52
Figura. 2.10. Sistema de múltiples beamforming en el enlace descendente [3], pp.112.	54
Figura. 2.11. Calibración del arreglo de antenas [3], pp.115.	55

CAPÍTULO 3

Figura. 3.1. Procesador espacial no coherente para CDMA, figura editada [3], pp. 118.	56
Figura. 3.2. Procesador espacial coherente para CDMA, figura editada [3], pp. 119.	57
Figura. 3.3. Receptor Rake convencional, figura editada [3], pp. 120.	57
Figura. 3.4. Estructura básica del Receptor RAKE, figura editada [3], pp. 121.	59
Figura. 3.5. Procesamiento espacial multi-usuario, figura editada [3], pp. 125.	60

Figura. 3.6. Sectorización dinámica, figura editada [3], pp. 126.	61
Figura. 3.7. Sistema de control de potencia en enlace descendente para CDMA, figura editada [3], pp. 128.	62
Figura. 3.8. Beamforming en el enlace descendente para IS-95 CDMA [3], figura editada [3], pp. 127.	63

CAPÍTULO 4

Figura. 4.1. Geometría utilizada para determinar la distancia $d_{i,j}$, en función de $d_{i,o}$, la distancia entre un usuario i que se encuentra fuera de la celda central, figura editada [3], pp. 141.	68
Figura. 4.2. Patrones de radiación de antenas: a) Omnidireccional b) Sectorial c) Flat topped, figura editada [3], pp. 147.	71

CAPÍTULO 5

Figura. 5.1. Esquema de transmisión y recepción un arreglo lineal de antenas, figura editada [3], pp. 2.	75
Figura. 5.2. Patrón de radiación de una antena de haz adaptativo, figura editada [3], pp. 4.	76
Figura. 5.3. Diagrama de flujo del sistema de haz adaptativo.	78
Figura. 5.4. Representación de los ángulos de arribo de los usuarios deseados e interferentes, figura editada de [3], pp. 7.	81
Figura. 5.5. Entorno de trabajo de Matlab 6.5.	82
Figura. 5.6. Ventana de comandos de Matlab 6.5.	83
Figura. 5.7. Mensaje de Matlab solicitando el cambio de directorio del script.	83
Figura. 5.8. Ingreso de datos requeridos para la simulación del patrón de radiación.	84
Figura. 5.9. Respuesta del Algoritmo estadísticamente óptimo.	84

Figura. 5.10. Respuesta del Algoritmo Adaptativo NMLS.	85
Figura. 5.11. Respuesta del Algoritmo Adaptativo LMS.	86
Figura. 5.12. Respuesta del Algoritmo Adaptativo RLS.	86
Figura. 5.13. Respuesta del Algoritmo estadísticamente óptimo MVDR.	87
Figura. 5.14. Respuesta del Algoritmo Adaptativo NLMS.	87
Figura. 5.15. Respuesta del Algoritmo Adaptativo LMS.	88
Figura. 5.16. Respuesta del Algoritmo Adaptativo RLS.	88
Figura. 5.17. Patrón de radiación en forma polar del algoritmo estadísticamente óptimo.	89
Figura. 5.18. Patrón de radiación en forma polar del algoritmo adaptativo NMLS.	89
Figura. 5.19. Patrón de radiación en forma polar del algoritmo adaptativo LMS.	90
Figura. 5.20. Patrón de radiación en forma polar del algoritmo adaptativo RLS.	90
Figura. 5.21. Gráfico de error obtenido de los algoritmos adaptativos para $E_b/N_0=1$ dB.	91
Figura. 5.22. Gráfico de error obtenido de los algoritmos adaptativos para $E_b/N_0=2$ dB.	91
Figura. 5.23. Gráfico de error obtenido de los algoritmos adaptativos para $E_b/N_0=3$ dB.	92
Figura. 5.24. Gráfico de error obtenido de los algoritmos adaptativos para $E_b/N_0=4$ dB.	92
Figura. 5.25. Gráfico de error obtenido de los algoritmos adaptativos para $E_b/N_0=5$ dB.	93
Figura. 5.26. Gráfico del criterio PRD aplicado a los algoritmos simulados.	94

GLOSARIO

ASIC	<i>Application Specific Integrated Circuits</i>
AWGN	<i>Addtive White Gaussian Noise</i>
BCCH	<i>BroadCast Control Chanel)</i>
BER	<i>Bit error rate</i>
BPSK	<i>Binary Phase-Shift Keying</i>
BS	<i>Base Station</i>
C/A	<i>Coarse/ Acquisition</i>
C/N	<i>Carrier to Noise</i>
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
C/I	<i>Carrier to Interference Radio</i>
CINR	<i>Carrier to Interference and Noise Radio</i>
DoA	<i>Direction of Arrive</i>
CRC	<i>Cyclic Redundancy Check</i>
DSP	<i>Digital Signal Processors</i>
DS-SS	<i>Direct Sequense Spread Spectrum</i>
Eb/No	<i>Bit Energy to Noise Density</i>
FER	<i>Frame error rate</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>

FP-GA	<i>Fiel Programmable Gate Arrays</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>
IF	<i>Intermediate Frecency</i>
ISDN	<i>Integrated Services Digital Network</i>
IS-95	<i>Interim Standard 95</i>
LCMV	<i>Linearly Constrained Minimum Variance</i>
LNA	<i>Low Noise Amplifier</i>
MMSE	<i>Minimum Mean Square Error</i>
MS	<i>Mobile Station</i>
MSC	<i>Mobile Switching Center</i>
MSE	<i>Mean Square Error</i>
MUSIC	<i>Multiple Signal Classification</i>
MVDR	<i>Minimum Variance Distortionless Response</i>
P	<i>Precision</i>
PLMN	<i>Public Land Mobile Network</i>
PN	<i>Pseudo Noise</i>
PNR	<i>Pseudo Noise Number</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
PRD	<i>Percentage Root Difference</i>
PSTN	<i>Public Switched Telephone Network</i>

QPSK	<i>Quadrature Phase-Shift Keying</i>
RF	<i>Radio Frecuency</i>
SBS	<i>Switched Beam System</i>
SDR	<i>Software Defined Radio</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>

CAPITULO I

INTRODUCCIÓN A LOS SISTEMAS CELULARES CDMA

1.1 CONCEPTOS DE COMUNICACIÓN CELULAR

El concepto de comunicación celular surge del criterio de subdividir el área geográfica en áreas cada vez menores denominadas celdas, de tal forma que se logra incrementar la densidad de tráfico en zonas donde se precise, sin la necesidad de incrementar la capacidad de tráfico [1].

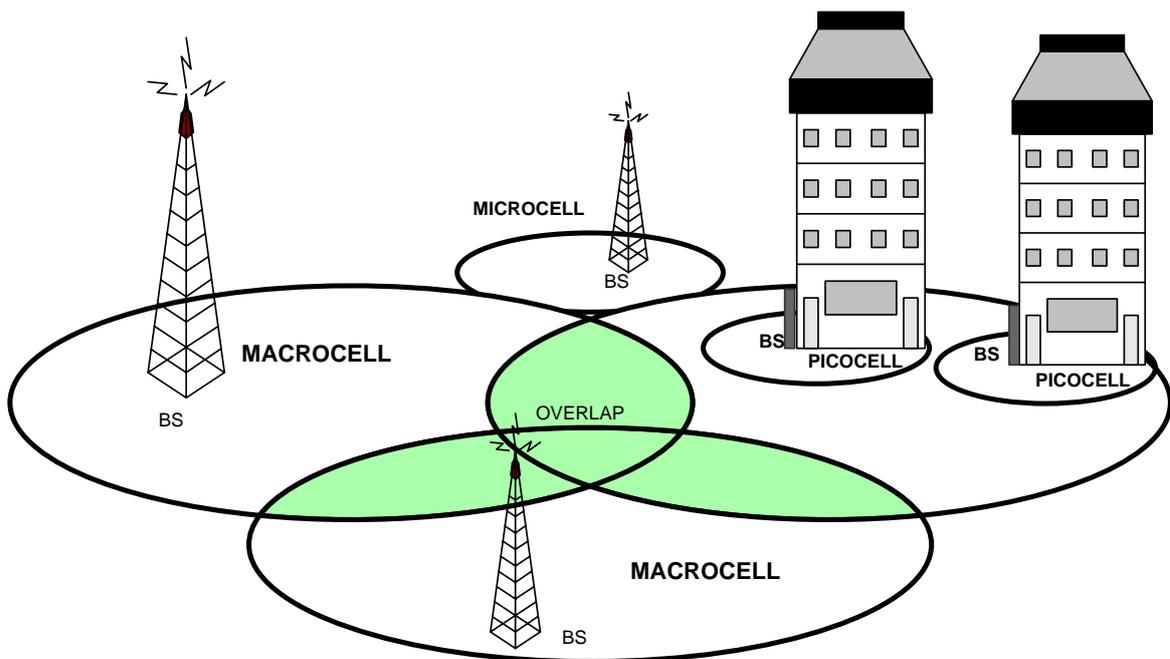


Figura. 1.1. Sistema Celular

Cada celda está provista de una Estación Base (BS), la misma que le proporcionará el servicio al área de cobertura definido para cada celda, de tal forma que todas las celdas cubran el área geográfica a la cual presta servicio la operadora celular, como ilustra la Figura. 1.1.

1.1.1 Estructura celular

La representación geométrica de la celda esta relacionada con el tipo de antenas que se utiliza en la BS, la misma que influye en el rendimiento del espectro. La geometría circular, como ilustra la Figura. 1.1, genera solapamientos en la zona de cobertura, debido a esta característica, se plantearon coberturas de tipo poligonal, siendo el hexágono, el polígono que mayor superficie cubre sin solapamientos, lo cual genera que se requiera un menor número de celdas para cubrir la zona de servicio; por está razón su forma geométrica fue tomada como base para la representación de las celdas celulares [1].

1.1.2 Jerarquía de celdas

Las celdas están divididas de acuerdo al área de cobertura que prestan servicio, como se ilustra en la Figura. 1.2.

Macrocelas: Son celdas que tienen radios relativamente elevados superiores a 1 Km.

Microcelas: Estas celdas son usadas en áreas densamente pobladas. Se divide las zonas de alto tráfico en pequeñas áreas, permitiendo incrementar el número de canales disponibles en esa zona, lo cual genera un incremento de la capacidad de las celdas.

Picoceladas: Estas celdas tienen una cobertura inferior a los 100 m y están destinadas a cubrir áreas interiores de zonas muy concretas.

Celdas Selectivas: Estas celdas son usadas especialmente en las entradas de los túneles debido a que es innecesario cubrir los 360 grados en dicha celda.

Celdas Paraguas: Estas celdas son usadas en las carreteras de tal forma que se reduce la cantidad de *handovers*.

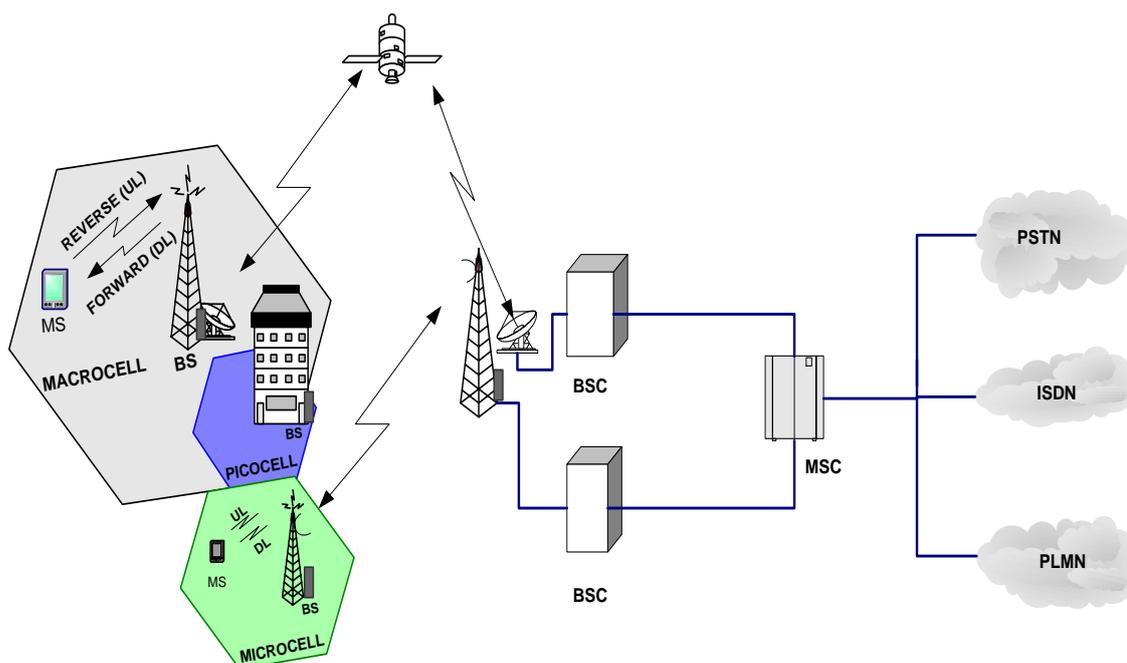


Figura. 1.2. Esquema de la red cdmaOne.

1.1.3 Arquitectura de una red celular

Los elementos que conforman la arquitectura de la red celular se ilustra en la Figura. 1.2.

MS (Mobile Station). - El terminal móvil.

BS (Base Station).- La Estación Base, es la responsable de las funciones de radio en el sistema, gestionan las comunicaciones de radio, traspaso de llamadas entre celdas y controla el nivel de potencia de los móviles.

BSC (Base Station Controllers).- El Controlador de Estaciones Base, es la interfaz entre el sistema de estaciones base y el sistema de conmutación.

El conjunto de estaciones base (BS) y controlador de estaciones base (BSC) se conectan a los centros de conmutación, que son denominados centros de control de enrutamiento de las comunicaciones, MSC (Mobile Switching Center)

MSC (Mobile Switching Center).-Es la interfaz entre las red y las redes públicas de voz y datos (PSTN, ISDN y otras PLMN). Las funciones más importantes que realizan son: enrutamiento, control, establecimiento y terminación de las llamadas.

1.1.4 Enlaces de radio

En el sistema de comunicación celular, se generan dos tipos de enlaces de radio, conocidos también como canales físicos: *forward link o downlink*, *reverse link o uplink*, como ilustra la Figura. 1.2.

El *forward link o downlink*, se establece cuando la BS realiza la transmisión y el MS la recepción.

El *reverse link o uplink*, se establece cuando el MS realiza la transmisión y la BS la recepción.

Existen dos modos de transmisión de los canales físicos, que son: FDD (Frequency Division Duplex), que es una técnica, en la cual se asigna una frecuencia diferente a cada uno de los canales físicos y puede ser utilizado en cualquier instante de tiempo. TDD (Time Division Duplex), en esta técnica se utiliza la misma frecuencia para los dos canales físicos, en periodos de tiempo diferentes, es decir que el enlace downlink utiliza el canal de radio durante un periodo de tiempo y en el enlace uplink durante el siguiente periodo de tiempo.

1.2 EVOLUCIÓN DE LAS COMUNICACIONES INALAMBRICAS

La evolución de los sistemas de comunicación celular se divide en tres generaciones, como se observa en la Tabla. 1.1.

La *primera generación* se caracteriza por la evolución de los sistemas analógicos y por la utilización de señalización analógica en la interfaz aire. La necesidad de incrementar la capacidad de este sistema y dar mayor seguridad a las comunicaciones, llevó al desarrollo de la *segunda generación*, que se

caracteriza por la utilización de señalización digital de acceso múltiple. La necesidad de altas tasas de transmisión requeridas por los usuarios, llevaron al desarrollo de la *tercera generación*, cuya característica es que se basan en los protocolos de Internet IP [1].

Tabla. 1.1. Evolución de las redes inalámbricas

	First Generation System	Second Generation System	Third Generation System
Time Frame	1984-1996	1996-2000	2000-2010
Services	Analog Mobile Telephony Voice Band Data	Digital Voice, messaging	High speed data Broadband video Multimedia
Architecture	Macrocellular	Microcellular Picocellular Wireless Local Loop	
Radio Technology	Analog FM, FDD FDMA	Digital modulation CDMA TDMA using TDD and FDD	CDMA possibly combined with TDMA, with TDD and FDD variants
Frequency Band	800 MHz	800 + 1900 MHz	2 GHz
Examples	AMPS TACS ETACS NMT450/900 NTT JTACS/NTACS	cdmaOne (IS-95) GSM/DSC-1900 US TDMA PACS PHS	cdma2000 WCDMA

1.2.1 Conceptos de comunicaciones inalámbricas

En los diferentes sistemas de comunicación inalámbrica, se hace uso de una serie de conceptos como son: Acceso múltiple, modulación, tráfico, etc, los mismos que se ilustran en la Figura. 1.3.

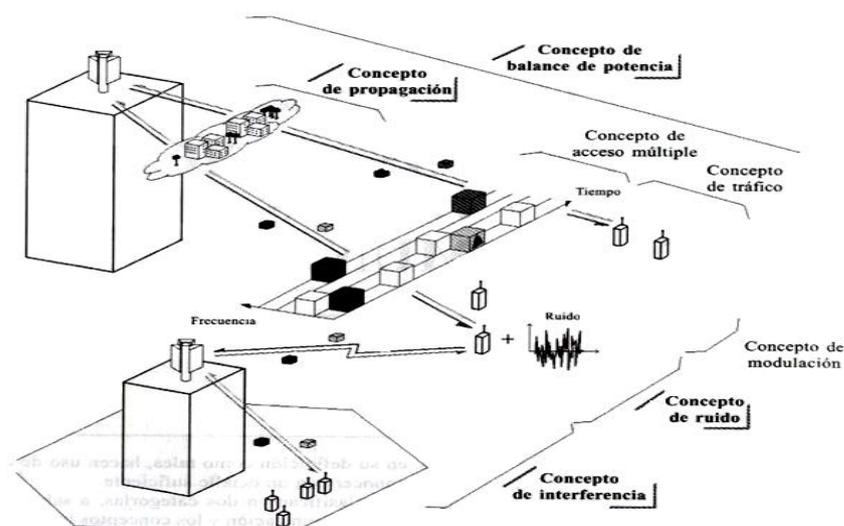


Figura. 1.3. Esquema general de ubicación de los conceptos en un sistema de comunicaciones móviles.

a) Concepto de Acceso Múltiple

Los sistemas de comunicaciones móviles se caracterizan por utilizar una serie de recursos compartidos entre sus usuarios, como es el caso de la interfaz aire, los procedimientos utilizados para coordinar dicho acceso son las denominadas técnicas de múltiple acceso (FDMA, TDMA, CDMA), que son establecidas por un cierto canal lógico.

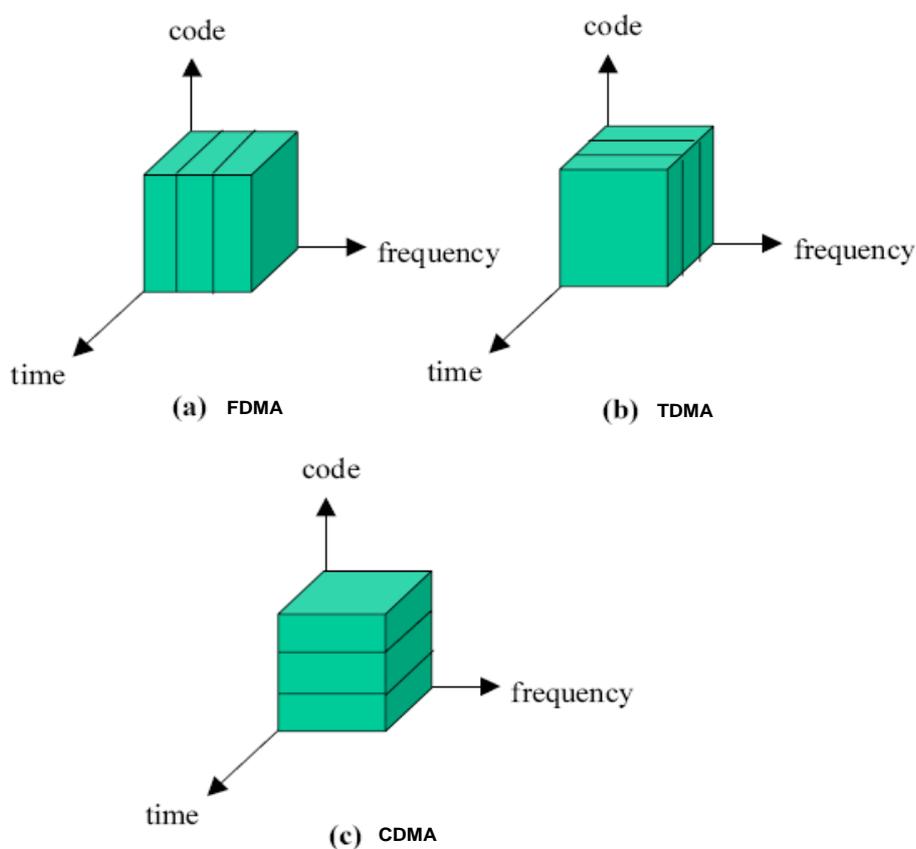


Figura. 1.4. Esquemas de acceso múltiple: a) FDMA b) TDMA c) CDMA

- **Acceso Múltiple por División de Frecuencia (FDMA)**

FDMA divide el ancho de banda en una serie de canales de banda estrecha, llamados radio canales, que serán los que se asignen a los usuarios, como ilustra la Figura. 1.4 (a).

- **Acceso Múltiple por División de Tiempo (TDMA)**

TDMA consiste en la asignación de una sola frecuencia que será compartida en intervalos de tiempo sucesivo y cíclico entre los usuarios del sistema, consiguiendo una apariencia de continuidad en la asignación y uso del recurso frecuencial, que temporalmente está repartido entre múltiples usuarios. De la misma forma el sistema debe poseer un mecanismo de direccionamiento capaz de distinguir a los usuarios, así como de sincronización para que cada MS pueda determinar cuál es el momento en que le toca acceder al recurso compartido, como se ilustra en la Figura. 1.4 (b).

- **Acceso Múltiple por División de Código (CDMA)**

CDMA asigna a todos los usuarios todo el espectro disponible durante todo el tiempo. De este modo, la forma que se establece para distinguir a los usuarios es mediante la asignación de códigos digitales diferentes que sirven para diferenciar unas comunicaciones de otras, como ilustra la Figura. 1.4 (c).

El desarrollo de los sistemas de tercera generación, han hecho que la técnica de CDMA se profile como la técnica dominante entre los sistemas móviles de tercera generación, por sus ventajas frente a FDMA y TDMA.

b) Modulación Digital

Las técnicas de modulación digital varían las características de la señal portadora de acuerdo con las características de una señal moduladora con el único fin de reutilizar el medio de transmisión [2]. En estas técnicas las señales son transmitidas mediante símbolos, lo cual facilita al receptor la recuperación de la señal transmitida.

Las técnicas de modulación digital más utilizadas son: *ASK*, *FSK*, *PSK*.

ASK (Amplitude Shift Keying), la amplitud de la señal portadora $s(t)$ es modificada por la señal digital, la cual puede ser descrita por la Ecuación 1.1.

$$s(t) = \begin{cases} A_c \cos(\pi f_c t) & 1 \text{ l\u00f3gico} \\ 0 & 0 \text{ l\u00f3gico} \end{cases} \quad 1.1$$

FSK (Frequency Shift Keying), la frecuencia de la portadora es modificada por la se\u00f1al digital, la cual est\u00e1 descrita en la ecuaci\u00f3n 1.2.

$$s(t) = \begin{cases} A_c \cos(\pi f_1 t) & 1 \text{ l\u00f3gico} \\ A_c \cos(\pi f_2 t) & 0 \text{ l\u00f3gico} \end{cases} \quad 1.2$$

PSK (*Phase Shift Keying*), la fase de la portadora es la que var\u00eda con la se\u00f1al digital. En los sistemas de telefon\u00eda celular modernos, las diferentes variaciones de modulaci\u00f3n digital PSK son utilizadas, tal es el caso de: BPSK, QPSK, GMSK, MPSK. Una representaci\u00f3n matem\u00e1tica del esquema de modulaci\u00f3n PSK es mostrado en la ecuaci\u00f3n 1.3.

$$s(t) = \begin{cases} A_c \cos(\pi f_c t) & 1 \text{ l\u00f3gico} \\ A_c \cos(\pi f_c t + \pi) & 0 \text{ l\u00f3gico} \end{cases} \quad 1.3$$

En el esquema de modulaci\u00f3n BPSK (Binary Phase Shift Keying) cada bit de datos es separado en dos s\u00edmbolos. Por tanto existen solo dos fases posibles que son: 0 y π radianes.

En el caso del esquema de modulaci\u00f3n QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), existe cuatro posibles fases, 0, π , 2π , $\frac{3}{2}\pi$ radianes, las cuales pueden ser combinados sin que la una interfiera con la otra ya que son ortogonales entre s\u00ed.

El problema de consumo de potencia por parte del MS surge de que la transmisi\u00f3n en el enlace *uplink* consume la mayor parte de la bater\u00eda del m\u00f3vil.

Por tanto, el esquema de modulación utilizado debe ser aquel que ahorre la mayor cantidad de energía posible.

c) Demodulación

Estas técnicas permiten al receptor detectar correctamente los datos que fueron transmitidos y se clasifican en: coherente y no coherente [1].

Demodulación coherente se fundamenta en obtener la información de la fase de la señal, y por tanto se basa en la comparación de la señal recibida con una replica de la portadora utilizada en la modulación en el origen, y desde ahí poder obtener la información de fase de la señal.

Demodulación no coherente no toma en consideración la fase de la señal recibida.

Una característica primordial en las técnicas de demodulación es que se debe comparar la potencia de la señal necesaria sobre el nivel del ruido para obtener un nivel de probabilidad de error o BER adecuado para el correcto funcionamiento del sistema.

1.3 SPREAD SPECTRUM Y CODE DIVISION MULTIPLE ACCESS (CDMA)

Spread Spectrum se basan en la distribución de la potencia de la señal a transmitir, a lo largo de un rango de frecuencias mucho más grande que la estrictamente necesaria, lo que se traduce en una densidad espectral de potencia que puede tomar valores inferiores a los del ruido [1].

La modulación en banda base de los datos del usuario se efectúa mediante las técnicas de spread spectrum, la cual puede ser en fase o en frecuencia. Cuando la modulación de la señal se realiza en fase, se denomina spread spectrum en secuencia directa (Direct Sequence), cuando la señal es modulada mediante cambios rápidos en la frecuencia de la portadora, se le denomina spread spectrum por salto de frecuencia (Frequency Hopping) [3].

1.3.1 Direct Sequence Spread Spectrum

Esta técnica realiza el ensanchamiento espectral de la señal en banda base, mediante la multiplicación de la información del usuario $b(t)$, por una secuencia de bits codificadores (spreading sequence) llamados chips $a(t)$, como ilustra la Figura. 1.5.

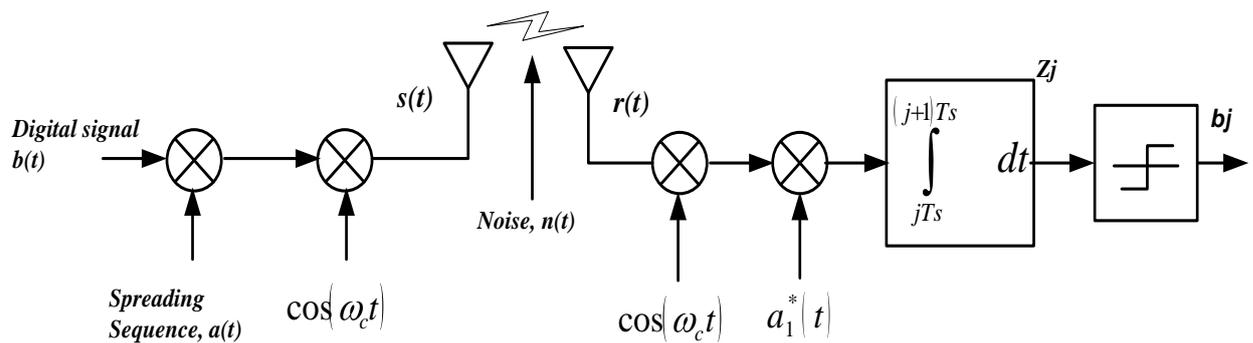


Figura. 1.5. Transmisor y Receptor DS-SS

$$b_k \in \sum_{j=-\infty}^{\infty} b_{k,j} \Psi\left(\frac{t - jT_s}{T_s}\right) \quad |b_{k,j}| = 1 \quad 1.4$$

Donde $\Psi\left(\frac{t}{T}\right)$ es la función pulso y T_s la duración del símbolo.

$$\Psi\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t < T \\ 0 & \text{otros} \end{cases} \quad 1.5$$

La secuencia de esparcimiento o secuencia de chip $a(t)$ (1.6), es llamada de pseudo ruido (PN) ya que su densidad espectral de potencia busca aproximarse a la del ruido blanco y está compuesta por valores pseudo aleatorios, los cuales son conocidos por el transmisor y el receptor.

$$a_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{M-1} a_{k,i} \Psi \left(\frac{t - (jM + i)T_c}{T_c} \right) \quad |a_{k,i}| = 1 \quad 1.6$$

Donde T_c es el periodo de chip y M es el número de símbolos de pseudo ruido existentes en la secuencia, antes de que se repita.

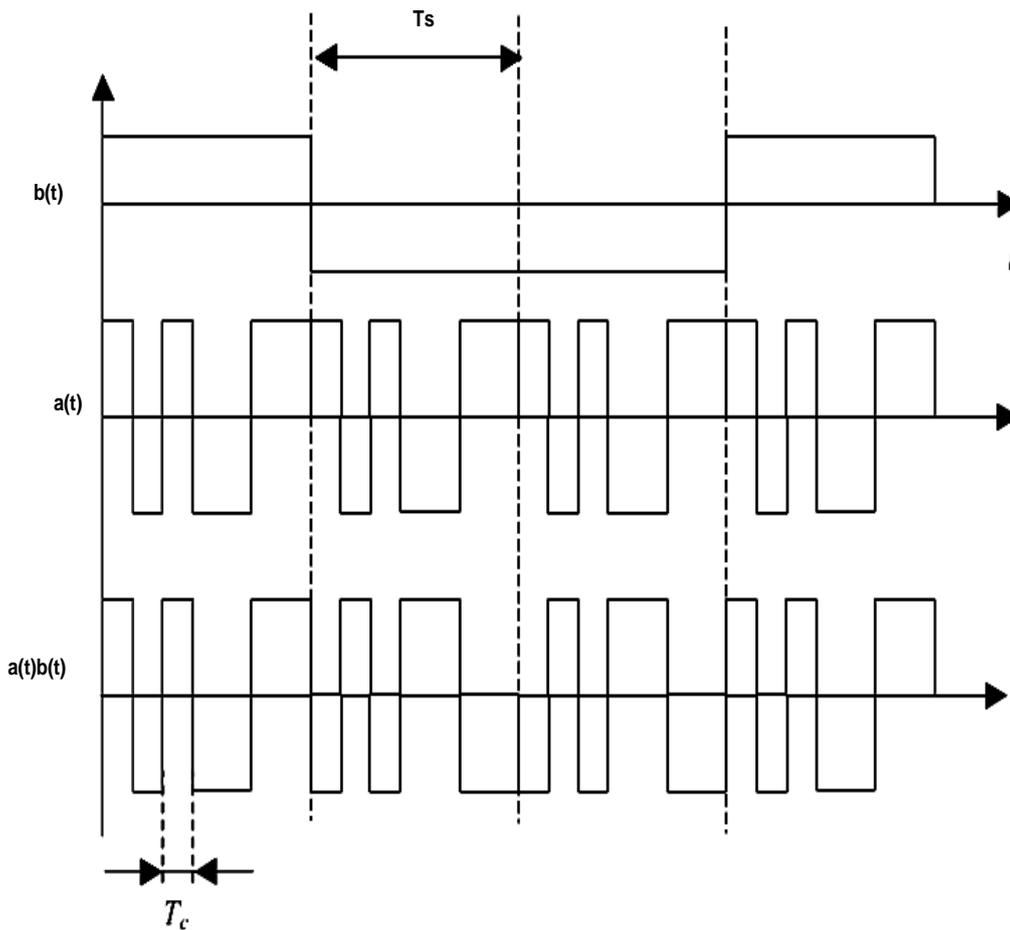


Figura. 1.6. Evolución temporal de una señal DS-SS

$$s(t) = a(t) \cos(\omega_c t) \quad 1.7$$

La señal de esparcimiento (spreading signal) tiene un ancho de banda mayor que de la información, en consecuencia el ancho de banda de la señal transmitida se incrementará, como ilustra la Figura. 1.6, a la vez que la densidad espectral de

potencia se reduce en un factor de N, manteniendo igual la potencia total transmitida, como se representa en la Figura. 1.7.

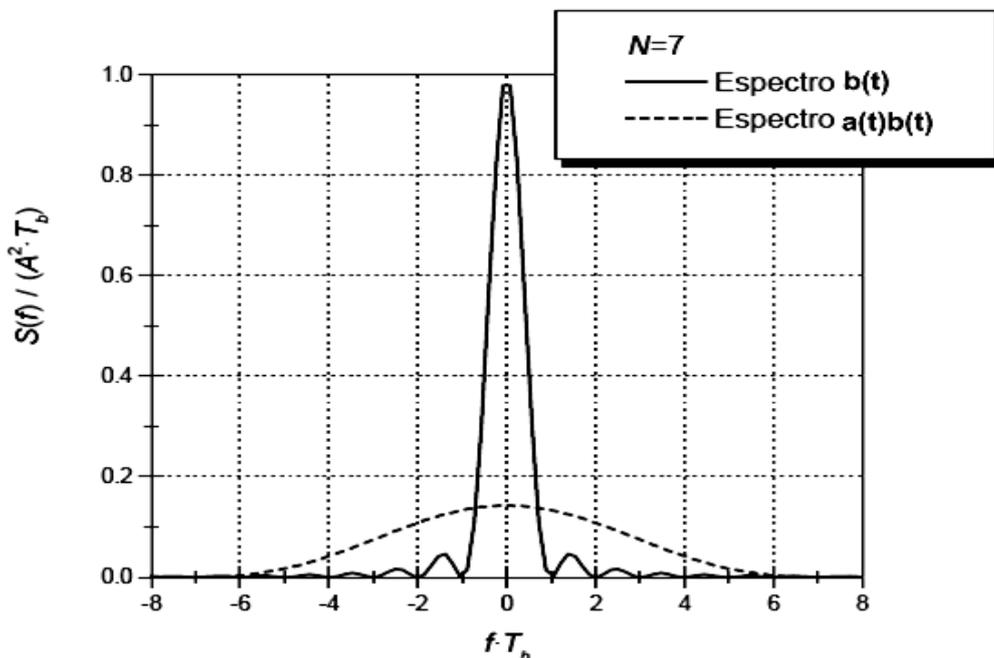


Figura. 1.7. Ensanchamiento espectral en DS-SS

N, se le conoce como la ganancia del proceso y cuanto mayor sea este valor, mayor será la robustez del sistema frente a la existencia de interferencias y está definido como la relación entre la tasa de chip $R_c = \frac{1}{T_c}$, sobre la tasa de símbolo $R_d = \frac{1}{T_d}$.

$$N = \frac{R_c}{R_d} \tag{1.8}$$

Asumiendo que sólo el ruido aditivo blanco Gaussiano con una densidad espectral de potencia $\frac{N_o}{2}$, afecta al canal, como ilustra la Figura. 1.5, se obtiene la señal en el receptor:

$$r(t) = A s(t) + n(t) = A a(t) b(t) \cos(\omega_c t) + n(t) \tag{1.9}$$

En el receptor se genera una replica de la secuencia de chip utilizada por el transmisor, la misma que identifica a cada usuario, $a_k(t - \tau_o)$, donde τ_o es el tiempo de compensación que está entre 0 y MT_c .

Z_j , es un valor estimado del dato transmitido, que se obtiene multiplicando la señal recibida $r(t)$ por la secuencia PN local y oscilador local e integrado sobre un periodo de símbolo.

$$Z_{k,j} = \frac{A_k b_{k,j} T_s}{2} + \eta \quad 1.10$$

Donde η representa la influencia del ruido del canal en la decisión estadística.

La energía por símbolo E_s de la decisión estadística Z_j es igual a la energía por bit E_b , si se asume que los datos transmitidos $b_j \in \{-1, 1\}$.

$$E_b = E_s = \frac{A^2 T_s^2}{4} \quad 1.11$$

La probabilidad de error de bit a la salida del filtro casado (Matched Filter) esta dada por:

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_o}}\right) \quad 1.12$$

Asumiendo que hay dos usuarios en el sistema, con secuencias de chip $a_0(t)$ y $a_1(t)$ que son ortogonales, se cumple la siguiente expresión (1.13):

$$\int_{jT_s}^{(j+1)T_s} a_0 \overline{a_1^*} dt = 0 \quad 1.13$$

La ortogonalidad en un sistema, puede ser expresado como:

$$\sum_{j=0}^{M-1} a_{0,j} a_{1,j}^* = 0 \quad 1.14$$

Si cada usuario tiene una secuencia de código diferente, estas son ortogonales entre si; entonces se deduce que muchos usuarios pueden compartir el mismo recurso sin que un usuario interfiera con el otro. Esta propiedad puede ser usada como una técnica de múltiple acceso, llamada Code Division Multiple Access [3].

La señal que recibe el usuario 0 está dada por la siguiente expresión:

$$r_0 = A_0 b_0 \overline{a_0} \cos(\omega_c t) + A_1 b_1 \overline{a_1} \cos(\omega_c t + \alpha_1) + n \quad 1.15$$

En (1.15) se puede observar que otros usuarios generan interferencia en la señal recibida por BS, a esta interferencia se le denomina Interferencia de Múltiple Acceso (Multiple Access Interferente MAI), que afecta a la detección del símbolo transmitido por el usuario deseado.

1.3.2 Interferencia de múltiple acceso en el sistema DS-CDMA

Desarrollando un ejemplo más cercano a la realidad que el indicado por la expresión (1.15), se asume que la señal que recibe la estación base, del k-ésimo usuario; si K usuarios ocupan la misma banda de frecuencia al mismo tiempo es:

$$s_k(-\tau_k) = \sqrt{2P_k} a_k \overline{b_k} \overline{(-\tau_k)} \cos(\omega_c t + \varphi_k) \quad 1.16$$

Donde τ_k es el retardo del usuario k relativo al usuario 0. P_k , es la potencia recibida del usuario k y ϕ_k es la compensación en fase del usuario k relativo al usuario 0.

Como se ilustra en la Figura. 1.8, la señal disponible en la entrada del correlador esta dada por:

$$r_0(t) = \sum_{k=0}^{K-1} s_k(t - \tau_k) + n(t) \tag{1.17}$$

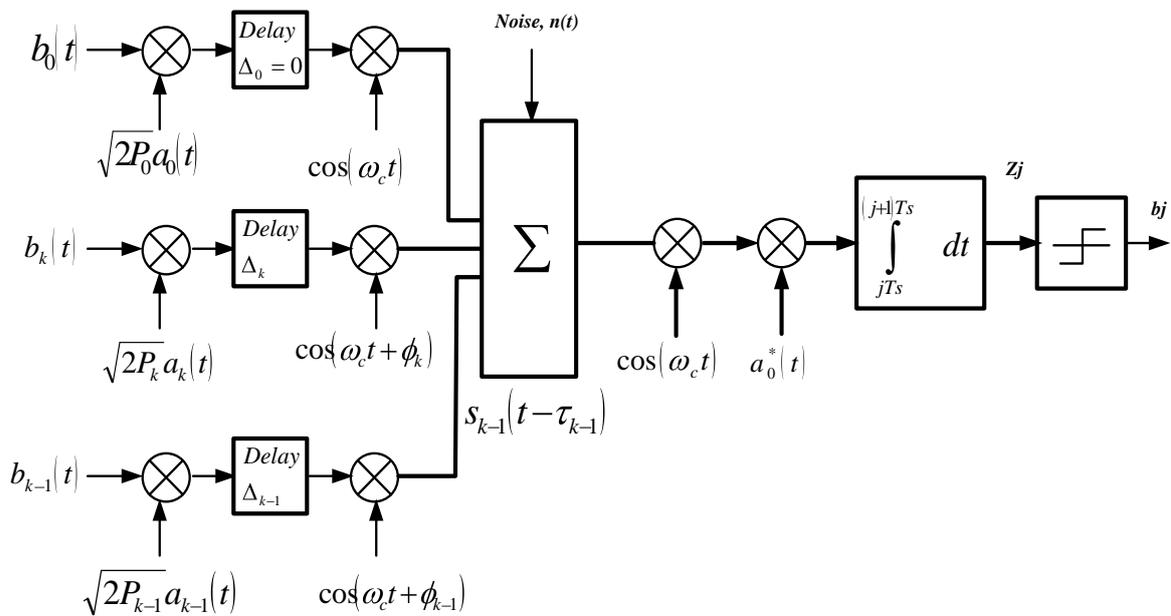


Figura. 1.8. Modelo de Interferencia de Múltiple Acceso para CDMA

En el receptor, la decisión estadística del usuario 0 es dada por:

$$Z_0 = I_0 + \eta + \zeta \tag{1.18}$$

Donde I_0 es la contribución de la decisión estadística para el usuario deseado (k=0), ζ es la interferencia de múltiple acceso y η es la contribución del ruido.

La contribución del usuario deseado está dada por:

$$I_0 = \sqrt{\frac{P_0}{2}} b_{0,0} T_b \quad 1.19$$

La contribución del ruido es:

$$\eta = \int_{t=0}^{T_b} n(t) a_0^* \cos(\omega_c t) dt \quad 1.20$$

La media de η es:

$$\mu_\eta = E|\eta| = \int_{t=0}^{T_b} E[n(t) a_0^* \cos(\omega_c t)] dt = 0 \quad 1.21$$

La varianza de η es:

$$\sigma_\eta^2 \approx \frac{N_0 T_b}{4} \quad \omega_c \gg \frac{2}{T_b} \quad 1.22$$

Donde ζ es la sumatoria de los K-1 interferencias de múltiple acceso (I_k)

$$\zeta = \sum_{k=1}^{K-1} I_k \quad 1.23$$

Donde I_k esta dada por:

$$I_k = \int_{t=0}^{T_b} \sqrt{2P_k} b_k(-\tau_k) a_k(-\tau_k) \cos(\omega_c t + \phi_k) \cos(\omega_c t) dt \quad 1.24$$

La interferencia de múltiple acceso puede ser aproximada a una variable randómica Gaussiana. De tal forma que se puede aproximar a un BER (Bit error rate).

$$P_e = Q \left(\sqrt{\frac{3N}{\sum_{k=1}^{K-1} \frac{P_k}{P_0}}} \right) \quad 1.25$$

1.3.3 Control de potencia en CDMA

Un aspecto importante del sistema CDMA es el control de potencia, ya que el usuario que llegue al receptor con una potencia excesiva, degradará las comunicaciones del resto de los usuarios del sistema, tal es el caso del efecto cerca-lejos (near-far), que se presenta debido a la ubicación de los usuarios dentro de la celda ya que los usuarios que se encuentran cerca de BS pueden transmitir con un nivel de potencia mayor que los usuarios que se encuentran más alejados, debido a esta característica es necesario que todos los usuarios lleguen al receptor (BS) con la misma potencia, como ilustra la Figura. 1.9.

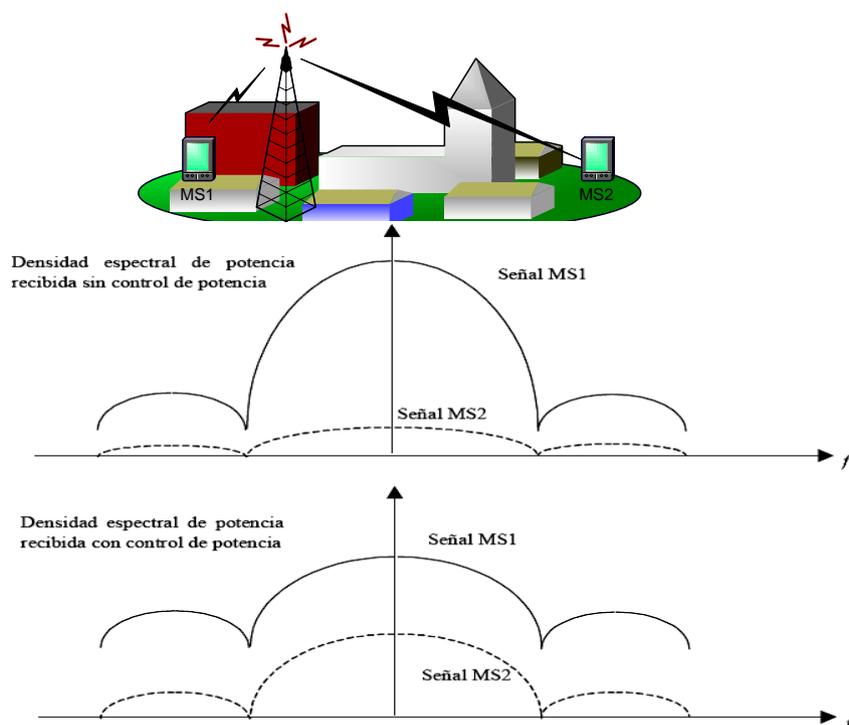


Figura. 1.9. Control de Potencia en el sistema DS-CDMA

La probabilidad de error de bit es el parámetro que permite realizar un control de potencia para el usuario p que puede ser expresado como:

$$P_{e,User,p} = Q\left(\sqrt{3N\gamma_p}\right) \quad 1.26$$

Donde N es el factor de esparcimiento y γ_p representa la razón Portadora a Interferencia (Carrier to Interference Ratio CIR), para el suscriptor p , P_p representa la potencia recibida del usuario p , P_k es la potencia que recibe la BS de un suscriptor en particular.

$$\gamma_p = \frac{P_p}{\sum_{\substack{k=0 \\ k \neq p}}^{K-1} P_k} \quad 1.27$$

La reducción del nivel de potencia de los usuarios interferentes provoca un incremento en la relación CIR (1.27) y se reduce la Probabilidad de error de bit para todos los suscriptores.

Debido a que todos los suscriptores están sujetos a un control de potencia, se puede asumir que la potencia P_k es un valor constante, entonces la expresión (1.27) es modificada y se la denomina como factor de control de potencia perfecta (1.28).

$$\gamma_p = \frac{1}{K-1} \quad 1.28$$

Para realizar un control de potencia exacto es necesario conocer las pérdidas en la propagación del canal de radio, entre el suscriptor (transmisor) y la BS (receptor). En la práctica las pérdidas en el trayecto son estimadas a través de una combinación de técnicas que son:

Control de Potencia en Lazo Abierto.-Está técnica consiste en que los suscriptores ajusten por si mismos el nivel de potencia a transmitir, a partir de la medida de la potencia proveniente del canal piloto enviado por BS, cuya potencia de transmisión es conocida a priori [5]. De este modo el móvil puede estimar las pérdidas del canal y calcular cuál debe ser la potencia con la que debe transmitir para que la BS reciba la señal con la potencia adecuada. Este mecanismo sólo garantiza que la potencia recibida por la BS sea la deseada en valor promedio, esta técnica se basa en el hecho que los canales ascendente y descendente son asimétricos, es decir que las pérdidas de propagación no son las mismas en ambos sentidos y menos cuando las frecuencias centrales de los canales ascendente y descendente son diferentes. Por otro lado las variaciones rápidas de la respuesta del canal móvil no pueden ser compensadas con esta técnica, debido a esto surge la técnica de control de potencia en lazo cerrado.

Control de potencia en lazo cerrado. La BS realiza mediciones de la potencia que recibe del móvil y envía instrucciones, para que este incremente o disminuya la potencia de transmisión según corresponda [5]. Con este mecanismo se puede compensar las variaciones rápidas del canal, consiguiendo que la potencia instantánea recibida por la BS sea la correcta en todos los instantes de tiempo. Por lo tanto la probabilidad de error de bit va a estar en función del número de suscriptores (1.29), debido a que la BS realiza un control de la potencia a todos los usuarios de la celda.

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{3N}{K-1}}\right) \quad 1.29$$

1.3.4 Frequency Hop Spread Spectrum (FH-SS)

Una alternativa del sistema de Direct Sequence es Frequency Hop Spread Spectrum (FH-SS), el cual es similar al sistema FDMA, debido a que el ancho de banda disponible para los múltiples usuarios es dividido en N canales [3].

La diferencia entre el sistema de FH-SS y el FDMA es que la señal modulada cambia constantemente de frecuencia de acuerdo a la tasa de cambio del sistema y se divide en: salto de frecuencia lento y salto de frecuencia rápido.

Salto de frecuencia lento, la velocidad de símbolo de la señal es un múltiplo entero de la velocidad de salto de frecuencia, de modo que varios símbolos pueden ser transmitidos en cada salto de frecuencia de la señal.

Salto de frecuencia rápido, donde la frecuencia de salto es múltiplo entero de la velocidad de símbolo. Esto implica que la señal cambia de frecuencia varias veces durante el periodo de cada ráfaga.

1.4 SISTEMA DE ANTENAS

La antena es un dispositivo que acopla la potencia de una señal, la cual se va a transmitir vía radio, de una línea de transmisión hacia el espacio libre, permitiendo al transmisor orientar el sentido de propagación de la energía electromagnética y al receptor la capacidad de captar correctamente la energía electromagnética existente que se propaga en el espacio libre [6], como ilustra la Figura. 1.10. La calidad de una antena se determina gracias a los conceptos generales como: ganancia, directividad, etc.

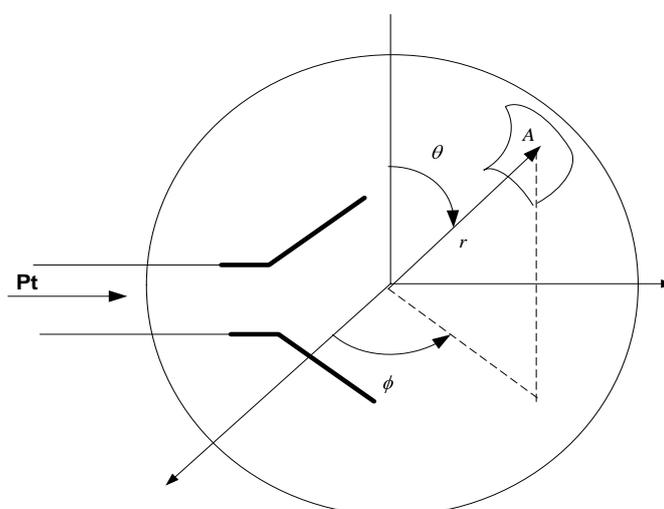


Figura. 1.10. Sistema de antenas

P_t , es la potencia en la línea de transmisión, (θ, ϕ) representan las coordenadas polares de una dirección en particular.

Entre las características principales de la antena se encuentra, la densidad de potencia promedio, que está definida como el promedio del vector de Poynting (1.30), la intensidad de irradiación (1.31) la cual representa la potencia que radia la antena por unidad de ángulo sólido.

$$S_{AV} = \frac{1}{2} \text{Re} \{ E \otimes H^* \} \quad \left[\frac{W}{m^2} \right] \quad 1.30$$

$$U(\theta, \phi) = S_{AV} r^2 \quad 1.31$$

$$P_{rad} = \int_{\phi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} U(\theta, \phi) \sin \theta \, d\theta \, d\phi \quad [W] \quad 1.32$$

La intensidad de irradiación de una antena isótropa, no depende de las direcciones θ o ϕ ya que es igual a la intensidad de radiación media (1.33).

$$U_{AV} = U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad 1.33$$

La *directividad* es una medida que describe la propiedad de la antena de radiar una mayor potencia en una determinada dirección [6]. La directividad de una antena no isótropa (1.34) se representa como la relación de la intensidad de radiación de la antena en una dirección dada y la intensidad de radiación media en todas las direcciones (intensidad de radiación de una fuente isótropa).

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad 1.34$$

La *ganancia* es una medida que describe el incremento de la potencia de la señal que se transmitirá al espacio libre, respecto a la potencia entregada a la antena por la línea de transmisión [6], esta propiedad ayuda a mitigar las pérdidas existentes en el trayecto del enlace. La ganancia absoluta (1.35) de una antena (en una dirección dada) está definida como, la relación de la intensidad en una dirección dada, sobre la intensidad de radiación que puede ser obtenida si la potencia aceptada por la antena se radia isotrópicamente.

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} \left[\frac{U(\theta, \phi)}{U_0} \right] = e_{cd} \left[4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \right] \quad 1.35$$

Donde e_{cd} es la eficiencia de la antena y la ganancia de la antena puede ser expresada en términos de máxima apertura A_m .

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} \frac{4\pi}{\lambda^2} A_m \quad 1.36$$

$$A_e = \frac{\lambda^2 G}{4\pi} \quad 1.37$$

La PIRE (Potencia Isotrópica Radiada Equivalente), es el valor de potencia que puede ser requerido, si se emplea una antena isótropa, para producir la misma densidad de potencia en la misma dirección de la antena, y se define como el producto de la potencia en transmisión por la ganancia isótropa en la dirección de transmisión.

$$P_{PIRE} = P_t G = 4\pi \eta U(\theta, \phi) \quad 1.38$$

A una distancia r , en la dirección (θ, ϕ) , la potencia total disponible en un área es:

$$P_{rad}(\theta, \phi) = \frac{G(\theta, \phi) P_t A}{4\pi r^2} = \frac{A}{4\pi r^2} P_{PIRE} \quad 1.39$$

1.5 CONCEPTOS BÁSICOS DE PROPAGACIÓN RADIOELÉCTRICA

La expresión (1.40) determina la potencia recibida en un enlace inalámbrico, como ilustra la Figura. 1.11.

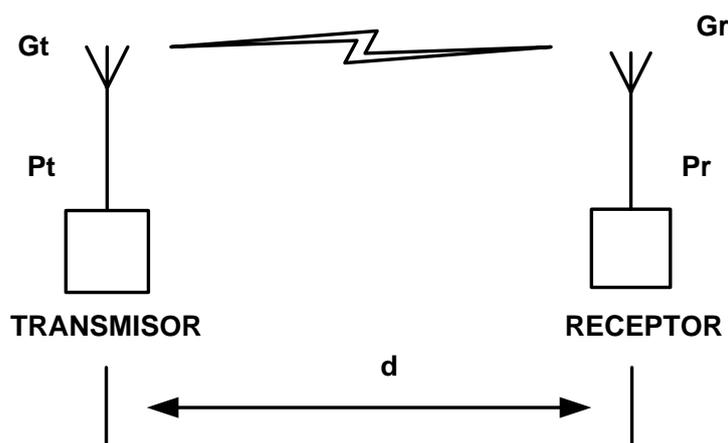


Figura. 1.11. Modelo básico de transmisor y receptor inalámbrico

$$P_r = P_t + G_t + G_r - L_p \quad 1.40$$

Esta expresión ayuda a determinar el desempeño del enlace y L_p representa las pérdidas en el trayecto entre el transmisor y el receptor.

1.5.1 Pérdidas en el trayecto

La reflexión, difracción y esparcimiento, son algunos de los mecanismos de propagación de las ondas electromagnéticas, muchos de los sistemas operan en áreas urbanas, donde no existe línea de vista entre el transmisor y el receptor, debido a la presencia de obstáculos en el enlace, se generan múltiples reflexiones, lo cual genera que las ondas electromagnéticas viajen en distintos trayectos hasta llegar al receptor. Esta interacción causa múltiples desvanecimientos y el decremento de la potencia en el receptor cuando se incrementa la distancia entre el transmisor y el receptor [3].

Para determinar los niveles de potencia en el receptor se desarrollaron modelos de propagación que predicen los niveles de potencia a distancias dadas del transmisor, existen dos clases de modelos de propagación que son: modelos de propagación a gran escala y modelos de propagación a pequeña escala, los más utilizados son: Espacio libre, Lee y Hata. [7]

Espacio Libre.- Este modelo no considera la acción de los obstáculos terrestres y es comúnmente usado en sistemas de comunicación punto a punto.

$$L_p = \frac{4 \pi \lambda^2}{d^2} \quad 1.41$$

Donde:

λ = longitud de onda de la señal

d = distancia entre el receptor y transmisor.

Lee.- En este modelo se toma en cuenta el camino directo (línea de vista) y los indirectos (refracción y reflexión) que puede tomar una señal al ser transmitida.

$$L_p = 1.14 \times 10^{-13} \frac{h^2}{d^{3.84}} \quad 1.42$$

Donde:

d = distancia entre receptor y transmisor

h = altura de la antena de la estación base.

Hata.-El modelo de Hata está basado en mediciones empíricas tomadas en medios urbanos.

$$L_p = -K_1 - K_2 \log(f) + 13.82 \log(h_b) + a(h_m) - [44.9 - 6.55 \log(h_b)] \log(d) - K_0 \quad 1.43$$

Donde:

f = frecuencia de portadora

h_b = altura antena de Estación Base

h_m = altura antena móvil

d = distancia entre receptor y transmisor

$K_0 = 0$ [urbano]

$K_0 = 3$ dB [densamente urbano]

$K_1 = 69.55$; $K_2 = 26.16$ [$150 \text{ MHz} \leq f \leq 1000 \text{ MHz}$]

$K_1 = 463$; $K_2 = 33.9$ [$1500 \text{ MHz} \leq f \leq 2000 \text{ MHz}$]

$$a(h_m) = [1.1 \log(f) - 0.7] h_m - [1.56 \log(f) - 0.8] \quad \text{Medio urbano}$$

1.44

$$a(h_m) = 3.2 [\log(11.75 h_m)]^2 - 4.97 \quad \text{Medio urbano denso}$$

a) Modelos de propagación a pequeña escala

Los fenómenos de multitrayectoria, provocan efectos de atenuación y distorsión en el canal, el cual es denominado desvanecimiento. Existen dos clases de desvanecimiento [1].

Desvanecimiento rápido o de frecuencia angosta, que describe las rápidas fluctuaciones de la amplitud de una señal (en un rango de 35 a 40 dB), en un corto periodo de tiempo o durante el viaje de ésta en una distancia corta en relación a su longitud de onda.

Desvanecimiento de frecuencia selectiva, que afecta a las señales recibidas, tanto en su amplitud como en su forma.

b) Modelos de propagación a gran escala

Los modelos de propagación a gran escala se derivan de los métodos empíricos, los cuales se basan en un adecuado análisis de las expresiones analíticas obtenidas en un ambiente de interés [1].

Modelo de larga distancia.-Este modelo indica que la potencia de la señal recibida decrece logaritmicamente de acuerdo con la distancia entre el transmisor y el receptor.

$$\overline{PL}_{dB}(d) = \overline{PL}_{dB}(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad 1.45$$

n , representa el exponente de las pérdidas en el trayecto y depende del medio de propagación, d_0 es la distancia de referencia que depende de la cobertura del sistema celular.

Modelo de sombreado Log-Normal.- Este modelo describe los efectos aleatorios que afectan a los niveles de la señal medida entre el transmisor y el receptor, la cual tiene una distribución Gaussiana.

$$PL(d) = \overline{PL}_{dB}(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad 1.46$$

d_0 , es la distancia de referencia, n , el exponente de las pérdidas en el trayecto y σ , la desviación estándar.

En la Tabla. 1.2, se observan valores del exponente de pérdidas en el trayecto y la desviación estándar obtenidos en varios ambientes radio.

Tabla. 1.2. Exponente de pérdidas en el trayecto y desviación estándar, para diferentes ambientes.

Environment	Path Loss Exponent, n	Standard Deviation, σ
Free space	2	0 dB
Urban area cellular radio	2,7 to 3,5	10 - 14 dB
Shadowed urban cellular radio	3 to 5	11 - 17 dB
In-build line-of-sight	1,6 to 1.8	4 - 7 dB
Obstructed in buiding	4 to 6	5 - 12 dB
Obstructed in factories	2 to 3	6 - 9 dB

1.6 CANALES LÓGICOS EN EL SISTEMA CDMA

1.6.1 Canal descendente

El canal descendente o *forward link*, consiste en 64 canales lógicos, con un ancho de banda de 1228 KHz, como muestra la Figura. 1.12. Cabe señalar que todas las estaciones base utilizan las mismas secuencias PN, pero cada una está identificada por un único offset de tiempo.

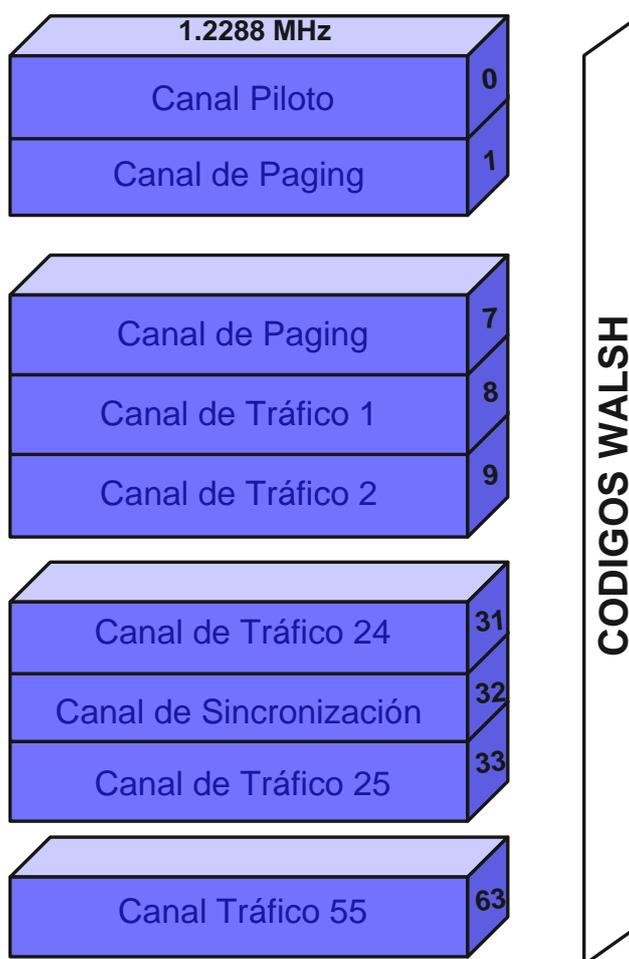


Figura. 1.12. Asignación de códigos de Walsh en el enlace descendente

a) Canal piloto

Como se observa en la Figura. 1.12, al canal piloto se le asigna el código Walsh 0, el cual no lleva información. El nivel de la señal piloto es constante para todas las estaciones base (4-6dB), y es utilizada para comparar la potencia de la señal entre diferentes estaciones base y así decidir el inicio de un *handoff*. El

canal piloto provee al móvil la referencia de tiempo y fase. En la Figura. 1.13 se muestra la estructura del canal piloto, sincronismo y paging del canal descendente.

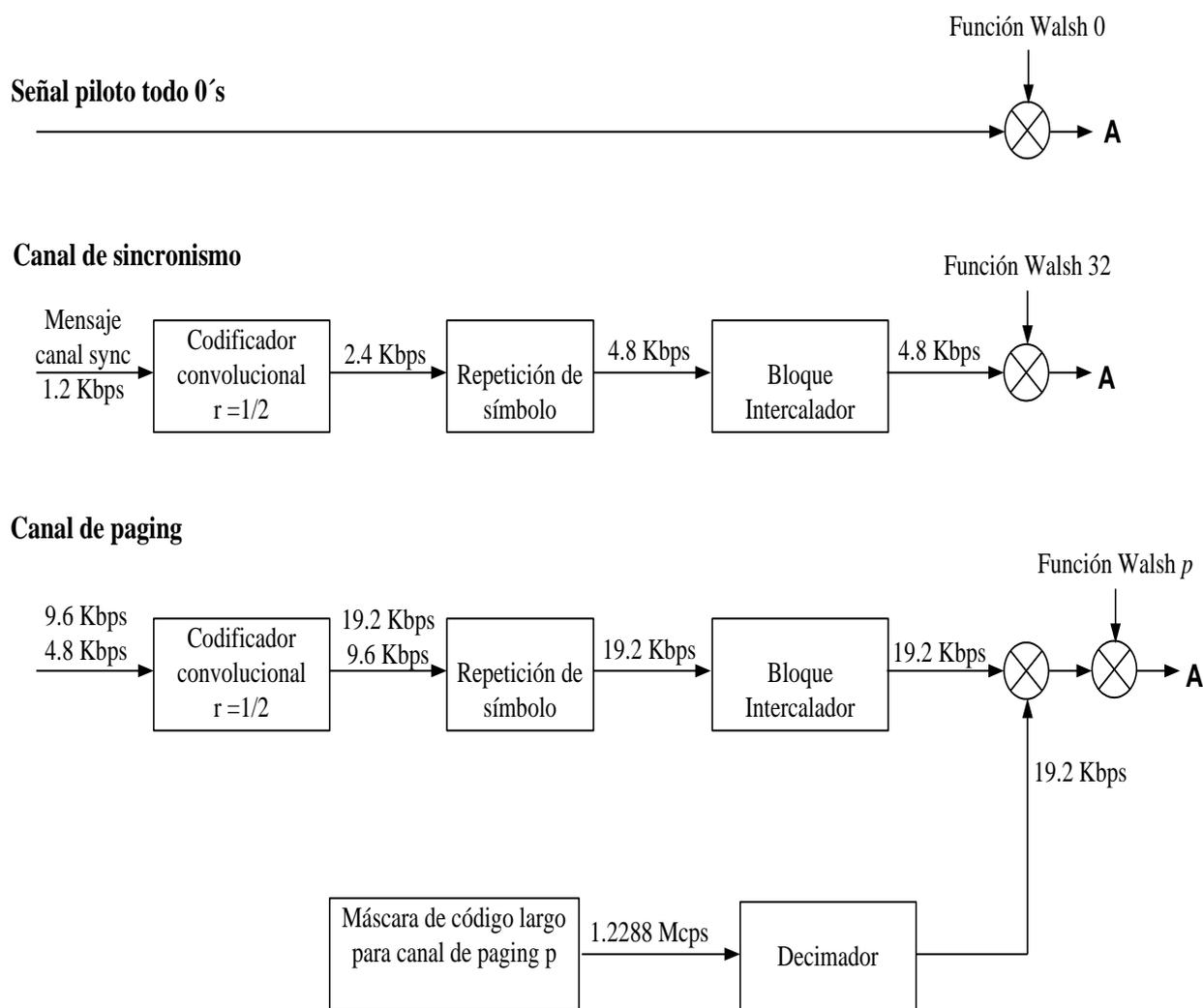


Figura. 1.13. Estructura del canal piloto, sincronismo y paging del enlace descendente

b) Canal de sincronización

Al canal de sincronización se le asigna el código de Walsh 32, y opera a una velocidad fija de 1.2 Kbps. La información es contenida en el “*mensaje de canal de sincronización*” que provee al móvil de información acerca de sincronización del sistema. El canal de sincronización contiene además el índice de offset de la secuencia PN (seudo ruido) para la estación base.

c) Canal de paging

Este canal provee de información, instrucciones al móvil y mensajes de reconocimiento luego de los intentos de acceso. Opera a una velocidad de 4.8 o 9.6 Kbps. Cuando una estación móvil va a recibir una llamada, recibirá un *paging* de la estación base en un canal de paging asignado. Además contiene la siguiente información:

- Identificador de la estación base
- Número de canales de paging
- Índices de offset de las secuencias PN piloto vecinas
- Bloqueo hasta que se encienda nuevamente la unidad móvil
- Liberación de bloqueo
- Identificación de los números de los cuales se recibe las llamadas
- Número de mensajes en espera

d) Canal de tráfico

El canal de tráfico se usa para transmitir voz y datos del usuario y mensajes de señalización. A dicho canal se le asigna un código de Walsh específico (Figura. 1.12.). La voz es codificada utilizando un vocoder de tasa variable, dependiendo de la actividad de la voz.

Un subcanal de control de potencia es transmitido continuamente en el canal de tráfico descendente. Un "0" le dice al móvil que incremente su potencia media de salida en 1dB y un "1" indica que la baje en 1dB.

Cuando el canal de tráfico de ida es utilizado para señalización, realiza las siguientes funciones: pide al móvil que pruebe su identidad, envía al móvil la información necesaria para comenzar el proceso de *handoff*, actualiza los parámetros de las estaciones base vecinas enviados inicialmente por el canal de paging, informa al móvil que está registrado. En la Figura. 1.14, se muestra la estructura del canal de tráfico para el enlace de ida, para el usuario m.

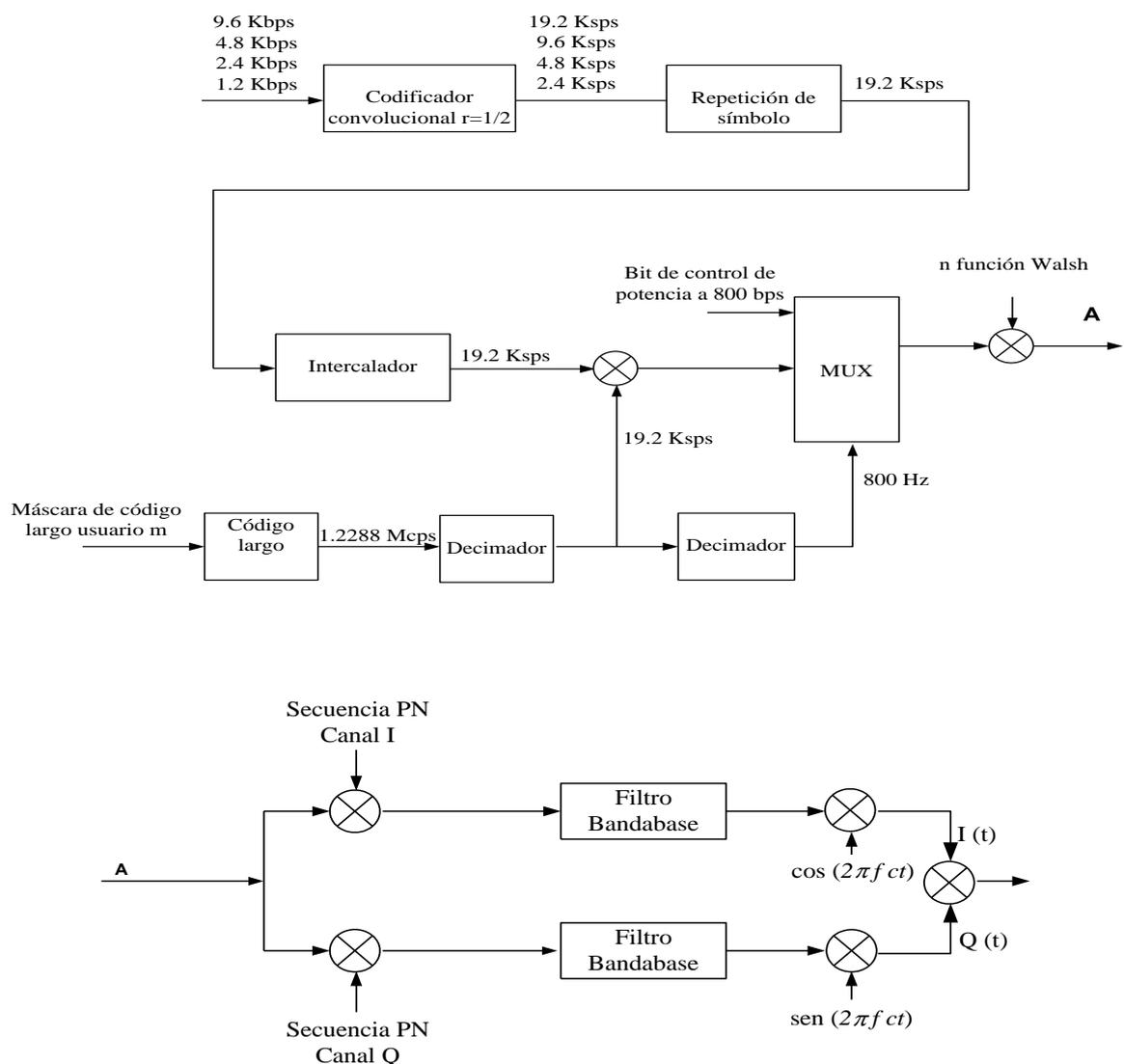


Figura. 1.14. Estructura del canal de tráfico para el enlace de ida

1.6.2 Canal ascendente

El enlace de retorno o *reverse link*, constan de dos tipos de canales lógicos: canales de acceso y canales de tráfico. Debido a que el enlace de retorno es de naturaleza no coherente, no se puede usar los códigos Walsh para la canalización, por lo que para distinguir unos usuarios de otros se debe usar las secuencias largas PN (seudo ruido).

a) Canal de acceso

Este canal es usado por la estación móvil para comunicarse con la estación base, cuando el móvil aun no tiene un canal de tráfico asignado. Este canal

trabaja a una velocidad fija de 4.8 Kbps. Existen dos tipos de mensajes enviados sobre el canal de acceso: un mensaje de respuesta (en respuesta a un mensaje de la estación base) o un mensaje de petición (enviado por el móvil). El móvil usa este canal para originar llamadas y responder a los mensajes de canal de paging.

La transmisión de información en este canal es no coherente lo que dificulta su detección en la estación base, por eso se asigna un código de Walsh a cada grupo de 6 símbolos binarios de información. Dicha información enviada es correlacionada con los 64 códigos de Walsh conocidos, lo que facilita su identificación. En cambio la secuencia larga PN es usada para distinguir los diferentes canales de acceso.

b) Canal de tráfico

Este canal es usado para enviar los datos y voz del usuario. En la Figura. 1.15 se muestra el canal de tráfico.

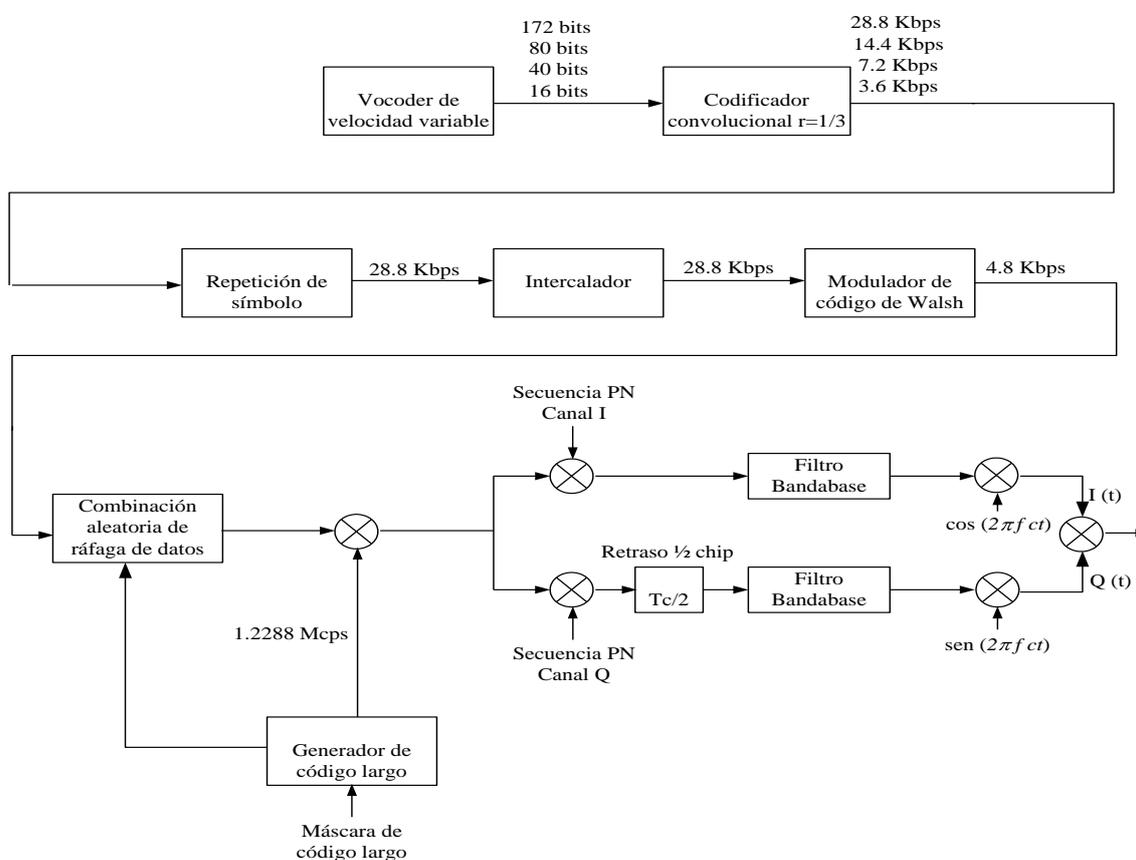


Figura. 1.15. Procesamiento del canal de tráfico en el enlace de retorno

El canal de tráfico consta de un bloque que combina de forma aleatoria la ráfaga de datos, lo que permite tomar ventaja del factor de actividad de voz sobre el enlace de retorno. El canal de tráfico de retorno lleva típicamente la siguiente información:

- Datos generados por el usuario
- Liberación (cuando se detecta potencia baja).
- Datos de validación de la identidad del móvil.
- Características de la estación móvil
- Números de origen, destino y conectado.
- Datos con respecto del nivel de señales piloto vecinas.

CAPITULO II

INTRODUCCIÓN A ANTENAS INTELIGENTES

2.1 BENEFICIOS DE LA TECNOLOGÍA DE ANTENAS INTELIGENTES

Una antena inteligente es aquella que, en vez de disponer de un diagrama de radiación fijo, es capaz de generar o seleccionar haces muy directivos enfocados hacia el usuario deseado, e incluso puede adaptarse a las condiciones radioeléctricas en cada momento [8]. Esto hace pensar en los beneficios que esta tecnología puede ofrecer al sistema:

Incremento en la zona de cobertura. Dado que la ganancia del sistema de antenas inteligentes es mayor a la ganancia que entrega las antenas convencionales, para un mismo nivel de potencia transmitido por la estación base, la señal puede ser recibida a una mayor distancia. Este hecho podría permitir reducir el número de estaciones base (BS) necesarias para cubrir una zona.

Reducir la potencia transmitida. La mayor ganancia de la antena permitirá incrementar la sensibilidad de la estación base (BS), por lo que los móviles podrán transmitir con menor potencia. De igual modo, gracias a la ganancia del arreglo, es posible que la estación base (BS) transmita igual potencia, pese a que cada elemento del arreglo esté radiando una potencia muy inferior, consiguiendo relajar las especificaciones de los amplificadores de potencia utilizados, que podrían resultar más económicos.

Reducción de la propagación multitrayecto. Debido a la menor dispersión angular de la potencia radiada por la estación base (BS), se reduce el número de trayectos múltiples que alcanzan al móvil, mejorando así las características de dispersión de retardo del canal. En el caso del enlace ascendente, la antena

inteligente puede discriminar las componentes multitrayecto de la señal recibida desde el móvil, o puede aprovecharlas si se utilizan receptores tipo Rake.

Reducción del nivel de interferencia. La selectividad espacial de la antena permitirá a la estación base (BS) discriminar las señales de usuarios interferentes a favor de la señal del móvil deseado, en el caso del enlace ascendente y reducir el nivel de potencia transmitida en las direcciones de los usuarios interferentes, en el caso del enlace descendente [10]. De esta forma se consigue mejorar la relación señal a interferencia (C/I), lo que implica una mejora en la tasa de error de bit (BER), permitiendo que la calidad del servicio aumente.

Mejora de la capacidad del sistema. Gracias a las características que ofrece el sistema de antenas inteligentes, el suscriptor podrá transmitir una menor potencia por cada enlace, generando una disminución en la Interferencia de Múltiple Acceso (MAI) [3], lo cual permitirá incrementar el número simultáneo de suscriptores que puede soportar cada estación base (BS).

Mejora de la seguridad. Gracias a que la transmisión entre la BS y el terminal móvil es direccional, no será posible que un equipo ajeno intercepte la comunicación [9].

Todos los suscriptores se beneficiarán de las ventajas que brinda el sistema de antenas inteligentes, ya que dicha tecnología es utilizada sólo en la estación base y es transparente para cada usuario [11].

2.2 INTRODUCCIÓN A LA TECNOLOGÍA DE ANTENAS INTELIGENTES

La antena inteligente consiste de dos partes fundamentales que son: hardware (el arreglo de antenas) y software (la parte inteligente del sistema), las cuales permiten generar un patrón de radiación variable [13].

Un arreglo de antenas consiste de un conjunto de dipolos que se encuentran distribuidos espacialmente en lugares conocidos con respecto a un único punto de

referencia. El patrón de radiación del arreglo de antenas está determinado por el patrón de radiación de cada uno de los dipolos, su orientación, sus posiciones relativas en el espacio y finalmente los cambios que se haga a la amplitud y fase de la onda incidente [9]. Si cada elemento del arreglo es una fuente puntual isótropa, entonces el patrón de radiación del arreglo de antenas, dependerá únicamente de la geometría del arreglo y de los cambios de amplitud y fase de la onda incidente, en ese caso el patrón de radiación del arreglo de antenas, es conocido como factor del arreglo. Cuando el factor del arreglo es adaptable, el arreglo es conocido como arreglo de antenas adaptativas o inteligentes.

Para el análisis consideramos un arreglo de dipolos linealmente espaciados, como ilustra la Figura. 2.1.

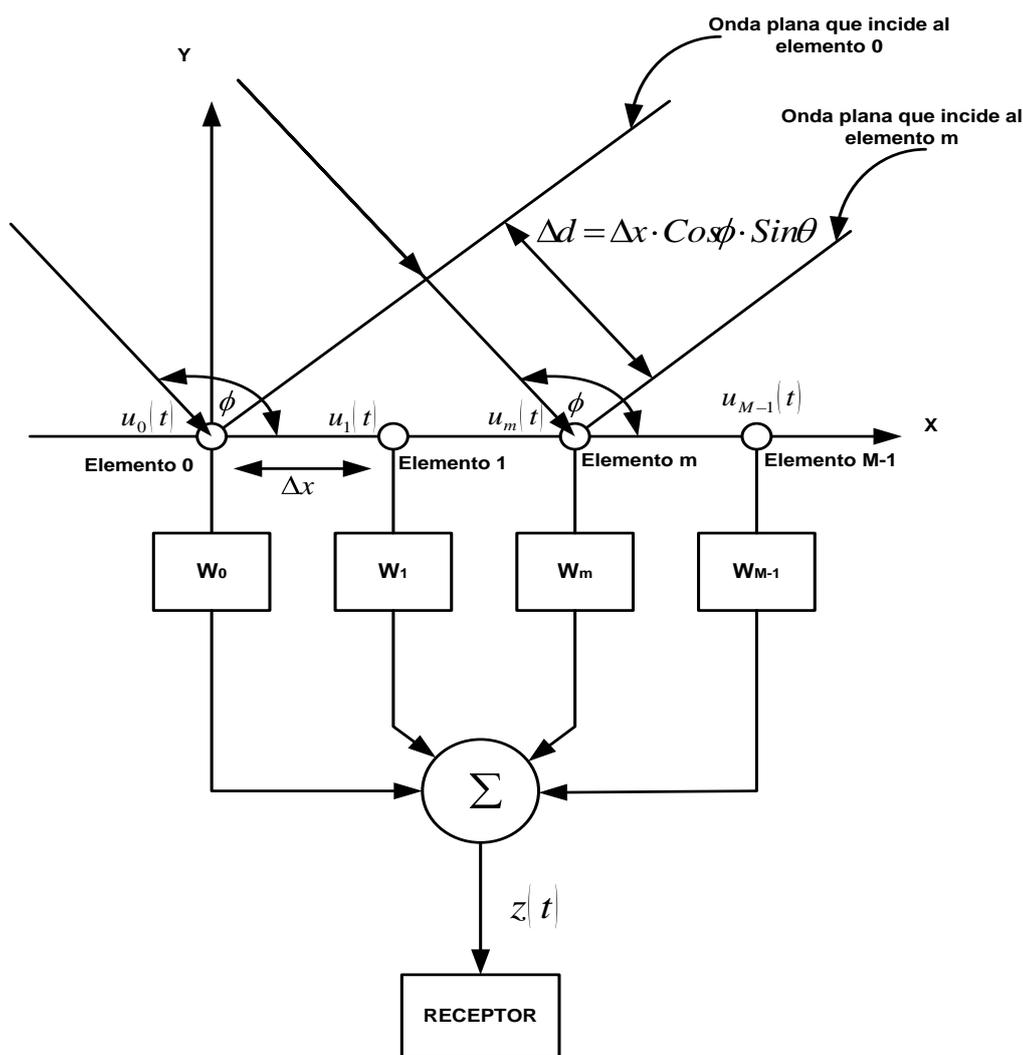


Figura. 2.1. Arreglo de dipolo lineal

Donde, ϕ es el ángulo en el plano horizontal (azimuth) y $\theta = \pi/2$ es el ángulo en el plano vertical (elevación), de la onda plana incidente al arreglo.

$$\Delta\psi_m = \kappa\Delta d_m = \kappa \left[x_m \cos\phi \sin\theta + y_m \sin\phi \sin\theta + z_m \cos\theta \right] \quad 2.1$$

$\Delta\psi_m$, es la diferencia en fase de la onda incidente al dipolo m del arreglo, con referencia al origen, $\kappa = 2\pi/\lambda$ es el factor de propagación en fase; $\lambda = c/f$ es la longitud de onda, donde c es la velocidad de la luz, 3×10^8 m/s y f , es la frecuencia de la portadora en Hz.

La señal recibida en el elemento m del arreglo de antena es:

$$u_m = A \cdot s \cdot e^{-j \cdot m \cdot \kappa \cdot \Delta x \cdot \cos\phi \cdot \sin\theta} \quad 2.2$$

La señal a la salida del arreglo de antenas esta dado por la siguiente expresión:

$$z = \sum_{m=0}^{M-1} w_m u_m = A s \sum_{m=0}^{M-1} w_m e^{-j \cdot m \cdot \kappa \cdot \Delta x \cdot \cos\phi \cdot \sin\theta} = A s \left[f(\mathbf{Q}, \phi) \right] \quad 2.3$$

Donde $f(\mathbf{Q}, \phi)$, es el factor de arreglo, el cual determina la relación de la señal disponible a la salida del arreglo de antenas, respecto a la señal medida en un elemento de referencia, como función de la Dirección de Llegada \mathbf{Q}, ϕ [3]. Debido al principio de multiplicación de patrones, el patrón de radiación de la antena inteligente $F(\mathbf{Q}, \phi)$, es igual al patrón de radiación de un elemento del arreglo $g_a(\mathbf{Q}, \phi)$, multiplicado por el patrón de radiación del factor del arreglo $f(\mathbf{Q}, \phi)$ [6].

$$F(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) g_a(\theta, \phi) \quad 2.4$$

La expresión (2.5), determina el factor del arreglo de una antena inteligente, en modo de recepción, donde w_m , representa la variable de ganancia y desplazamiento en fase de la onda incidente [3].

$$f(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m e^{-j \cdot m \cdot \kappa \cdot \Delta x \cdot \cos \phi \cdot \sin \theta} \quad 2.5$$

El factor del arreglo de una antena inteligente que se encuentra en modo de transmisión está dado por la expresión (2.6), donde ϕ_0 , representa el ángulo en el cual se desea orientar el patrón de radiación de la antena, el mismo que se obtiene al maximizar la expresión de retardo en fase [6].

$$f(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^{M-1} e^{-j \cdot m \cdot \kappa \cdot \Delta x \cdot (\cos \phi - \cos \phi_0)} \quad 2.6$$

Relacionando las expresiones (2.5) y (2.6), se determina el factor de pesos w_m (2.7), en función de la dirección deseada $(\theta_0 = \pi/2, \phi_0)$.

$$w_m = e^{j \cdot m \cdot \kappa \cdot \Delta x \cdot \cos \phi_0} \quad 2.7$$

Adaptando los pesos w_m , es posible variar el patrón de radiación del arreglo de antenas en la dirección deseada (θ_0, ϕ_0) , como ilustra la Figura. 2.2.

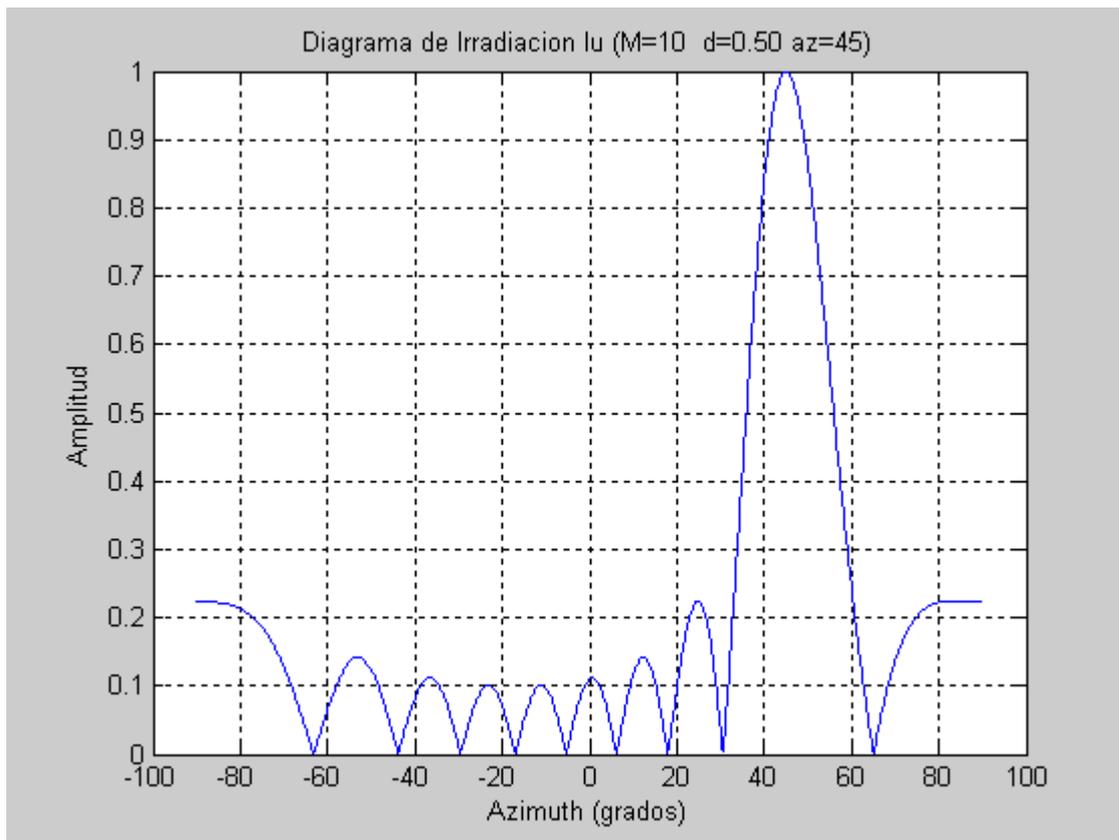


Figura. 2.2. Factor del arreglo $\phi_0 = 45^\circ$ (Programa Haz Lineal Matlab)

Las expresiones, indicadas anteriormente, pueden ser representadas de forma vectorial:

$$W = [w_0 \ w_1 \ w_2 \ \dots \ w_{M-1}]^T \tag{2.8}$$

La señal recibida por cada dipolo del arreglo de antenas, es agrupada en un vector de datos, como ilustra la expresión 2.9.

$$U = [u_0 \ u_1 \ u_2 \ \dots \ u_{M-1}]^T \tag{2.9}$$

La salida del arreglo (2.10) puede ser expresada como el producto interno entre el vector de pesos y el vector de datos:

$$Z = W^H U \quad 2.10$$

Escribiendo nuevamente el factor del arreglo en notación de vectores se obtiene:

$$f(\theta, \phi) = W^H \cdot a(\theta, \phi) \quad 2.11$$

El vector $a(\theta, \phi)$, es llamado vector dirección y describe la fase de la señal en cada uno de los dipolos del arreglo de antenas, relativa a un elemento de referencia (elemento 0).

$$C = a(\theta, \phi) = [a_1(\theta, \phi) \ a_2(\theta, \phi) \ \dots \ a_{M-1}(\theta, \phi)] \quad 2.12$$

El arreglo tiene ciertas características, como son: apertura del arreglo, ganancia, directividad, etc. El número de dipolos del arreglo determina el número de grados de libertad que se tiene en el diseño del patrón del arreglo [3]. El espacio entre cada elemento del arreglo no debe exceder $\lambda/2$, ya que puede generar haces no deseados, los cuales podrían incrementar el ruido o la interferencia [12].

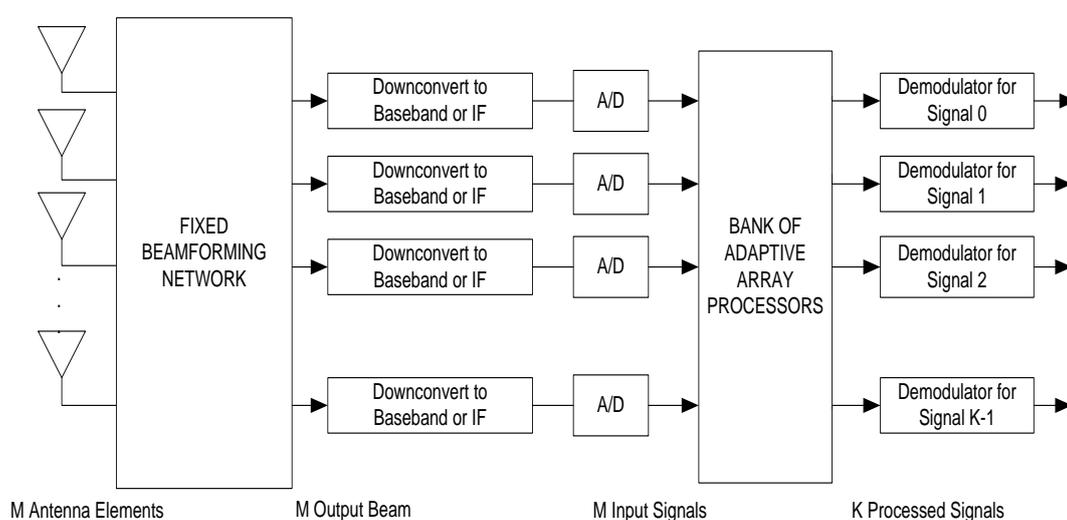
2.3 RECEPTOR ESPACIAL

La estación base (BS) recibe múltiples señales simultáneamente, la cual puede generar haces para cada señal de interés, considerando que cada haz requiere una red de *beamformer* independiente, la misma que tiene dos alternativas para ser implementada: una red de conformación de haz (BFN) de arreglos adaptativos, y una red de conformación de haz (BFN) conmutado, como ilustra la Figura. 2.3.

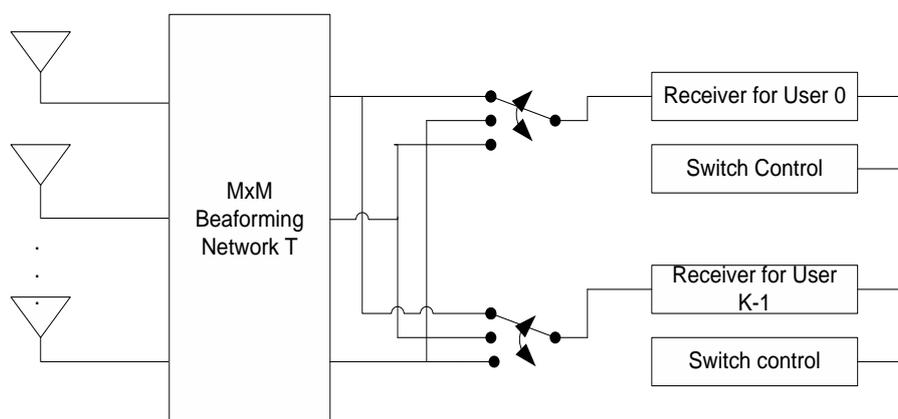
En la Figura. 2.3, se puede observar que la red de conformación de haz (BFN), se caracteriza por una matriz de M filas correspondientes a los elementos del arreglo de antenas y a M columnas correspondientes a los vectores de pesos

de las señales que inciden al arreglo de antenas, las columnas de esta matriz son ortogonales, esta técnica es aplicada para el sistema de antenas inteligentes de haz conmutado, como ilustra la Figura. 2.3 (b).

El procesador del arreglo adaptativo determina el valor del vector de pesos para cada usuario que inciden al arreglo de antenas, este tipo de técnica es aplicada en el sistema de antenas inteligentes de haz adaptativo, como ilustra la Figura. 2.3 (a).



(a) Haz adaptativo



(b) Haz conmutado

Figura. 2.3. Receptor espacial

2.4 BEAMFORMING

El algoritmo de conformación del haz (beamforming), se encarga de ponderar un factor de pesos para cada dipolo del arreglo de antenas, cuyo valor depende de los parámetros de control del algoritmo utilizado, como son: mayor nivel de potencia recibida, mejor relación señal a ruido (SNR) y mejor relación portadora a interferencia (C/I), de esta forma se realiza un control en la fase de la onda que incide a cada uno de los dipolos del arreglo de antenas, de tal forma que se logra modificar la dirección y sensibilidad del patrón de radiación de la antena, permitiendo seleccionar el haz que mejor servicio de a cada usuario [8]. Existen diferentes técnicas para el cálculo del vector de pesos, cuya diferencia radica en la forma que se selecciona al usuario deseado.

2.4.1 Técnicas con referencia temporal

En esta técnica el receptor genera localmente una estimación de la señal del usuario que desea captar, basándose en esta señal, el algoritmo encontrará el valor del vector de pesos W , que minimiza el error entre la señal de salida del arreglo y la señal deseada. Existen varios algoritmos clásicos que tratan de aproximarse al valor óptimo como son: Mínimo Error Cuadrático Medio (MMSE) y Mínimos Cuadrados (LS) [3]. La diferencia se basa en que MMSE determina el valor del vector de pesos óptimo, entre todo el conjunto de las posibles realizaciones para lo cual hay que suponer un entorno estacionario, mientras que en la técnica LS determina el vector de pesos óptimo para un número finito de muestras, por lo cual no necesita suponer estacionariedad.

La solución encontrada permite maximizar la Relación Señal a Ruido (SNR), con esto se consigue dirigir el haz hacia el usuario deseado, reduciendo el nivel del ruido a la entrada del sistema. Además se generan nulos de radiación en las direcciones de las señales interferentes y de multitrayecto que no llegan correlacionado con la señal deseada.

2.4.2 Técnicas con referencia espacial

Esta técnica no requiere el uso de secuencias de entrenamiento, pero necesitan estimar la dirección de llegada (DoA) del usuario deseado y de los usuarios interferentes, lo que supone el uso de otros algoritmos necesarios para hacer dicha estimación. La ventaja de esta técnica es que el algoritmo de conformación del haz converge más deprisa debido al menor número de operaciones que requiere realizar. Existen desventajas en esta técnica ya que son muy sensibles a posibles errores de apuntamiento debido a una mala calibración de los elementos del arreglo. Entre las técnicas utilizadas se encuentran: Maximización de la Relación Señal a Ruido (Max SNR) y Mínima Varianza Restringida (LCMV) [3].

2.4.3 Técnicas con referencia ciega

En esta técnica, se aprovechan las características de la señal deseada, como son: modulación, cicloestacionariedad, etc. Entre los algoritmos más utilizados se puede citar el Algoritmo de Módulos Constantes (CMA), el cual obliga al sistema a una solución de envolventes constantes.

Habitualmente los algoritmos diseñados utilizan esquemas híbridos para mejorar sus prestaciones como son:

Conformador de banda ancha.-Emplea una serie de líneas de retardo y de filtros FIR con los que se sintetiza la respuesta en frecuencia de cada haz.

Conformador en el dominio de la frecuencia.-Realiza una FFT a la salida de cada antena, de modo que se calcula el vector de pesos óptimo para cada componente espectral, posteriormente se realiza la IFFT para recuperar la señal de banda ancha.

Conformador digital.-Se toman muestras a la salida de cada dipolo del arreglo, que luego se procesan mediante pesos y retardos para generar los haces deseados.

2.5 SISTEMA DE HAZ CONMUTADO

Es la técnica más simple, debido a que el sistema radiante genera varios haces fijos, cada uno de ellos apuntando en una dirección distinta, de modo que entre todos se cubre el sector de la celda deseada. La inteligencia del sistema se encarga de seleccionar el haz que mejor servicio de a cada usuario, como ilustra en la Figura. 2.4.

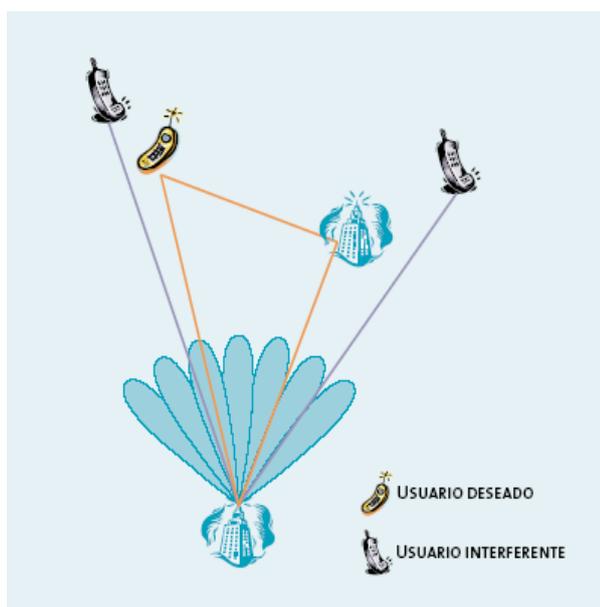


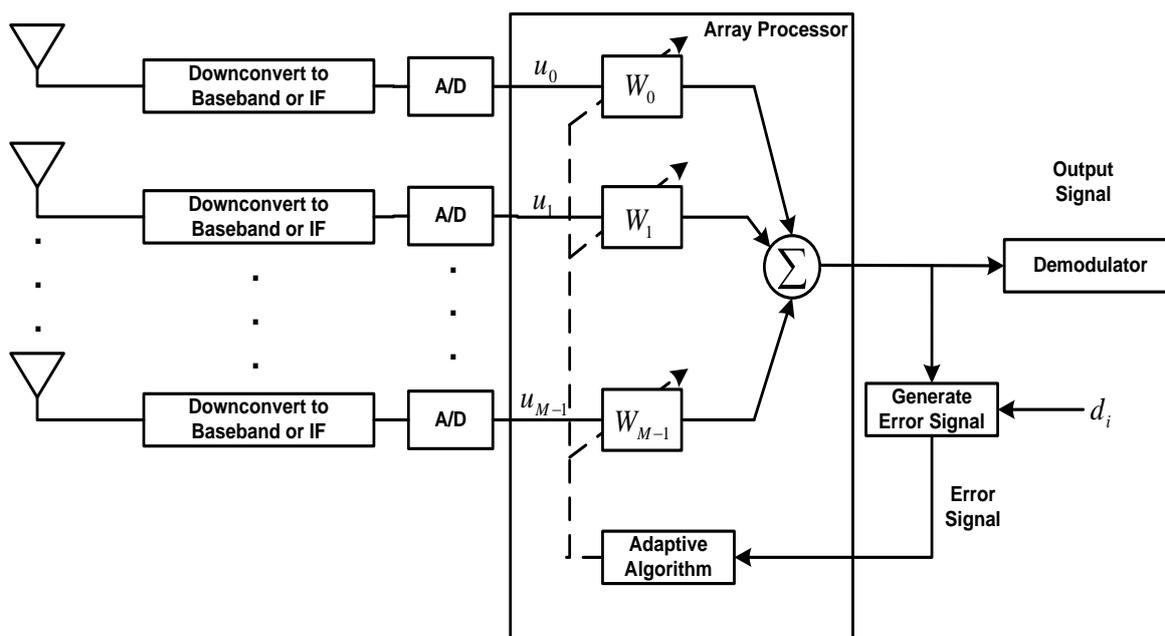
Figura. 2.4. Antenas inteligentes de haz conmutado

Esta técnica no garantiza que el móvil se encuentre en la dirección de máxima radiación del haz que le da servicio, ni que las señales interferentes se vean notablemente reducidas, debido a que es posible que alguna señal interferente entre por alguno de los lóbulos secundarios.

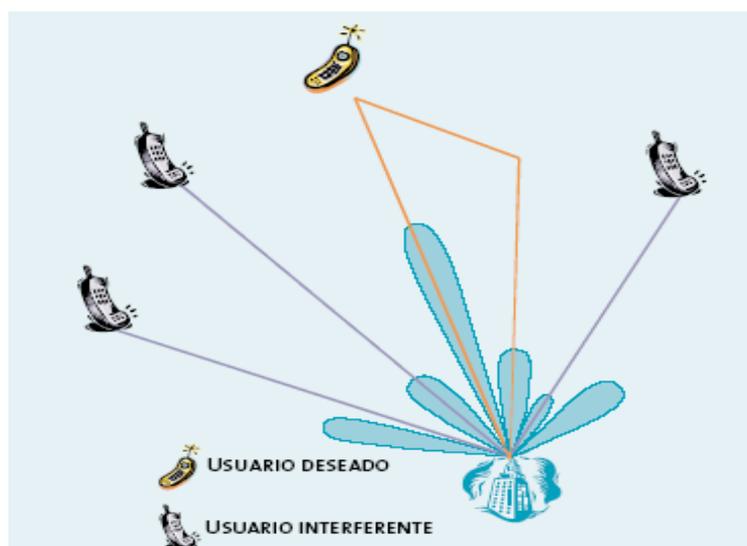
2.6 SISTEMA DE HAZ ADAPTATIVO

Esta técnica es el máximo nivel de inteligencia que se puede dotar al sistema, en este caso la salida de cada dipolo del arreglo es pondera por un factor de pesos, como ilustra la Figura. 2.5 (a), cuyo valor es asignado de acuerdo al algoritmo escogido, usualmente el patrón de radiación de la antena inteligente, presenta un lóbulo principal en la dirección del usuario deseado, lóbulos

secundarios en las direcciones de las componentes multitrayecto cuando se utilizan receptores tipo RAKE y mínimos de radiación en las direcciones de las fuentes de interferencia, como ilustra la Figura. 2.5 (b). No será posible eliminar todas las señales interferentes, ya que el número de fuentes interferentes que se puede suprimir están directamente relacionadas con el número de dipolos que conforman el arreglo de antenas [3].



a) Estructura de un arreglo adaptativo



b) Patrón de radiación de una antena de haz adaptativo

Figura. 2.5. Antena inteligente de haz adaptativo

Las técnicas utilizadas para determinar los valores del vector de pesos W_k , pueden ser: beamforming estadísticamente óptimo o beamforming adaptativo.

2.6.1 Técnicas de beamforming estadísticamente óptimo

Esta técnica, puede recurrir a los algoritmos: MMSE, Max SNR, LCMV, para encontrar el valor del vector de pesos, como se aprecia en la Tabla. 2.1.

Tabla. 2.1. Técnicas de beamforming estadísticamente óptimo

	MMSE	Max SNR	LCMV
Criterio	Minimiza la diferencia entre la salida del arreglo y la respuesta deseada.	Maximiza la relación de la componente señal deseada y la componente del ruido a la salida del arreglo.	Minimiza la varianza a la salida del arreglo sujeto a constantes lineales. Para una simple restricción se obliga al patrón del haz a apuntar a una determinada dirección.
Función costo	$J(W_k) = E \left[W_k^H \cdot U_i - d_{k,i} ^2 \right]$ Donde y , es la salida del arreglo. d , es la respuesta deseada.	$J(W_k) = \frac{W^H R_n W}{W^H R_s W}$ Donde R_n , es la matriz de covarianza de la componente del ruido y R_s , es la matriz de covarianza de la componente de la señal.	$J(W_k) = W^H R \cdot W$ Sujeto a una constante lineal $W^H a = g$, cuando $g = 1$, el beamforming es llamado Respuesta Mínima de Varianza sin Distorsión MVDR.
Solución Óptima	$W = R^{-1} \cdot p$ Donde $R = E[u u^H]$ Y $p = E[u d^*]$	$R_n^{-1} \cdot R_s \cdot W = \lambda_{\max} \cdot W$ Donde λ_{\max} , es el máximo valor propio de R_s	$W = R^{-1} \cdot C C^H \cdot R^{-1} \cdot C ^{-1} \cdot g$ Donde $C = a$, es el vector dirección.
Ventajas	No se requiere conocer la Dirección de Llegada (DoA)	Logra una maximización de la relación señal a ruido.	Sujeto a restricciones lineales.
Desventajas	Requiere una señal de referencia	Conocer la estadística del ruido y la dirección de llegada de la señal deseada.	Conocer la dirección de llegada de la componente deseada

El criterio del beamforming estadísticamente óptimo MMSE, permite incrementar la calidad de la señal a la salida del arreglo, minimizando la función de costo (2.13) que es calculada como: el cuadrado de la diferencia entre la salida del arreglo $z = W_k^H U_i$ y la señal estimada del k-ésimo suscriptor d_k .

$$J(\mathbf{W}_K) = E \left[\left| \mathbf{W}_K^H \cdot U_i - d_{K,i} \right|^2 \right] \quad 2.13$$

Donde $d_{K,i} = d_K(t_s)$ y $U_i = U(t_s)$, donde T_s es el periodo de muestreo. La función de costo se minimiza aplicando el gradiente a la expresión (2.13) y posteriormente igualando a cero, obteniendo como resultado la expresión (2.14):

$$\nabla J(\mathbf{W}_K) = 0 = 2 \cdot E \left[U_i \cdot U_i^H \cdot \mathbf{W}_K \right] - 2E \left[U_i \cdot d_{K,i}^* \right] = 2R\mathbf{W}_K - 2p \quad 2.14$$

Donde, R representa la matriz de correlación del vector de datos y p representa la matriz de correlación cruzada entre el vector de datos y la señal deseada. Los valores del vector de pesos, para el criterio de beamforming óptimo MMSE son calculados mediante la expresión (2.15).

$$\mathbf{W}_K = R^{-1} \cdot p \quad 2.15$$

El objetivo del beamforming Max SNR (Maximización de relación Señal a Ruido), es la de maximizar la relación señal a ruido, para lo cual se requiere conocer las matrices de covarianza de la señal deseada y del ruido, como ilustra la expresión (2.16), la cual permite calcular el vector de pesos para dicho beamforming, donde λ_{\max} , es el máximo valor propio de la matriz R_s .

$$R_n^{-1} \cdot R_s \cdot W = \lambda_{\max} \cdot W \quad 2.16$$

En muchas aplicaciones ninguno de los métodos anteriormente expuestos es satisfactorio ya que en algunos casos no es posible estimar la matriz de covarianza de la señal y del ruido, de igual forma el desconocimiento de la señal deseada no permitirá la aplicación del criterio MMSE. Estas limitaciones pueden ser sobrellevadas con la aplicación del beamforming de Varianza Mínima Restringida (LCMV), que aplica restricciones lineales al vector de pesos. El uso de

restricciones lineales es un método general ya que permite un gran control sobre la respuesta adaptada del patrón de radiación de la antena inteligente (beamformer). El objetivo del beamforming de Varianza Mínima Restringida (LCMV) es la de restringir la respuesta del beamformer para que las señales de la dirección de interés pasen con una ganancia y fase específicas y minimicen las contribuciones a la salida de señales interferentes y ruido que llegan en direcciones distintas. Por lo tanto restringiendo linealmente los pesos se puede satisfacer la siguiente expresión: $W^H a(\phi_d) = g$, donde g representa una constante compleja, mediante la cual se asegura que cualquier señal de ángulo ϕ_d y frecuencia ω sea trasladada a la salida con respuesta g .

La expresión (2.17) representa la función de costo para el criterio del beamforming de Varianza Mínima Restringida.

$$J(W) = W^H R \cdot W \quad 2.17$$

Utilizando los multiplicadores de Lagrange, se obtiene el valor del vector de los pesos:

$$W = g \frac{R^{-1} a(\phi_d)}{a^H(\phi_d) R^{-1} a(\phi_d)} \quad 2.18$$

Si $g = 1$, el beamforming es llamado beamforming de Respuesta de Varianza Mínima sin Distorsión (MVDR).

La facilidad que brinda este criterio, es que la restricción lineal es generalizable a múltiples restricciones lineales, es decir que si se conoce una fuente de interferencia fija en la dirección conocida ϕ_i , entonces puede ser deseable forzar una ganancia cero en esa dirección además de mantener la respuesta g , para la señal deseada ϕ_d , como muestra la expresión (2.19).

$$\begin{bmatrix} a^H \phi_d, \omega \\ a^H \phi_i, \omega \end{bmatrix} \cdot W = \begin{bmatrix} g^* \\ 0 \end{bmatrix} \tag{2.19}$$

Cancelación de lóbulos laterales generalizados (GSC), este algoritmo representa una alternativa al problema del beamforming LCMV, ya que puede simplificar la implementación de dicho algoritmo. El criterio de cancelación de lóbulos laterales generalizados (GSC), cambia el problema de minimización con restricciones a una forma sin restricciones, ya que el vector de pesos W del beamforming de tipo LCMV de espacio M dimensional es dividido en dos subespacios, un subespacio de restricciones de $M \times L$ de la matriz C y un subespacio ortogonal de $M \times (M - L)$ de la matriz C_a .

$$C^H \cdot C_a = 0 \tag{2.20}$$

Como se puede observar en la Figura. 2.6, el vector de pesos W , es dividido en dos componentes ortogonales, donde w_q , es la componente superior y pertenece al rango de C , cuyo función es la de dirigir el patrón de radiación del arreglo en una dirección específica y $-v$, la componente inferior que pertenece al espacio nulo de C que tiene la función de eliminar alguna fuente de ruido o se adapta a alguna dirección no deseada.

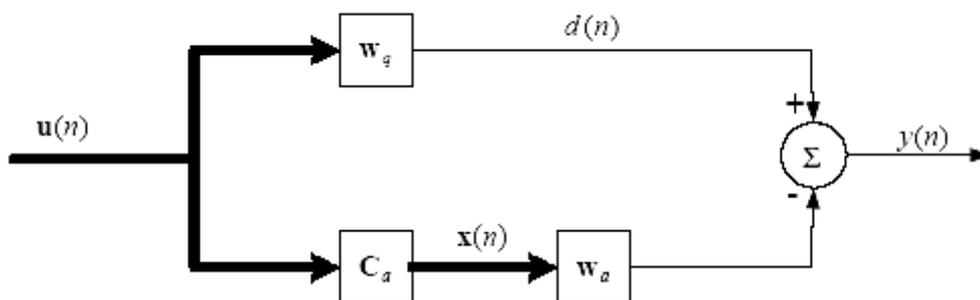


Figura. 2.6. Diagrama de bloques del algoritmo GSC

$$W = W_q - V \tag{2.21}$$

El rango y el espacio nulo de una matriz cubren todo el espacio vectorial, por lo que la expresión (2.21), puede ser usada para representar cualquier vector de datos.

Dado que $C^H \cdot V = 0$, se obtiene la expresión (2.22), donde la ganancia es igual a 1 para evitar distorsión.

$$W_q = C \cdot (C^H \cdot C)^{-1} \cdot g \quad 2.22$$

El vector V , es una combinación lineal de las columnas de una matriz C_a , $V = C_a \cdot W_a$. La matriz C_a , se puede obtener usando cualquiera de los métodos de ortogonalización, o descomposición en valores singulares, aplicados a la matriz C , que representa el conjunto de los vectores directores que inciden al arreglo de antenas.

Los valores de W_a , son determinados al minimizar la función de costo, cuyo valor es determinado por la expresión (2.23).

$$W_a = (C_a^H \cdot R \cdot C_a)^{-1} \cdot C_a^H \cdot R \cdot W_q \quad 2.23$$

Donde R , representa la matriz de autocorrelación de los datos luego que han pasado por el banco de filtros C_a . La mayor ventaja de este tipo de implementación es el hecho que los pesos W_a y el beamforming independiente de los datos W_q , son una parte integral del beamforming adaptativo, permitiendo emplear algoritmos adaptativos mucho más simples.

La elección de W_q y de C_a , implica que W , satisfaga la independencia a las restricciones de W_a y reduzca el problema de restricciones a un problema sin restricciones.

De acuerdo a la Figura. 2.6, a la salida del beamforming se obtiene la siguiente expresión:

$$y(n) = W_q^H \cdot U(n) - W_a^H \cdot C_a^H \cdot U(n) \quad 2.24$$

Donde $U(n)$, es el vector de datos que inciden en el arreglo de antenas y $d(n) = W_q^H \cdot U(n)$, es conocida como la señal deseada y $X(n) = C_a^H \cdot U(n)$, donde la matriz C_a , representa un banco de filtros de rechazo, esto le da el nombre de matriz de bloqueo de la señal, dado que lo que hace es bloquear la señal recibida del ángulo al cual apunta el arreglo, de tal manera de poder cancelar las interferencias que ingresan por los lóbulos laterales del filtro espacial pasabanda representado por el vector W_q .

Como se ilustra en la Figura. 2.7, el valor del vector de pesos W_a , puede ser determinado mediante la aplicación del algoritmo adaptativo NLMS, ya que de esta forma se evitará calcular la matriz de autocorrelación, que requiere un alto costo computacional y se requiere de antemano conocer el dato a recibir.

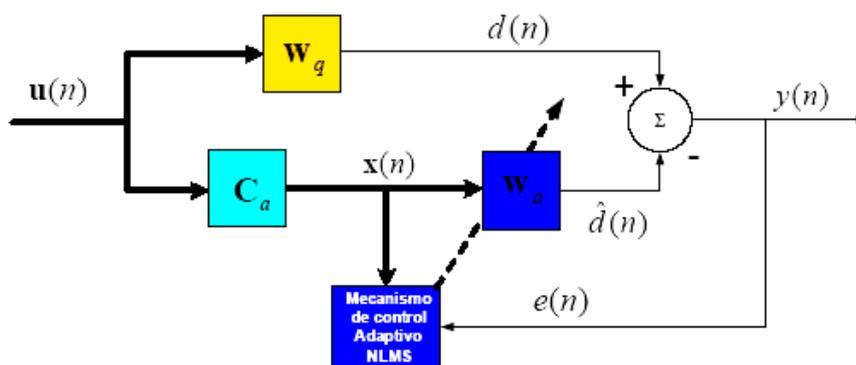


Figura. 2.7. Diagrama de bloques del algoritmo GSC-NLMS

2.6.2 Técnicas de beamforming adaptativo

La razón por la cual no es deseable aplicar las técnicas de beamforming estadísticamente óptimo se debe a que el ambiente móvil es variante en el

tiempo, la solución es utilizar los algoritmos adaptativos que actualizan el vector de pesos periódicamente.

Las técnicas adaptativas a menudo son usadas con aproximaciones de gradiente estocástico, las cuales proporcionan una actualización del vector de pesos (2.25), del criterio MMSE.

$$W_{K,i+1} = W_{K,i} - \frac{1}{2} \mu \cdot \nabla J(W_{K,i}) \tag{2.25}$$

Donde μ es el factor de convergencia, el cual controla la tasa de adaptación y $\nabla J(W)$, es el gradiente de la función de costo, la cual está definida como la superficie del desempeño del error, la misma que es una parábola, lo que significa que es una función de segundo orden y tiene un único valor mínimo.

Varios algoritmos adaptativos han sido desarrollados, los más importantes son resumidos en la Tabla. 2.2.

Tabla. 2.2. Técnicas de beamforming adaptativo

	Least Mean Square (LMS)	Normal Least Mean Square (NLMS)	Recursive Least Squares (RLS)
Inicialización	$w_0 = 0$	$w_0 = 0$ $P_0 = \delta^{-1} \cdot I$ δ , es una constante	$w_0 = 0$ $P_0 = \delta^{-1} \cdot I$ δ , es una constante
Actualización del vector de pesos	$z_n = w^H \cdot u(n)$ $e_n = d_n - z_n$ $w_{n+1} = w_n + \mu \cdot u(n) \cdot e_n^*$	$z_n = w^H \cdot u(n)$ $e_n = d_n - z_n$ $w_{n+1} = w_n + \mu \cdot \frac{u(n)}{\ u(n)\ ^2} \cdot e_n^*$	$v_n = P_{n-1} u_n$ $k_n = \frac{\lambda^{-1} \cdot v_n}{1 + \lambda^{-1} u_n^H \cdot v_n}$ $\alpha_n = d_n - w_{n-1}^H \cdot u_n$ $w_n = w_{n-1} + k_n \cdot \alpha_n^*$ $P_n = \lambda^{-1} (I - k_n u_n^H) P_{n-1}$
Coefficiente de convergencia	$0 < \mu < \text{Traza}(R)$	$0 < \mu < \text{Traza}(R)$	Factor de olvido λ $0 < \lambda < 1$

En las técnicas anteriormente expuestas, sólo se puede demodular una señal, es decir que sólo un usuario puede realizar la comunicación. Si se realiza una estructura paralela como ilustra la Figura. 2.8, se puede obtener K señales demoduladas, de tal forma que se puede formar M vectores de peso ortogonales.

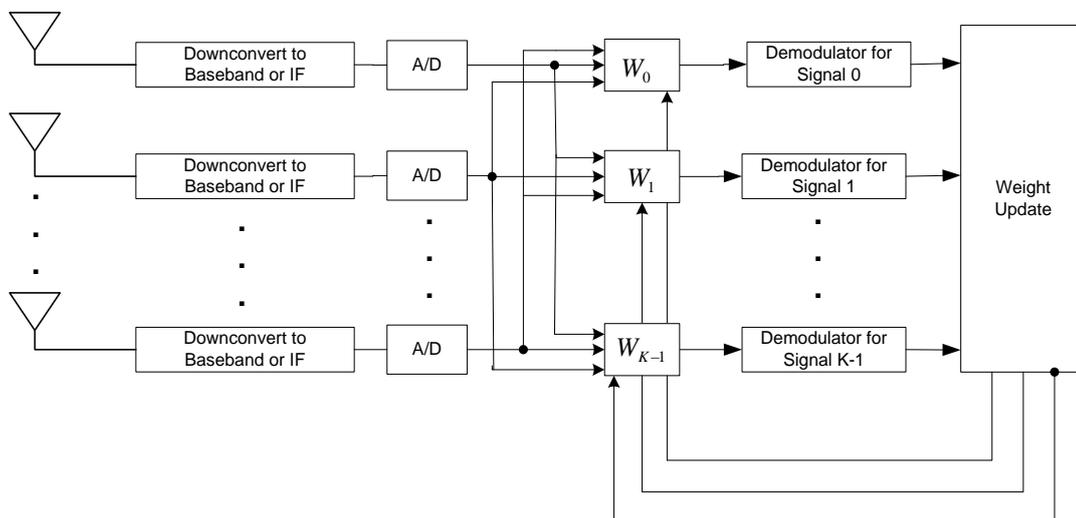


Figura. 2.8. Antenas inteligentes de haz adaptativo para K usuarios

2.7 ANTENAS INTELIGENTES DE BANDA ANCHA

El ancho de banda de las señales que inciden en una antena inteligente de estas características, tienen un impacto significativo ya que adiciona la capacidad de rechazar la señal interferente que lleguen con ángulo ϕ_i y frecuencia f_0 , como ilustra la Figura. 2.9.

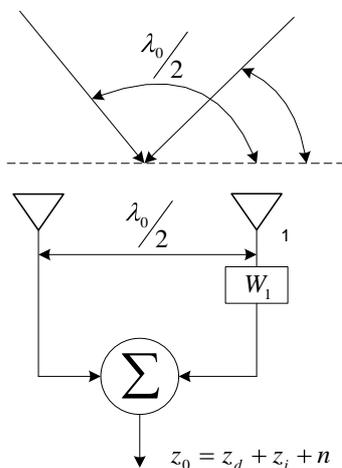


Figura. 2.9. Antenas inteligentes de banda ancha.

La señal a la salida del arreglo z_0 , es la suma de las contribuciones de la señal deseada z_d , la señal interferente z_i y el ruido n . El vector de pesos $W_0 = -e^{j\pi \cos \phi_i}$, es ajustado para anular la señal interferente, que se encuentra a una frecuencia f_0 , de la frecuencia de central.

Gracias a esta característica se puede determinar la variación de la relación señal a interferencia (CINR) la cual se degrada en 27 dB, cuando la onda incidente varía su ancho de banda en 10 MHz.

2.8 TRANSMISIÓN DEL BEAMFORMING

En un sistema con antenas tradicionales (omnidireccionales, sectorizadas), el enlace de radio es desbalanceado debido a que la señal en el enlace ascendente es más débil que la del enlace descendente, Para mejorar el desempeño del sistema, se puede utilizar ha las antenas inteligentes en la recepción de la estación base, mejorando el desempeño global del sistema, lo cual permitirá una mejora en la capacidad y en el alcance, que depende directamente de la mejora del enlace descendente. Debido a que se necesita mejorar el desempeño global del sistema es conveniente el uso de antenas inteligentes solo en el enlace ascendente, de esta manera se permite a pocos usuarios en soft handoff, debido a que se necesita manejar pocos canales, permitiendo incrementar la capacidad del sistema.

Las antenas inteligentes en el enlace descendente (downlink), busca proveer una adecuada señal al suscriptor deseado mientras se minimiza la interferencia transmitida en otras direcciones. El sistema de múltiples beamforming en el enlace descendente es ilustrado en la Figura. 2.10, donde cada señal transmitida tiene sus vectores de pesos W_k .

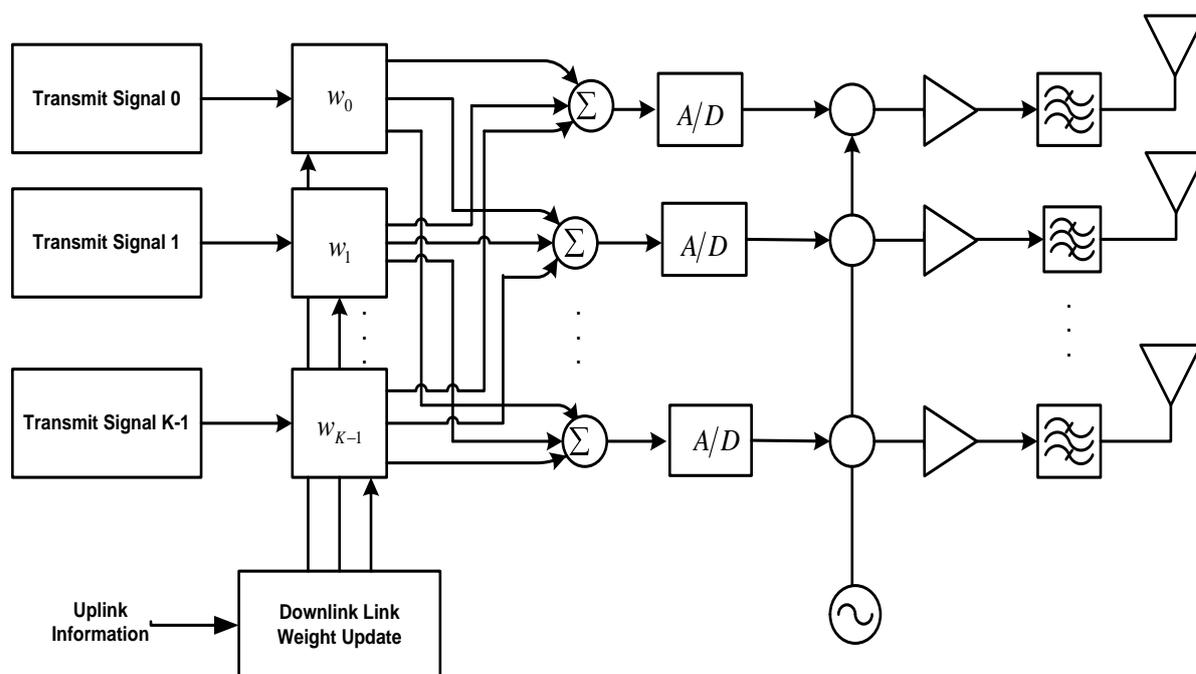


Figura. 2.10. Sistema de múltiples beamforming en el enlace descendente

Las antenas inteligentes en el enlace descendente, son utilizadas con el propósito de incrementar la capacidad e incrementar el rango de cobertura de la celda, para ello es necesario limitar la potencia isotrópica radiada efectiva (PIRE), debido a que la ganancia de la antena se incrementa en una dirección en particular lo cual puede empeorar la relación señal a interferencia CIR para usuarios cocanales de celdas cercanas. Los métodos utilizados para integrar el beamforming en el enlace descendente, tienen un problema fundamental debido a que el sistema FDD, utilizan dos canales en bandas de frecuencia diferentes y su comportamiento no es el mismo, generando inconvenientes para aplicar el criterio de que el valor del vector de pesos obtenidos en la recepción sean aplicados en la transmisión, ya que puede resultar en una disminución de la señal del suscriptor deseado. Una alternativa para integrar el beamforming en el enlace descendente, es mediante la aplicación de la técnica de Dirección Buscada, en la cual se determina la dirección de llegada de la señal recibida, dicha información posteriormente es utilizada para conformar el haz en el enlace descendente, de tal forma que se genera el patrón de radiación en la dirección deseada.

2.9 CALIBRACION DEL ARREGLO

La calibración del arreglo de antenas permitirá estimar la dirección buscada con una mayor exactitud que si no se calibra el arreglo, el arreglo de antenas se ve afectado por las pérdidas en fase, ganancia, las cuales están asociadas con el canal de radio frecuencia (RF) que afectan a cada uno de los elementos del arreglo.

La forma de calibrar el arreglo es mediante la recopilación de la información de un arreglo múltiple $\vec{a}(\phi_i)$, el cual está formado por vectores denominados vectores dirección que contienen la información de cada dirección de llegada, de la señal incidente al arreglo. Este proceso se puede realizar rotando el arreglo de antenas o la fuente un valor ϕ_i , estrechamente espaciados, como muestra la Figura. 2.11. La respuesta del arreglo es grabada y normalizada la cual servirá para estimar el vector dirección $\vec{a}(\phi_i)$.

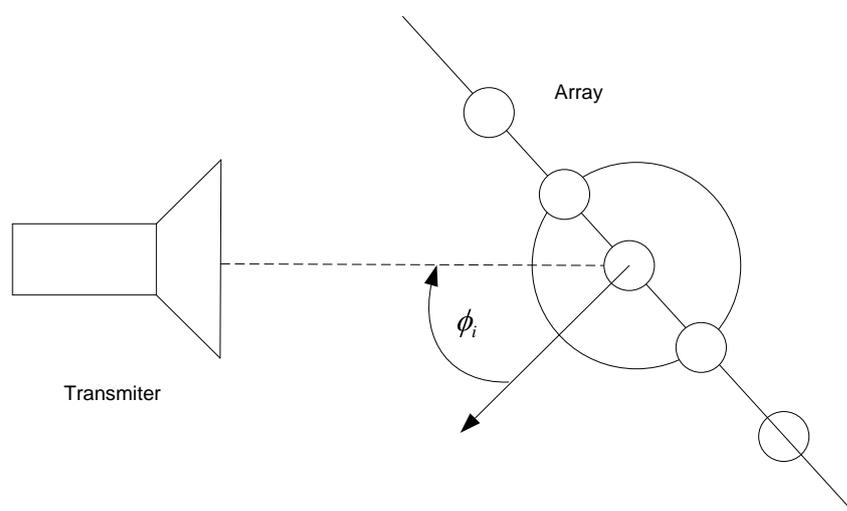


Figura. 2.11. Calibración del arreglo de antenas.

Otra forma de realizar la calibración es mediante la alimentación directa a cada uno de los elementos del arreglo de una señal la cual ayudará a estimar la dirección buscada.

CAPITULO III

ANÁLISIS DE TÉCNICAS DE ANTENAS INTELIGENTES PARA EL ENTORNO CDMA

3.1 PROCESADOR ESPACIAL NO COHERENTE PARA CDMA

La estructura del procesador espacial no coherente se ilustra en la Figura. 3.1. Cada uno de los dipolos del arreglo de antenas dispone de un módulo *despreading*, el cual permite realizar la detección del usuario deseado. Esta es una desventaja, ya que se requerirá de varios módulos *despreading*, para realizar la detección de un solo usuario deseado, además de que esta estructura no puede realizar el rechazo de las señales interferentes.

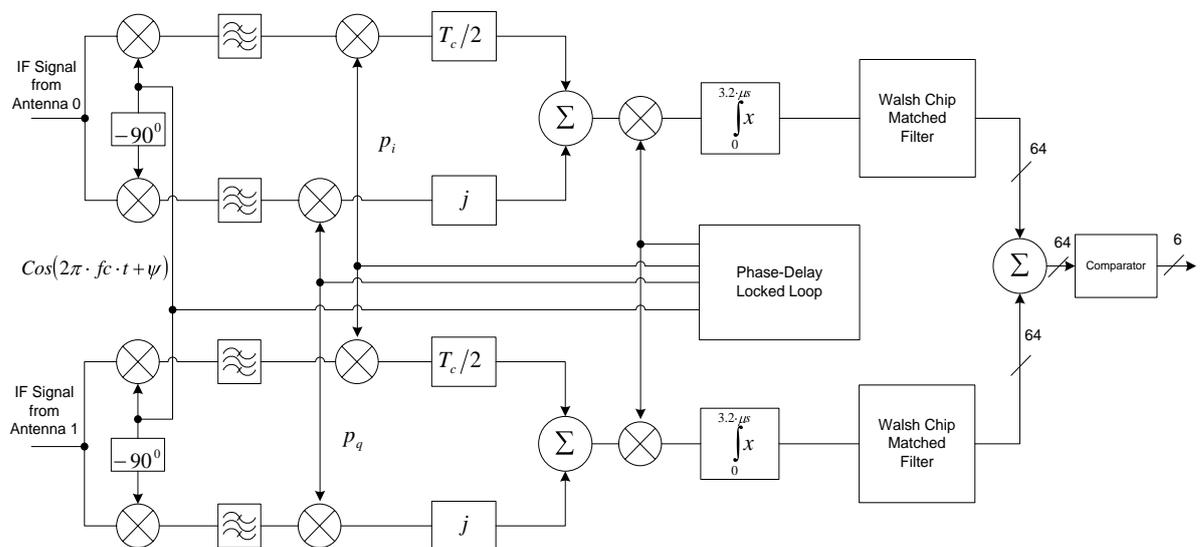


Figura. 3.1. Procesador espacial no coherente para CDMA

3.2 PROCESADOR ESPACIAL COHERENTE PARA CDMA

La estructura del procesador espacial coherente se ilustra en la Figura. 3.2. La ventaja de esta estructura es que requiere de un módulo *despreading*, para realizar el filtrado espacial de un usuario, la ventaja adicional de este sistema es el rechazo de las señales interferentes que llegan al arreglo de antenas.

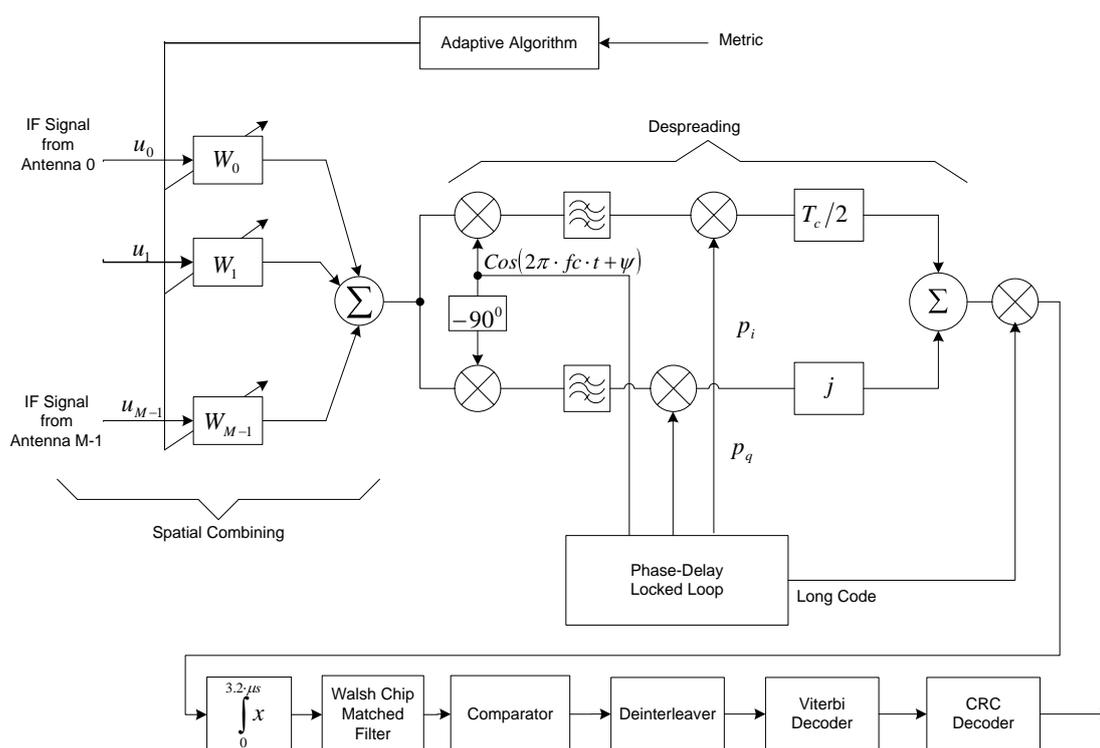


Figura. 3.2. Procesador espacial coherente para CDMA

La desventaja de las estructuras mostradas anteriormente, es la no utilización de las señales multitrayectos, sino por el contrario el rechazo de las mismas, una manera de mejorar la señal recibida es aprovechando las características de las señales de multitrayecto. Esto se puede lograr de dos formas: La primera es el método de banda ancha, revisada en la sección 2.7. La segunda técnica es la utilización de receptores tipo RAKE, como se ilustra la Figura. 3.3.

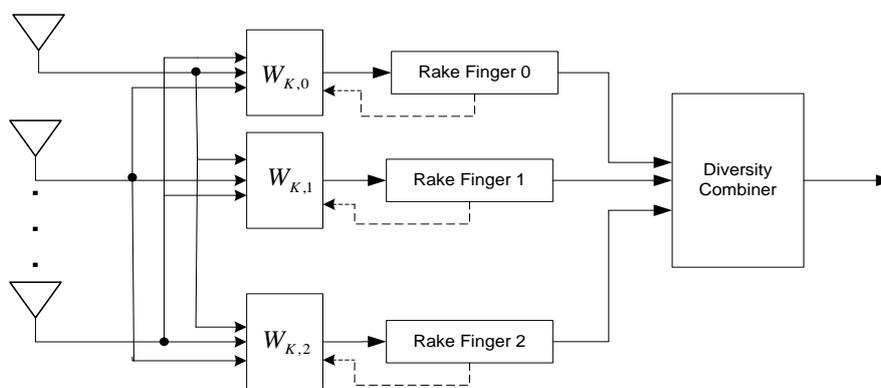


Figura. 3.3. Receptor Rake convencional

3.3 RECEPTOR RAKE

Una de las características fundamentales de la técnica de acceso múltiple por división de código de secuencia directa (DS-CDMA), se basa en la diversidad frecuencial proporcionada por el gran ancho de banda de transmisión, este aspecto puede ser aprovechado para utilizar la propagación multitrayecto de forma constructiva y mejorar el proceso de detección gracias a la capacidad de discriminar la señal recibida a nivel de chip. El denominado receptor rake, cuyo esquema se presenta en la Figura. 3.4, hace uso de esta propiedad.

El principio de funcionamiento de este tipo de receptor se basa en la utilización de un arreglo de correladores que determinan la calidad de cada una de las señales obtenidas mediante cualquier método de diversidad antes mencionado.

Se utilizan versiones desplazadas en el tiempo de la señal recibida, debido a que las características de las secuencias de expansión hacen que presenten un nivel bajo de correlación. Entonces la forma de onda recibida tendrá cierta deformación respecto a la señal transmitida, provocada por el fenómeno multitrayecto, que es variante en el tiempo, por lo que el receptor tipo Rake debe adaptarse a las características del canal para combatir dicho efecto. El receptor también puede verse como un sistema de diversidad de orden M , en el que las réplicas producidas por el multitrayecto son separadas y posteriormente combinadas para formar una variable de decisión.

Un banco de correladores asigna a cada señal un factor de ponderación, de acuerdo a su energía con respecto al ruido. Una vez combinadas las señales, se corrigen los offsets de tiempo inicialmente generados y se suman a las diferentes ramas del receptor Rake, generando una señal mejorada. La siguiente figura muestra la estructura básica del receptor Rake.

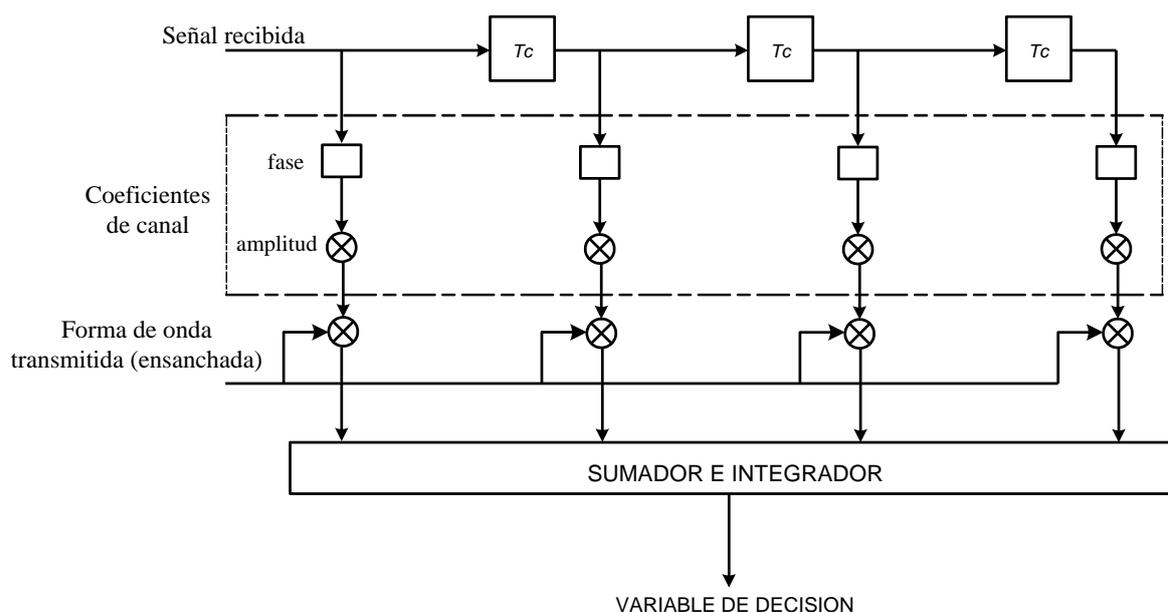


Figura. 3.4. Estructura básica del Receptor RAKE

Como se puede ver en la Figura. 3.4 el receptor Rake esta formado por un conjunto de M ramas, en cada una de las cuales se multiplica la señal por una réplica local de la forma de onda ensanchada, con su correspondiente retardo. Las salidas se combinan, se compensan los desfases relativos y se realiza una suma ponderada por la amplitud con que se recibe cada componente.

3.4 PROCESAMIENTO ESPACIAL MULTI-USUARIO

La estación base utiliza el sistema de detección multi-usuario para demodular K señales, las mismas que generan una interferencia de múltiple acceso como se mostró en la sección 1.3. De esta forma la estación base puede identificar y separar algunas señales, de la señal incidente; las señales restantes pueden ser eliminadas o canceladas, reduciendo de esta forma la interferencia de múltiple acceso vista por todos los otros receptores.

La detección multi-usuario puede ser combinada con procesamiento espacial, como ilustra la Figura. 3.5, la misma que combina el procesamiento espacial con un anulador de interferencia paralela. El procesador espacial es encargado de eliminar la interferencia incidente, mientras que el anulador de

interferencia paralela (PIC), es encargado de minimizar la interferencia de múltiple acceso (MAI), lo que permitirá determinar la dirección de la señal de interés (SOI).

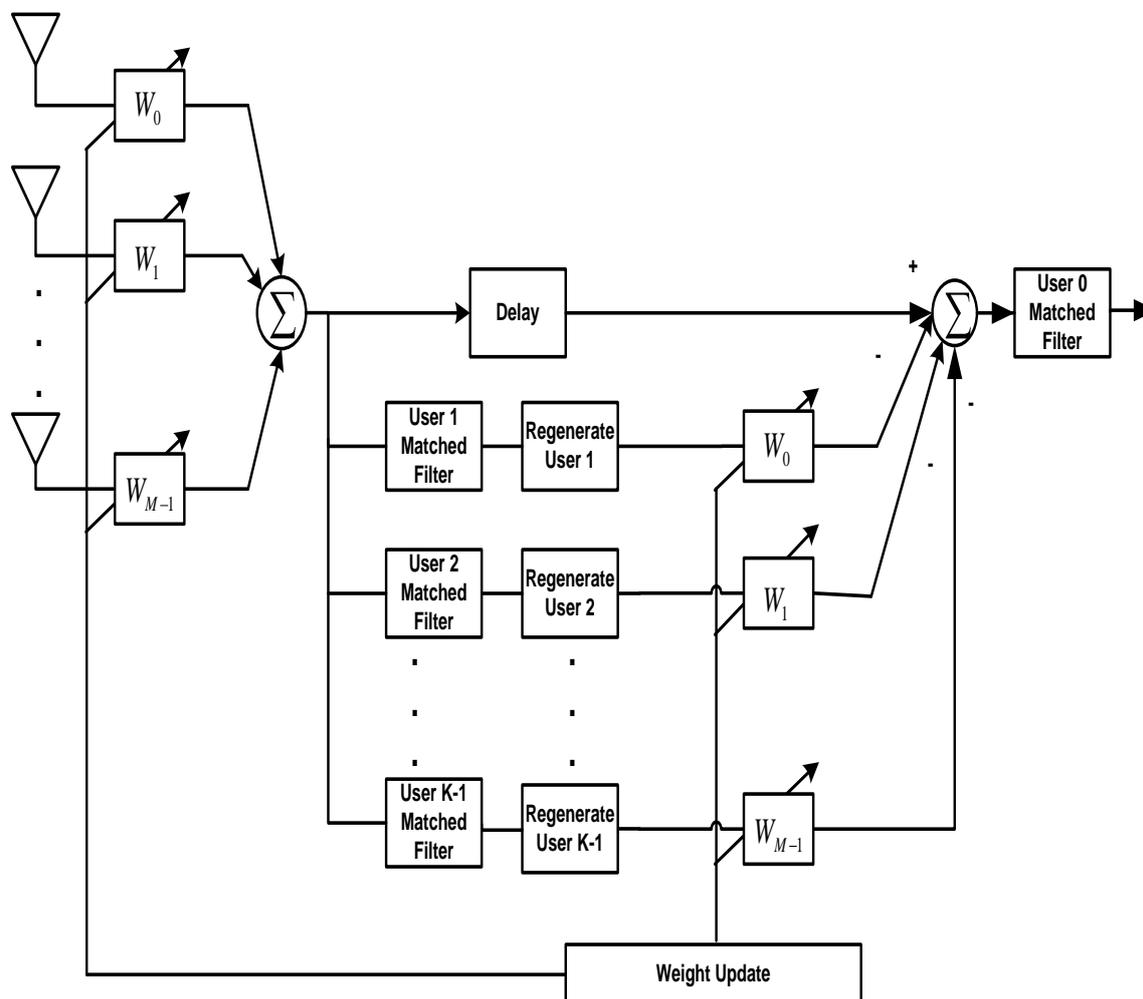


Figura. 3.5. Procesamiento espacial multi-usuario

3.5 SECTORIZACION DINAMINCA USANDO ANTENAS INTELIGENTES

Las áreas con alta densidad de tráfico son a menudo muy variantes en el tiempo, como ejemplo se puede considerar las carreteras que son muy transitadas en determinadas horas, las cuales pueden generar una alta densidad de tráfico en la mañana y en la noche, pero un tráfico mas ligero el resto del día, a estas áreas se las denominan hot spots. Las antenas inteligentes pueden ayudar a balancear sector a sector la carga de los hot spots, como ilustra la Figura. 3.6.

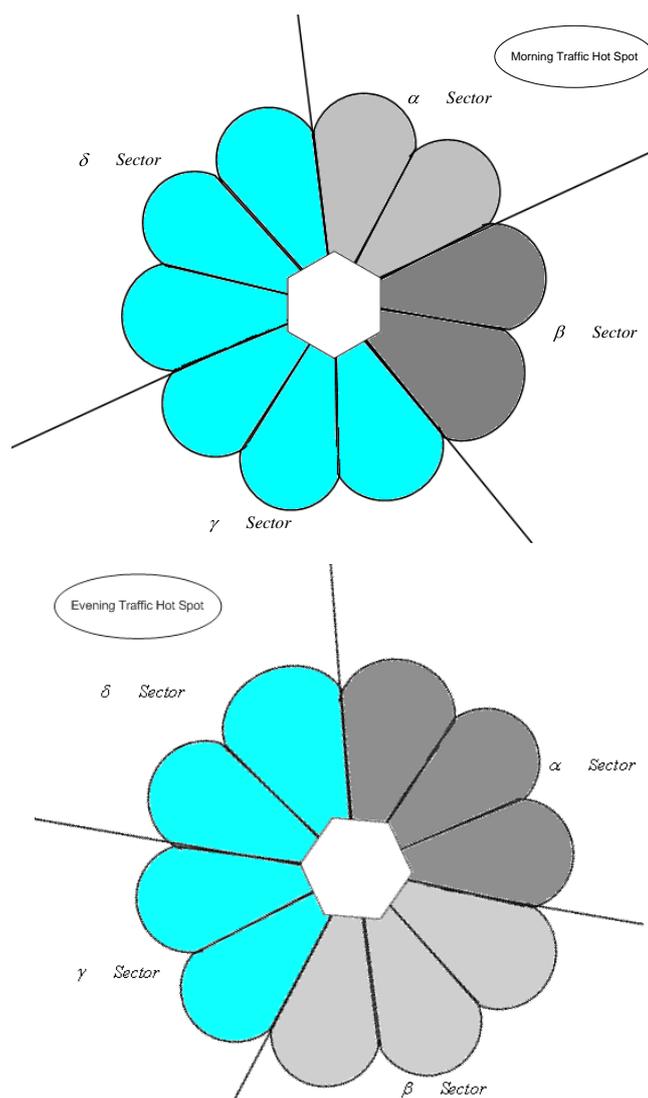


Figura. 3.6. Sectorización dinámica

Para soportar una alta densidad de tráfico, se acude a la sectorización dinámica la cual se encarga de reducir el área de cobertura del sector requerido, como ilustra la Figura. 3.6, este criterio se denominada respiración celular, el mismo que fue tratado en la sección 1.1. [1]

3.6 BEAMFORMING PARA CDMA EN EL ENLACE DESCENDENTE

La estructura del canal descendente (downlink), se ilustra en la Figura. 3.7, en la cual se puede observar que los canales de sincronismo, canal piloto y canal de paging, son suministrados continuamente en toda el área de cobertura del sector y los canales de tráfico son enfocados hacia los usuarios deseados mediante las técnicas de beamforming en el enlace descendente.

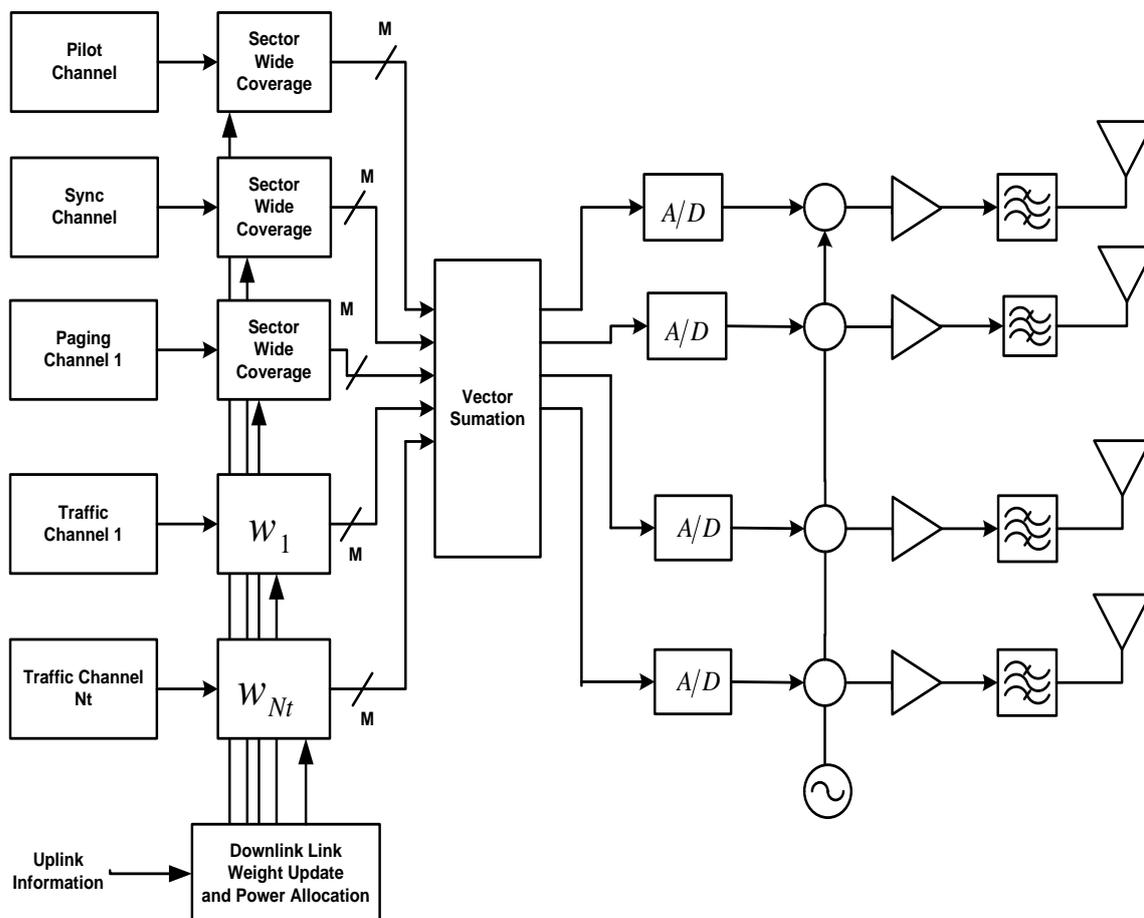


Figura. 3.7. Sistema de control de potencia en enlace descendente para CDMA

Un factor muy importante es que el *beamforming* en el enlace descendente es utilizado para reducir la potencia total transmitida por la estación base, debido a que se enfoca sólo la potencia necesaria requerida por el suscriptor en la dirección de recepción.

El problema principal del *beamforming* aplicado en el enlace descendente es que la señal de tráfico es transmitida usando un haz estrecho, mientras que la señal piloto, sincronismo y de paging son transmitidos usando un haz que cubre toda el área de cobertura del sector, como ilustra la Figura. 3.8.

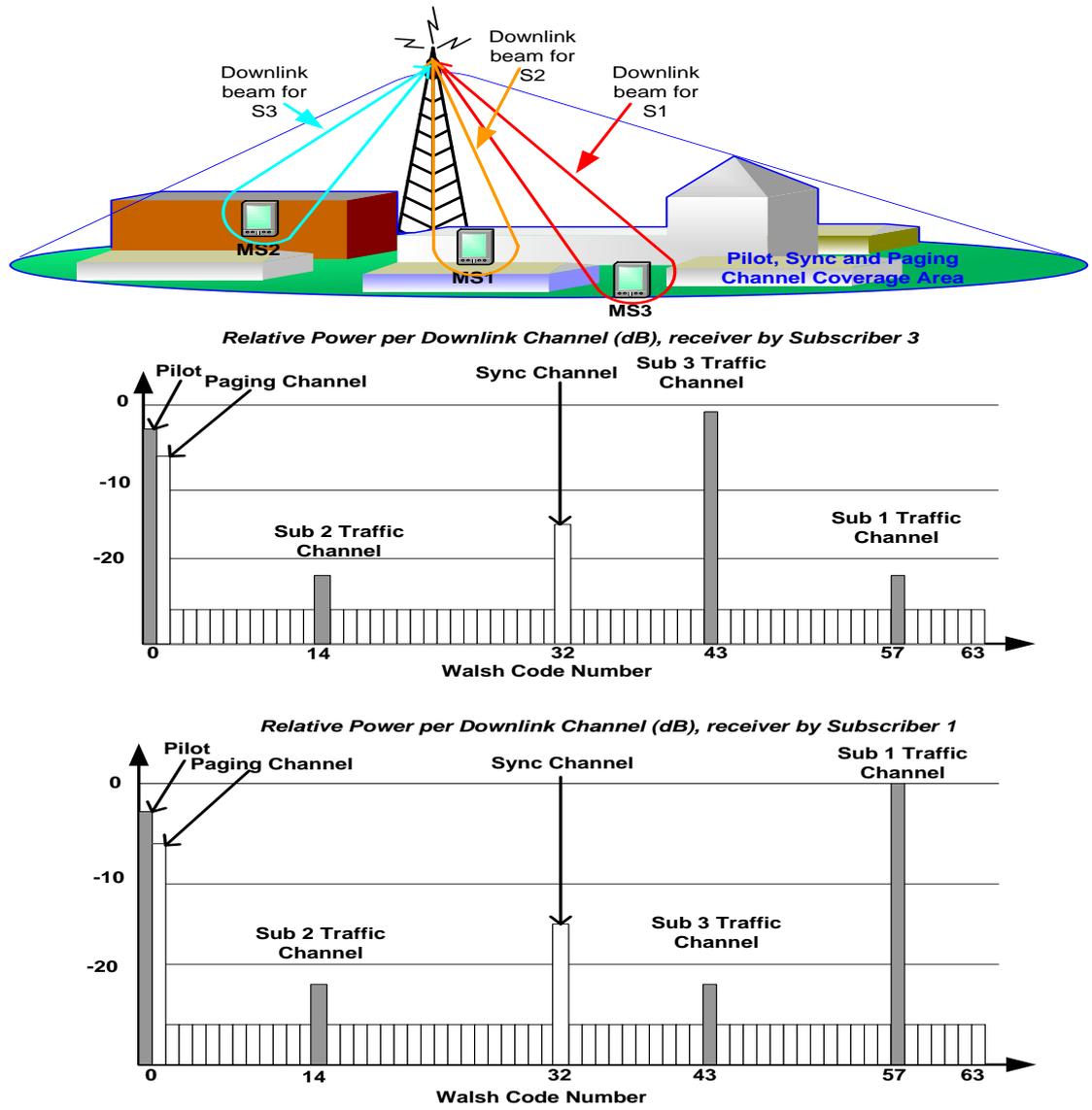


Figura 3.8. Beamforming en el enlace descendente para IS-95 CDMA

CAPITULO IV

ANÁLISIS DEL MEJORAMIENTO DEL ALCANCE Y CAPACIDAD DEL SISTEMA USANDO FILTRADO ESPACIAL

4.1 RANGO EXTENDIDO EN CDMA

El principal beneficio que ofrece el sistema de antenas inteligentes, en un sistema de telefonía celular, es el incremento del área de cobertura de la celda, esto se debe a que la ganancia del sistema de antenas inteligentes es mucho mayor al que le entrega una antena convencional, lo cual genera un incremento en el área de cobertura de la estación base, como se puede apreciar en el ejemplo de la Tabla. 4.1.

El incremento del área de cobertura de la celda, permitirá al móvil operar tan lejos como sea posible de la estación base, sin que esto incurra en un incremento de la potencia transmitida por el móvil. Adicionalmente se consigue mejorar la relación señal a ruido (SNR), la misma que se expresa mediante la relación de la potencia de la señal deseada $P_z = M^2 \cdot E \left[\left| \sum_{i=1}^M \mathbf{c}_i \right|^2 \right]$, respecto a la potencia del ruido $N_z = M \cdot \sigma_n^2$. La expresión (4.1) representa la relación señal a ruido (SNR) obtenida para un arreglo de antenas.

$$\gamma_z = \frac{P_s}{N_s} = M \frac{E \left[\left| \sum_{i=1}^M \mathbf{c}_i \right|^2 \right]}{\sigma_n^2} \quad 4.1$$

La expresión (4.2) representa la relación señal a ruido obtenida en un dipolo del arreglo de antenas.

$$\gamma_u = \frac{P_s}{N_s} = \frac{E \left[\sum_{i=1}^M \left| \mathbf{h}_i \right|^2 \right]}{\sigma_n^2} \tag{4.2}$$

Relacionando las expresiones (4.1) y (4.2), se puede afirmar que el arreglo de antenas inteligentes, de M dipolos, permite conseguir una mejora significativa en la relación señal a ruido, como demuestra la expresión (4.3).

$$G_{[B]} = 10 \cdot \log M \tag{4.3}$$

Tabla. 4.1. Ejemplo del incremento del alcance en el sistema CDMA, usando un arreglo de antenas de 8 dipolos.

	Sectorización Convencional	Sistema de Antenas Inteligentes
Potencia de Tx Móvil (Clase II).....(a)	23.0 dBm	23.0 dBm
Ganancia de la antena Tx.....(b)	0.0 dBi	0.0 dBi
PIRE.....(c=a+b)	23.0 dBm	23.0 dBm
BS. Ganancia de la antena.....(d)	18.0 dBi	18.0 dBi
Ganancia ideal para M=8 (4.3).....(e)		9.0 dB
Ganancia Total de la antena(f=d+e)	18.0 dBi	27.0 dBi
CINR requerida en la entrada(g)	-12.3 dB	-12.3 dB
Recepción del ruido NF=5 dB.....(h)	-108.1 dBm	-108.1 dBm
Interferencia total del ruido $\chi = 0.9$(i)	-98.1 dBm	-98.1 dBm
Margen de sombra (10% probabilidad, para dos formas de Handoff, $\sigma = 8$ dB).....(j)	6.2 dB	6.2 dB
Potencia recibida.....(k=g+i+j)	-104.2 dBm	-104.2 dBm
Pérdidas en el trayecto Tolerables.....(l=c+f-k)	145.2 dB	154.2 Db
Alcance, usando un d^n , $n = 2$ para 0.5 Km, $n = 4.5$, para grandes distancias, con Frecuencia de portadora $f_c = 1920MHz$	7.7 Km	12.2 Km

En el ejemplo de la Tabla. 4.1. se puede apreciar que el área de cobertura de una celda, la cual está implementada con un sistema de antenas inteligentes, se incrementará en un 60% sobre el área de cobertura de una estación base que esté implementada con antenas convencionales; esta es una de las características más importantes que ofrece el sistema de antenas inteligentes ya que permitirá que se utilice un número menor de estaciones base para cubrir la misma área de cobertura, lo cual conlleva a una disminución de los costos.

Debido a ciertos factores, el incremento del 60% del al área de cobertura del ejemplo de la Tabla. 4.1, es teórico, ya que en la realidad la potencia de la antena, se reduce a 15 dBi, lo cual genera que la cobertura de la estación base se reduzca a 103 Km, decrementando el porcentaje a un 44% del área que se cubriría con una antena convencional.

4.2 FILTRADO ESPACIAL EN UNA ESTACION BASE

La implantación de antenas inteligentes en las estaciones base, permitirá obtener un incremento en la capacidad de la red, gracias a un mejor desempeño de la eficiencia espectral.

El parámetro que permite medir el desempeño del enlace en el sistema CDMA IS-95, es la relación Portadora a Interferencia y Ruido (CINR).

La relación Portadora a Interferencia y Ruido (4.4), se define como la relación de la señal deseada respecto a la suma de la interferencia y el ruido, la misma que es medida por cada usuario luego de la fase de despreading en el enlace descendente; en el enlace ascendente es medida en la estación base, a la entrada del Walsh Chip Matched Filter.

$$CINR = \frac{P_0}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^{K-1} P_k + \sigma_n^2} \quad 4.4$$

Donde, P_0 representa la potencia de la señal deseada, P_k es la potencia de todos los usuarios interferentes para $k = 1 \dots K - 1$, N es el factor de spreading y σ_n^2 es la varianza del ruido, que representa la contribución del ruido en la variable de decisión luego del despreading.

La relación portador a interferencia y ruido puede ser expresada en función de la energía de bit y la densidad espectral de potencia del ruido (4.5).

$$CINR = \frac{P_0 \cdot T_b}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^{K-1} P_k \cdot T_b + \sigma_n^2 \cdot T_b} = \frac{E_b}{\frac{I_0 \cdot T_b}{N} + N_n} = \frac{E_b}{N_i + N_n} = \frac{E_b}{N_0} \quad 4.5$$

El parámetro que permite medir el desempeño del enlace (4.6) puede ser escrito en función de la ganancia de la antena en el plano horizontal (azimuth) G_a , donde N representa el factor de esparcimiento y v representa el factor de actividad de voz, el cual permite reducir el nivel de interferencia de múltiple acceso entre un 50% a un 60% relativa al caso de que el suscriptor transmita información continuamente.

$$CINR = \frac{G_m P_{r0}}{v G_m P_c (K-1)} = \frac{N G_a P_{r0}}{v P_c (K-1)} = \frac{N G_a}{v (K-1)} \quad 4.6$$

CINR, es proporcional a la ganancia asociada con el patrón horizontal de antena, $F_a(\phi)$.

4.3 DESEMPEÑO DEL ENLACE UPLINK EN UN SISTEMA MULTICELDA

El uso de antenas inteligentes en el enlace ascendente, permitirá mejorar la capacidad del sistema CDMA. Para justificar dicha mejora, se realiza un análisis y comparación de los resultados obtenidos al implementar diferentes tipos de antenas celulares en una estación base.

Para lo cual se considera que el factor del arreglo de una antena celular, puede ser expresado como: $F(\phi, \theta) = F_a(\phi) F_e(\theta)$, donde $F_a(\phi)$ representa el factor del arreglo en el plano horizontal (azimuth) y $F_e(\theta)$ representa el factor del arreglo en el plano vertical.

Para una antena omnidireccional el factor del arreglo en el plano horizontal es: $F_a(\phi) = 1$, para todo ϕ y la ganancia $G_a = 1$; por lo tanto la ganancia de la antena es: $G_m = G_e$. Asumiendo que el suscriptor tiene una ganancia $G_{sub} = 1$, determinamos la potencia que recibe la estación base (0), del usuario (i), basado en la Figura. 4.1.

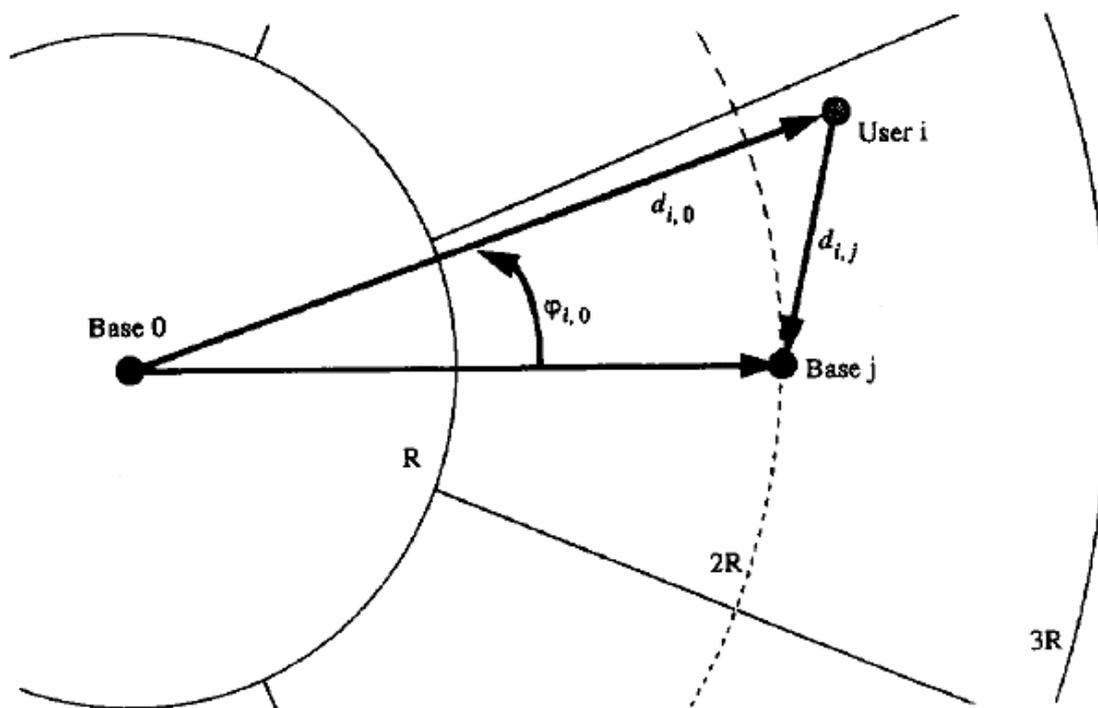


Figura. 4.1 Geometría utilizada para determinar la distancia $d_{i,j}$, en función de $d_{i,0}$, la distancia entre un usuario i que se encuentra fuera de la celda central.

Donde la potencia que recibe la estación base 0 (4.7) del usuario i es:

$$P_{r,i,0} = \frac{L_{i,0}}{L_{i,j}} P_{c,j} \left(1 + \left(\frac{2R}{d_{i,0}} \right) - \frac{4R}{d_{i,0}} \cos \phi_{i,0} \right)^{\frac{n}{2}} \quad 4.7$$

Para determinar la potencia interferente que incide en la estación base central, se asume que los usuarios están distribuidos uniformemente, donde ξ ,

representa el valor esperado de la potencia interferente para un usuario en una celda adyacente.

$$\xi = \beta \cdot P_c \quad 4.8$$

El valor de β , está en función del exponente de las pérdidas en el trayecto n , como se ilustra en la Tabla. 4.2.

La interferencia total (4.9) vista por la estación base, en el enlace ascendente es la suma de la interferencia de los usuarios que se encuentran dentro de la celda más la interferencia producida por los usuarios de las celdas adyacentes.

$$I_0 = \left(\frac{1}{G_a} - 1 \right) P_c + 8K\beta P_c \quad 4.9$$

En el caso de las antenas directivas, el lóbulo principal del patrón horizontal, es dirigido al suscriptor deseado, de tal forma que la ganancia de la estación base es: $G_m = G_e \cdot G_a$; gracias al incremento en la ganancia de la antena de la estación base, la potencia de salida de cada uno de los suscriptores será menor comparada con el caso de usar antenas omnidireccionales. La potencia interferente (4.10) que recibe una estación base central a la salida del arreglo es:

$$I_0 = \frac{\left(\frac{1}{G_a} - 1 \right) P_c + 8K\beta P_c}{G_a} \quad 4.10$$

El factor de rehúso f (4.11), está definido como la relación de la interferencia de múltiple acceso de los usuarios que se encuentran dentro de la celda y el total de interferencia de todos los usuarios, como se ilustra en la Tabla. 4.2.

$$f = \frac{\left(\frac{1}{1+8\beta} \right) P_c}{\left(\frac{1}{1+8\beta} \right) P_c + 8K\beta P_c} = \frac{1}{1+8\beta} \quad \text{para } K \gg 1 \quad 4.11$$

Tabla. 4.2. Valor de β y el factor de rehúso f , en función de exponente de la perdidas del trayecto.

Patrón de estación base	n=2	n=3	n=4
β	0.1496	0.0824	0.0551
Clase A: Omnidireccional	0.454	0.601	0.693
Clase B: Sectorizada	0.453	0.601	0.692
Clase C: Flat Topped	0.453	0.601	0.693
Factor de rehúso f	0.455	0.603	0.694

La expresión (4.12) muestra como el patrón horizontal de la antena y el factor de rehúso se combinan para determinar la relación portadora a interferencia y ruido para el suscriptor deseado.

$$CINR = \frac{fNG_a}{vK} \quad 4.12$$

Esta expresión puede ser usada para determinar la capacidad del sistema CDMA, el mismo que es ilustrado en el ejemplo de la Tabla. 4.3, en el cual el número de usuarios soportados en cada celda (4.13) está limitado por cada patrón espacial, para lo cual se asume que $E_b/N_0 = 9 \text{ dB}$ y el factor de actividad de voz $v = 0.6$.

$$K = \frac{fNG_a}{v E_b/N_0} \quad 4.13$$

Por ejemplo utilizando una ganancia de procesamiento $N = 128$, $n = 3$ y $f = 0.6$, para el caso de antenas omnidireccionales, el número de usuarios que pueden estar activos al mismo tiempo son:

$$K \leq \frac{0.60 \cdot 28 \cdot 0^{0/10}}{0.6 \cdot 0^{9/10}} = 16.2 \quad 4.14$$

Para el caso de antenas sectorizadas:

$$K \leq \frac{0.60 \cdot 28 \cdot 0^{4.8/10}}{0.6 \cdot 0^{9/10}} = 48.9 \quad 4.15$$

Considerando el caso de antenas Flat-topped, se obtiene:

$$K \leq \frac{0.60 \cdot 28 \cdot 0^{9.3/10}}{0.6 \cdot 0^{9/10}} = 137.8 \quad 4.16$$

En la Tabla. 4.3. se ilustra el número de usuarios soportados en cada celda, de acuerdo al patrón de radiación de la antena, como lustra la Figura. 4.2.

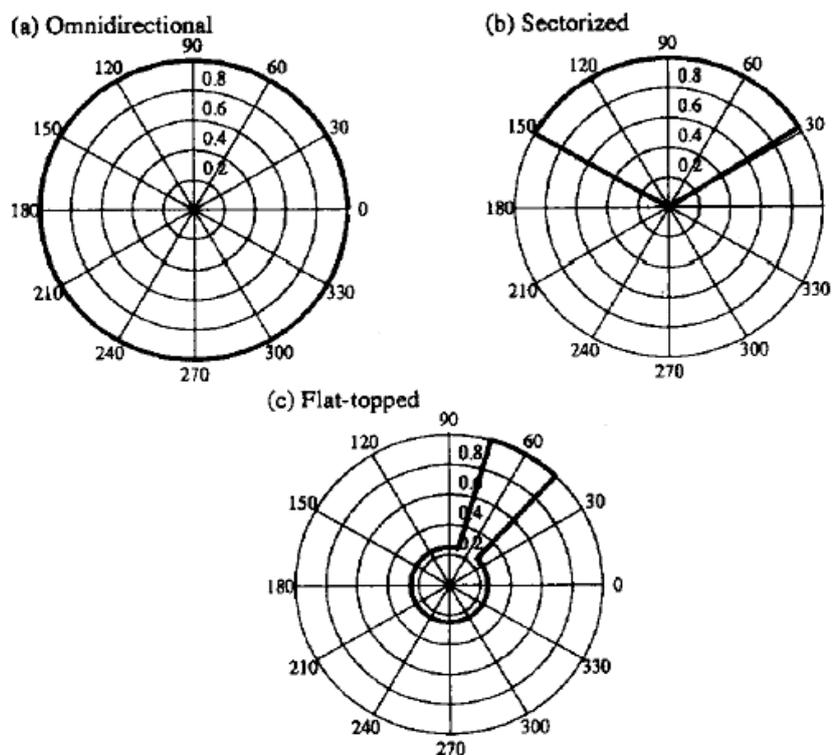


Figura. 4.2. Patrones de radiación de antenas:
a) Omnidireccional b) Sectorial c) Flat topped

Tabla. 4.3. Número de usuarios soportados en cada celda, con un $E_b/N_0 = 9 \text{ dB}$ y $v = 0.6$.

Clase	G_a	N=19.3 dB			N=21.1 dB		
		n=2	n=3	n=4	n=2	n=3	n=4
Clase A: Omni direccional	0 dB	12	16	18	8	10	12
Clase B: Sectorizada	4.8 dB	36	48	55	24	32	37
Clase C: Flat Topped	9.3 dB	104	137	158	69	91	105

4.4 ANÁLISIS DEL ALCANCE Y CAPACIDAD USANDO ATENAS INTELIGENTES

El alcance del enlace ascendente está limitado por la máxima potencia que puede transmitir cada uno de los suscriptores, como ilustra la Tabla. 4.4. El alcance, también depende del número de usuarios activos que se encuentren en el sistema. Cuando el número de usuarios decrece, el nivel de interferencia baja y un suscriptor puede operar e incrementar su alcance. Si el número de usuarios activos se incrementa, el nivel de interferencia se incrementa y el máximo alcance de la celda decrece.

Tabla. 4.4. Máxima potencia transmitida por cada móvil, de acuerdo a su clase

Clase del móvil	Máxima PIRE garantizada (dBm)
I	28
II	23
II	18
IV	13
V	8

En la práctica es recomendable sacrificar la capacidad del sistema para conseguir una máxima cobertura, esto se logra aplicando un control de potencia en lazo cerrado, logrando 1% de FER para cada suscriptor, lo cual se logra a través del uso de un factor de carga χ , el cual se presenta como la relación de la

potencia de la señal CDMA de todos los usuarios, respecto a la suma de la potencia de la señal CDMA más el ruido.

$$\frac{v(P_0 + I_t)}{v(P_0 + I_t) + N\sigma_n^2} = \gamma \tag{4.17}$$

Para un determinado valor de CINR (γ), el número máximo de usuarios simultáneos que puede soportar el sistema está dado por (4.18):

$$K_{\max} = \frac{\gamma N M f}{G_i(M) + 1} + 1 = \frac{N M f}{G_i(M) \gamma} + 1 \tag{4.18}$$

Donde $G_i(M)$, es la llamada ganancia de interferencia, que es la degradación de la ganancia ideal de los dipolos M , de acuerdo a los efectos producidos por el ruido, las especificaciones geométricas del arreglo y la distribución de la interferencia; la ganancia de la interferencia está dada en la Tabla. 4.5.

Tabla. 4.5. Ganancia de interferencia para un arreglo lineal de media longitud de onda, con interferencia distribuida en el rango de $0, \pi$

Número de elementos	$G_i(M)$
1	1.0
2	1.6
3	1.8
4	2.0
6	2.2
8	2.4
10	2.5

De esta forma se obtiene un número máximo de usuarios que pueden ser soportados en cada celda del sistema CDMA.

Por ejemplo, usando $n = 3$, se obtiene el valor de factor de rehúso $f = 0.603$, con una ganancia de procesamiento de $N = 128$, $\nu = 0.6$ y $CINR = 9 \text{ dB}$, se tiene que:

$$K_{\max} \leq \frac{(28 \frac{M}{G_i(M)} 0.603)}{(0.6)^{9/10}} + 1 = 16.2 \frac{M}{G_i(M)} + 1 \quad 4.19$$

Para $M = 1, G_i(M) = 1$ se obtiene $K_{\max} \leq 17$

Para $M = 4, G_i(M) = 2.0$ se obtiene $K_{\max} \leq 33$

Para $M = 8, G_i(M) = 2.4$ se obtiene $K_{\max} \leq 54$

En la Tabla. 4.6, se observar la cantidad de usuarios que pueden ser soportados en una celda, la cual está limitada por el valor de la ganancia de interferencia.

Tabla. 4.6. Número de suscriptores soportados en un sector del sistema CDMA, en función del exponente de pérdidas del trayecto y de los dipolos del arreglo.

M	10 Log (M)	10 Log (Gi(M))	Kmax		
			n=2	n=3	n=4
1	0.0 dB	0.0 dB	13	17	19
4	6.0 dB	3.0 dB	25	33	38
8	9.0 dB	3.8 dB	41	54	62

CAPITULO V

DESARROLLO DEL SOFTWARE DE SIMULACIÓN

5.1 SIMULACIÓN DEL PATRÓN DE RADIACIÓN DE ANTENAS INTELIGENTES

5.1.1 Antenas inteligentes de haz adaptativo

Esta técnica fue desarrollada en el capítulo 2, en la cual se mencionaron las ventajas que ofrece el sistema de antenas inteligentes sobre un sistema convencional.

Previo a la realización del software de simulación se consideró un aspecto importante en el sistema de antenas inteligentes, como es la diferencia existente entre el modo de transmisión y recepción, ya que no existe reciprocidad en los enlaces ascendente y descendente, debido a esto no es posible utilizar los valores del factor de pesos obtenidos en el enlace ascendente y utilizarlos en la conformación del haz el enlace descendente. En la Figura. 5.1. se ilustra el esquema de transmisión y recepción de un arreglo lineal de antenas, en el cual se puede apreciar la similitud que existe entre los modos de transmisión y recepción del sistema de SA.

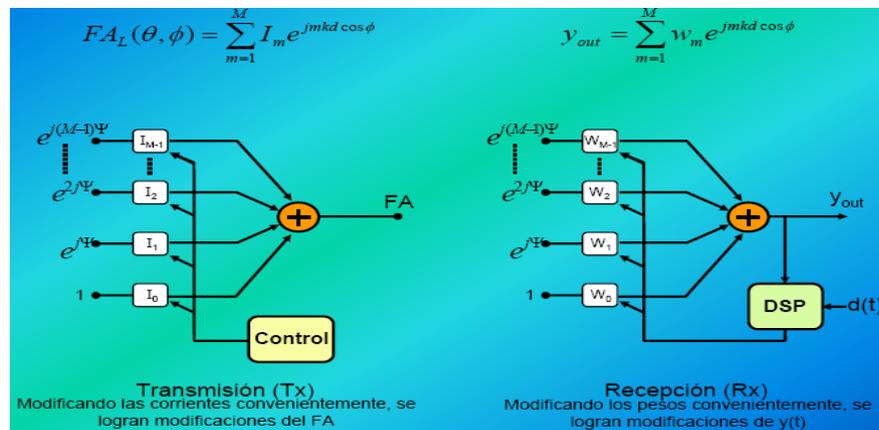


Figura. 5.1. Esquema de transmisión y recepción un arreglo lineal de antenas

El sistema de SA requiere estimar el ángulo de arribo (DoA) de cada uno de los usuarios sean estos deseados o interferentes, esto se realiza cuando el sistema de SA se encuentra en modo de recepción, la estimación de los ángulos de arribo de los usuarios deseados o interferentes se llevan a cabo con la ayuda de los algoritmos de detección de ángulo de llegada [3]. Posteriormente, con la asistencia de algoritmos adaptativos o estadísticamente óptimos se procede a calcular el valor del vector de pesos que deberán ser aplicados a cada uno de los dipolos del arreglo de antenas, de tal forma que el haz principal del patrón de radiación generado por el sistema de SA en el enlace descendente apunte en la dirección del usuario deseado, como ilustra la Figura. 5.2.

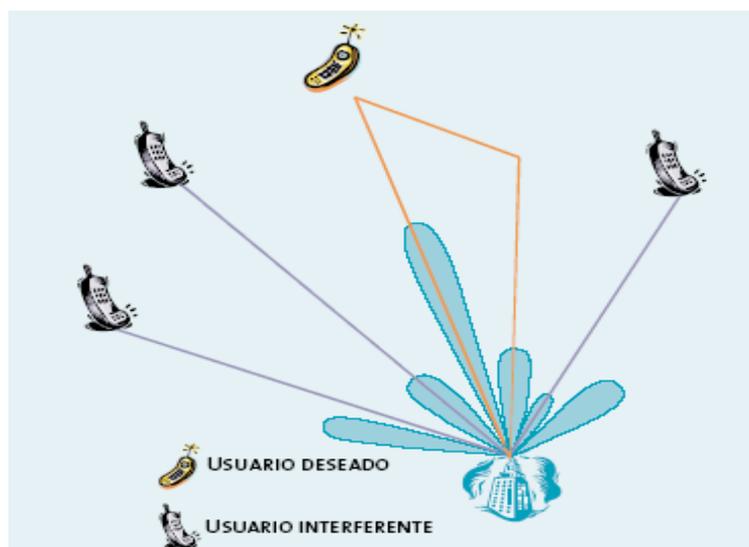


Figura. 5.2. Patrón de radiación de una antena de haz adaptativo

Existe un sinnúmero de algoritmos adaptativos, cuya complejidad depende de las características del entorno en el cual va a ser implementado el sistema [3].

a) Algoritmos para estimación del ángulo de llegada (DoA)

Entre los algoritmos de detección de ángulo de llegada el que mejor resolución presenta es el Método de Varianza Mínima de Capon [15], debido a que este algoritmo se basa en la teoría de mínimos cuadrados y presenta menor complejidad computacional que los algoritmos basados en la técnica de subespacio, como es el caso del algoritmo MUSIC [15]. El simulador propuesto en

esta investigación no realiza la estimación del ángulo de llegada, ya que dichos algoritmos no son objeto de nuestro estudio.

b) Algoritmos de conformación de haz (beamforming)

Para el desarrollo de la simulación se consideraron dos clases de algoritmos, los mismos que fueron elegidos gracias al siguiente análisis [9]:

- Algoritmos estadísticamente óptimos, estos algoritmos utilizan la dirección de llegada de cada uno de los usuarios que inciden al arreglo de antenas, dicho algoritmo obliga al haz principal del patrón radiación a orientarse en la dirección del usuario deseado; la desventaja de este algoritmo es su dependencia de los ángulos de arribo para conformar el patrón de radiación [3].
- Algoritmos Ciegos Multitarget, estos algoritmos fueron descartados debido a que su función de costo reviste una alta complejidad computacional [9].
- Algoritmo Ciegos, estos algoritmos no requieren generar la secuencia de entrenamiento, pero presentan una baja tasa de convergencia la misma que limitaría los requerimientos del sistema (velocidad de ejecución), debido a esto fueron descartados [9].
- Algoritmos de Gradiente Estocástico, estos algoritmos fueron analizados en la sección 2.6, se basan en el gradiente de la raíz cuadrada de la función de error, el mismo que ayuda a realizar la actualización del factor de arreglo y por ende de su patrón de radiación, sin embargo existen algunas diferencias entre los algoritmos RLS, NLMS y LMS, la principal diferencia es la velocidad de ejecución y complejidad computacional, entre estos algoritmos el que mayor velocidad de convergencia ofrece al sistema es el algoritmo RLS pero con un costo computacional muy alto, el algoritmo que menor costo computacional ofrece al sistema es el algoritmo LMS.

En el presente proyecto se realizó la simulación de los algoritmos de gradiente estocástico (RLS, NLMS, LMS) y estadísticamente óptimo (MVDR), adicionalmente se determinó el desempeño de cada algoritmo simulado, considerando un canal AWGN.

El simulador del sistema de antenas inteligentes, se realizó con la ayuda del Programa Matlab 6.5, esta decisión fue tomada gracias a las ventajas y características que ofrece dicho programa para la implementación de la simulación propuesta.

5.1.2 Desarrollo de la simulación

La simulación del patrón de radiación del sistema de SA, fue desarrollado de acuerdo al diagrama de flujo de la Figura. 5.3, en la cual se puede apreciar el procedimiento que realiza el sistema de antenas inteligentes para conformar el patrón de radiación en la dirección deseada.

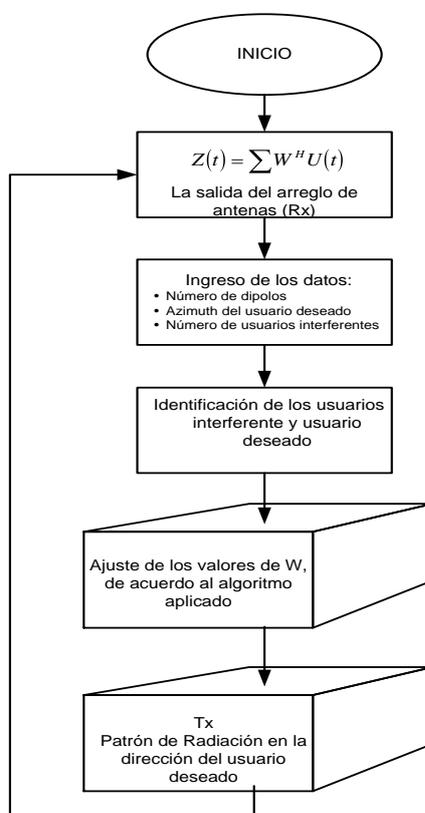


Figura. 5.3. Diagrama de flujo del sistema de haz adaptativo

a) El bloque de recepción

Este bloque está subdividido en dos sub bloques los mismos que se encargaran de generar las señales que serán transmitidas por cada uno de los usuarios y realizan la estimación de la señal que arriba a cada uno de los dipolos del arreglo de antenas.

- El bloque de transmisión, simula los datos que van a ser transmitidos por cada uno de los usuarios, dichos datos son del tipo CDMA, los cuales son generados con la ayuda del código Walsh y la ganancia de procesamiento establecida para el simulador cuyo valor es: $G_p=32$, para facilitar el desarrollo del simulador se estableció que los bits transmitidos por todos los usuarios tendrán un valor de 1 lógico, además todos los usuarios que intervienen en la simulación transmitirán la información al mismo tiempo es decir de forma síncrona.
- El bloque de estimación de la señal de arriba, este bloque combina los datos transmitidos por cada usuario con su respectivo ángulo de incidencia y adiciona el ruido blanco gaussiano (AWGN) al sistema BPSK simulado; con la ayuda de la función (normrnd) se genera el valor de ruido blanco gaussiano que incide en cada uno de los dipolos del arreglo de antenas, el mismo que es obtenido para diferentes valores de relación de energía de bit densidad de ruido (E_b/N_0), gracias a los diferentes valores de E_b/N_0 simulados es posible bosquejar el desempeño de cada uno de los algoritmos simulados del sistema de SA.

b) Ingreso de datos

Este bloque solicita el ingreso de los datos requeridos por el sistema de SA para realizar la simulación, entre los datos requeridos se encuentran:

- Cantidad de dipolos que conforman el arreglo de antenas.
- Angulo de arribo del usuario deseado.

- Cantidad de usuarios interferentes

El sistema de SA simulado no realiza la estimación de los ángulos de arribo de los usuarios interferentes ya que estos son asignados aleatoriamente por el simulador, en un sistema real dichos valores se determinan mediante la aplicación de los algoritmos de detección de ángulo de llegada (DoA), dichos algoritmos no son objeto de nuestro estudio debido a esto la simulación propuesta en esta investigación solicita el ingreso del los ángulo de arribo del usuario deseado y se encarga de generar aleatoriamente el ángulo de de arribo de los usuarios interferentes.

La Figura. 5.4. ilustra la forma en la que dos usuarios inciden sobre un arreglo lineal de M dipolos.

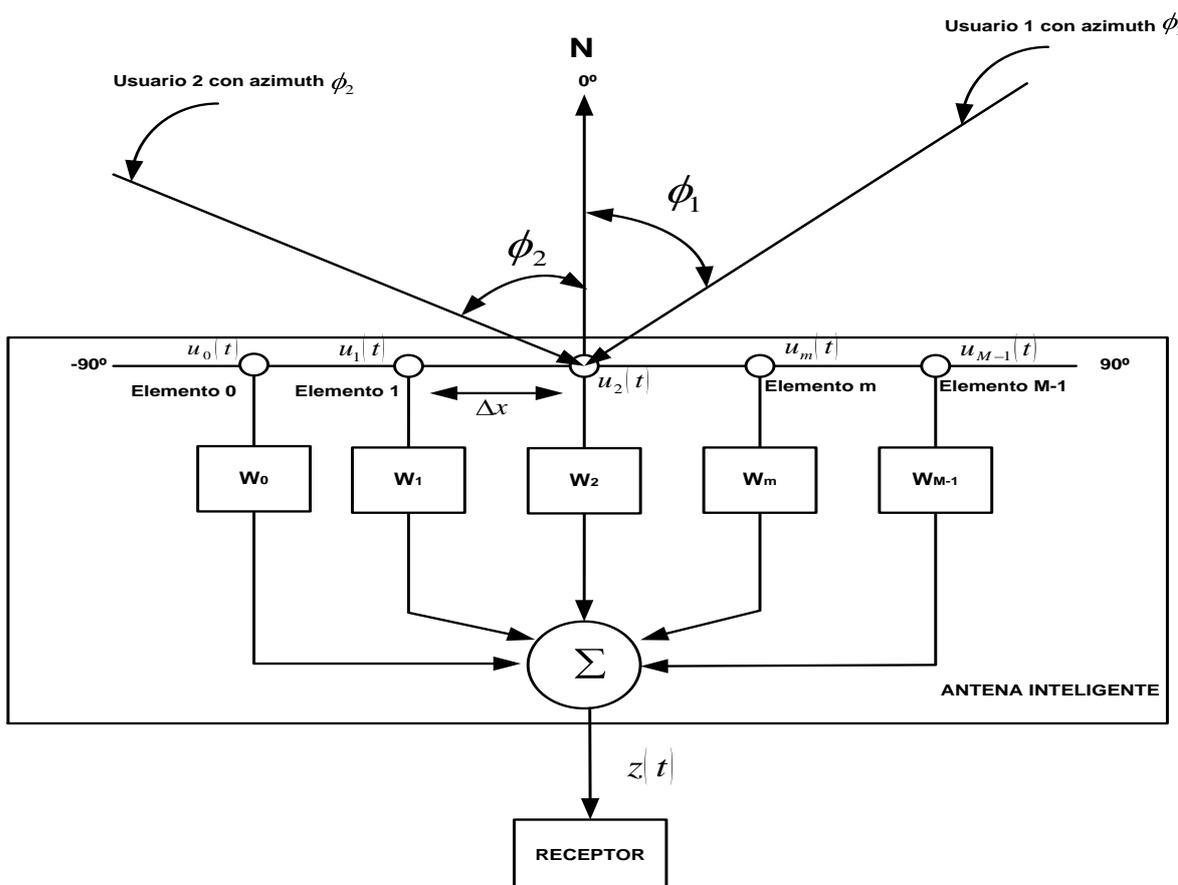


Figura. 5.4. Representación de los ángulos de arribo de los usuarios deseados e interferentes.

Hay que tomar en cuenta un factor importante cuando se procede a realizar la simulación, concretamente en el ingreso de la cantidad de usuarios que intervienen en el sistema de SA ya que dicho valor no debe superar a la cantidad de dipolos que conforman el arreglo de antenas [3,15], esto se debe a que el sistema de SA debe guardar un grado de libertad, de tal forma que el sistema mantenga una respuesta optima el momento de realizar la simulación.

A continuación se realiza la identificación de cada uno de los usuarios con su respectivo ángulo de arribo y señal transmitida, estos datos son almacenados de tal forma que dichos valores puedan ser utilizados por los algoritmos adaptativos o estadísticamente óptimos, los cuales determinan los valores que toman cada uno de los factores de pesos, permitiendo orientar al patrón de radiación en la dirección del usuario deseado.

Los algoritmos adaptativos utilizados en esta simulación son: RLS, LMS, NLMS, estos algoritmos requieren conocer la señal que transmite el usuario deseado, la misma que es utilizada por los algoritmos adaptativos para ajustar el valor del factor de pesos de cada dipolo, de tal forma que se obtenga el menor error posible a la salida del arreglo de antenas, de esta forma se logrará orientar el haz principal del patrón de radiación en la dirección del usuario deseado.

El algoritmo estadísticamente óptimo simulado es el MVDR, el cual requiere la información del ángulo de arribo de cada uno de los usuarios, el algoritmo asigna una ganancia a cada uno de los usuarios que interactúan en el sistema, logrando de esta forma diferenciar al usuario deseado del usuario interferente, posteriormente el algoritmo genera el valor de los pesos que deben ser aplicados a cada uno de los dipolos del arreglo, consiguiendo de esta forma establecer el patrón de radiación en la dirección del usuario deseado en el enlace descendente.

Una vez establecido los valores del factor de pesos que deberán ser aplicados a cada dipolo del arreglo de antenas, el sistema se encarga de generar

el patrón de radiación con los valores obtenidos por los algoritmos antes mencionados, la representación del patrón de radiación se la realiza de formas diferentes, una en forma polar en la cual se puede observar la grafica estimada que tendrá el patrón de radiación en el plano horizontal y una gráfica en el plano horizontal la cual permite analizar la respuesta generada para cada uno de los algoritmos dependiendo del valor del ruido blanco gaussiano introducido al sistema de SA.

5.1.3 Simulación

En esta sección se realiza la simulación del sistema de antenas inteligentes, en primer lugar procedemos a abrir el entorno de trabajo de Matlab 6.5, como ilustra la Figura. 5.5.

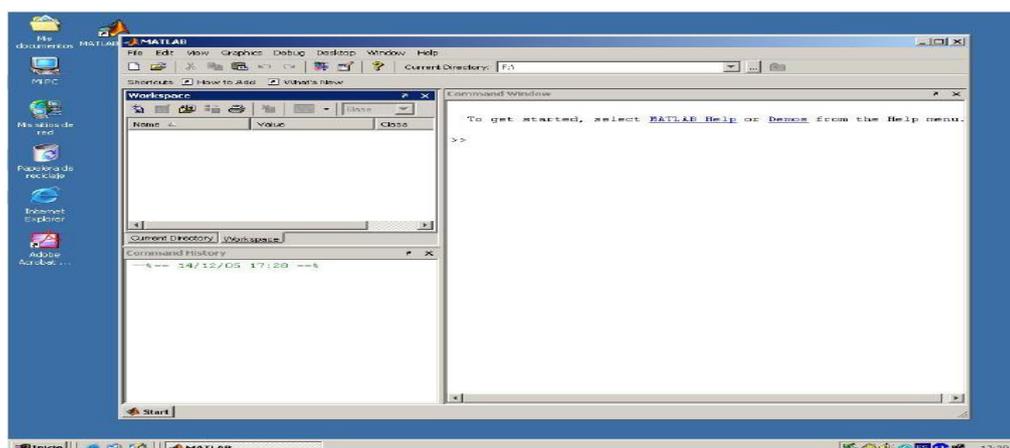


Figura. 5.5 Entorno de trabajo de Matlab 6.5

La simulación esta desarrollada mediante un fichero *script* el cual es un documento de texto que contiene una serie de comandos de Matlab, en este archivo se encuentra todo el código fuente del simulador propuesto en esta investigación, el mismo que se encarga de simular el patrón de radiación de un arreglo lineal de antenas en la dirección deseada, dicho fichero tiene por nombre de SMART_ANTENNA. Para ejecutar la simulación basta con teclear el nombre del fichero en la ventana de comandos, como ilustra la Figura. 5.6.

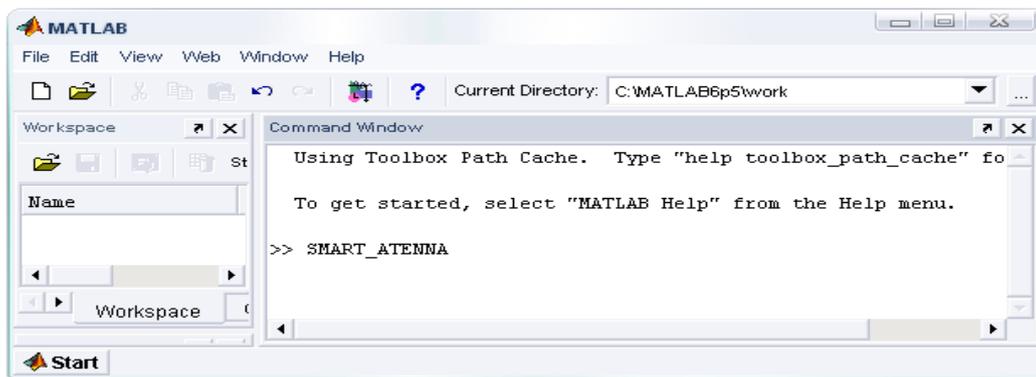


Figura. 5.6. Ventana de comandos de Matlab 6.5

En el caso que el fichero no se encuentre guardado en la carpeta work de Matlab, el programa realizará automáticamente la búsqueda del path del fichero y solicitará el cambio, mediante el mensaje de la Figura. 5.7.



Figura. 5.7. Mensaje de Matlab solicitando el cambio de directorio del script

Una vez seleccionada la opción OK, el la ventana de entorno de trabajo de Matlab se cambiará por el path establecido y se ejecutará el script seleccionado.

De acuerdo a lo mencionado en la sección anterior el simulador solicitará el ingreso de la cantidad de dipolos que conforman el arreglo de antenas, el azimuth del usuario deseado y la cantidad de usuarios interferentes que intervienen en la simulación. El ejemplo simulado tiene los siguientes datos: el arreglo antenas va estar conformado por 10 dipolos, el azimuth del usuario deseado es 10° y la cantidad de usuarios interferentes es igual a 6, una vez ingresado estos datos, el programa procede a asignar aleatoriamente los ángulos de arriba a cada uno de los usuarios interferentes, adicionalmente muestra los valores de E_b/N_0 que serán utilizados para esta simulación, como ilustra la Figura. 5.8.

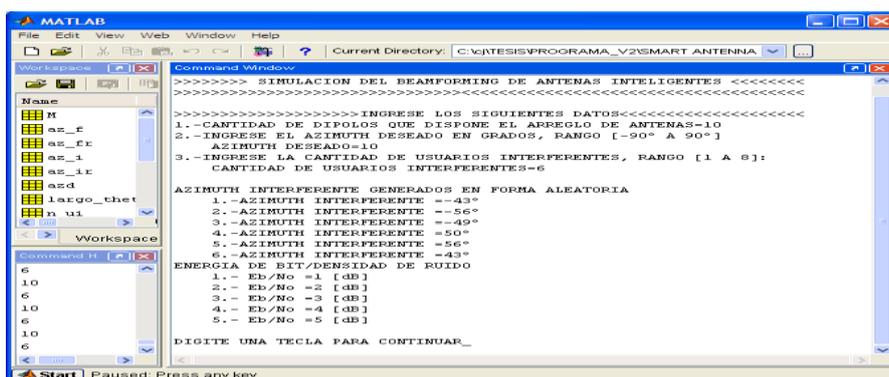


Figura. 5.8. Ingreso de datos requeridos para la simulación del patrón de radiación

El resultado obtenido de simular el algoritmo estadísticamente óptimo se ilustra en la Figura. 5.9, en la cual se puede apreciar que el patrón de radiación de la antena inteligente apunta en la dirección del usuario deseado, además de generar nulos en las direcciones de los usuarios interferentes. La respuesta de este algoritmo es la misma para cualquier valor de E_b/N_0 simulado ya que dicho algoritmo calcula la respuesta en base a los ángulos de incidencia al arreglo de antenas.

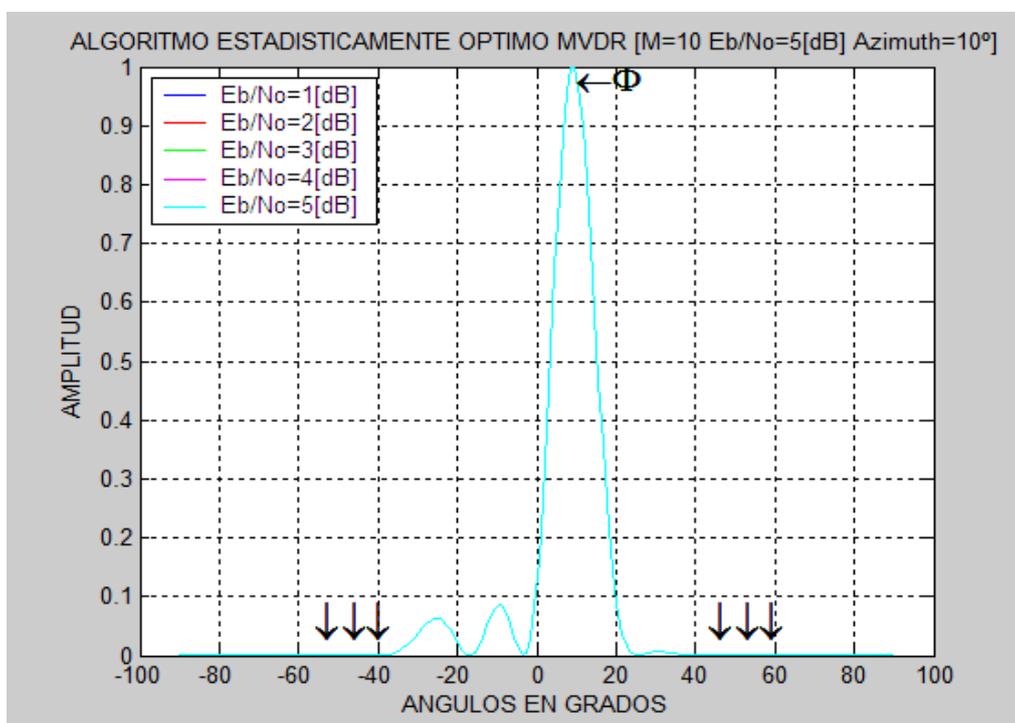


Figura. 5.9. Respuesta del Algoritmo estadísticamente óptimo

En las siguientes figuras se pueden apreciar el comportamiento de los algoritmos adaptativos y la forma en que cada uno de ellos se aproxima a la respuesta deseada.

La respuesta que se obtiene al simular los algoritmos adaptativos NLMS y LMS se pueden observar en la Figura. 5.10. y Figura. 5.11. respectivamente, en ellas se puede apreciar el comportamiento de los algoritmos antes mencionados. El haz principal del patrón de radiación se orienta en la dirección del usuario deseado independientemente de los valores de E_b/N_0 que sean simulados, por el contrario en las direcciones de los usuarios interferentes el sistema genera mínimos de radiación en dichas direcciones. El algoritmo RLS mantiene un desempeño óptimo para cada valor de E_b/N_0 simulado, ya que su respuesta es la misma para cada valor E_b/N_0 como se puede apreciar en la Figura. 5.12.

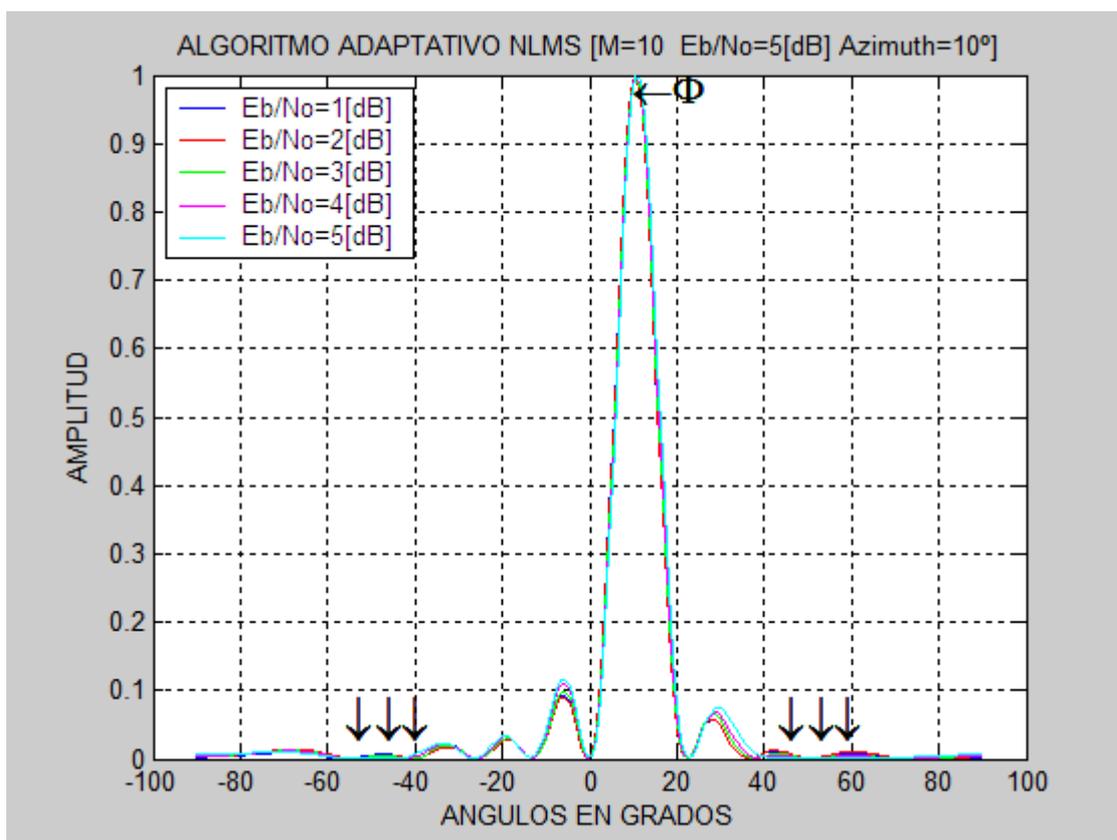


Figura. 5.10. Respuesta del Algoritmo Adaptativo NMLS

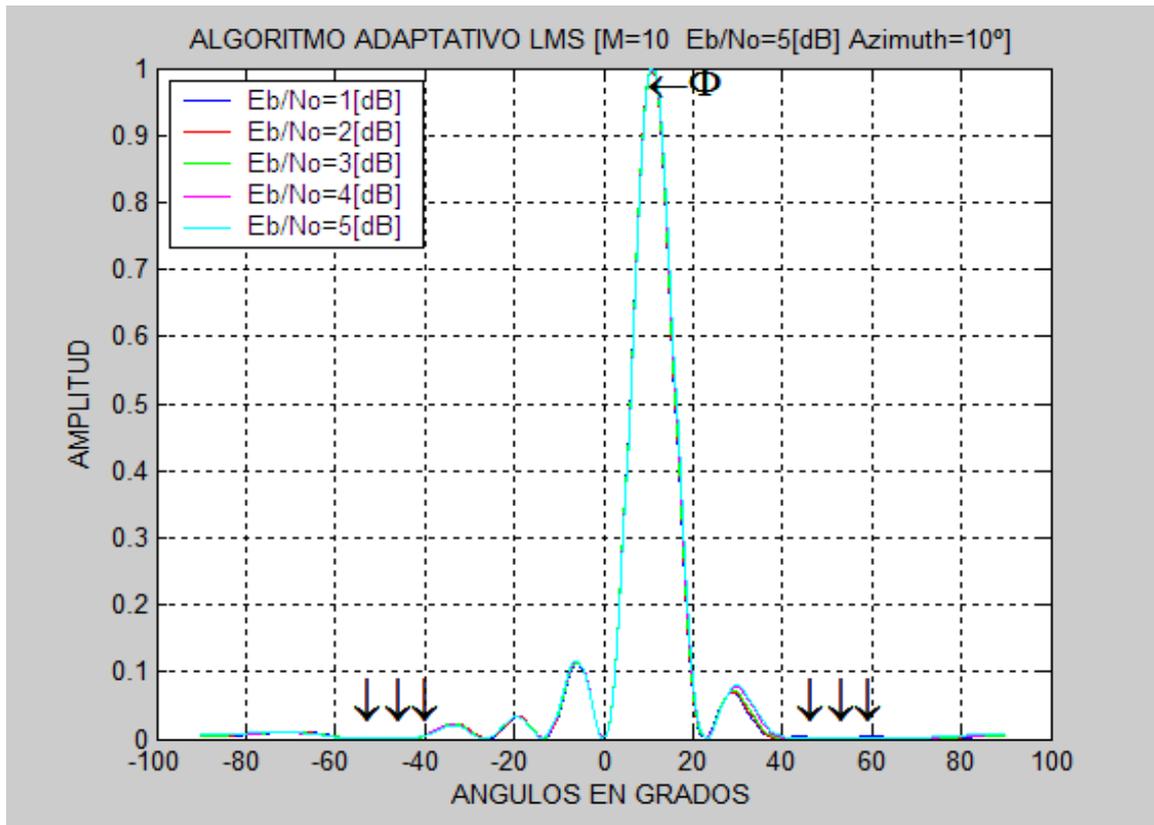


Figura. 5.11. Respuesta del Algoritmo Adaptativo LMS

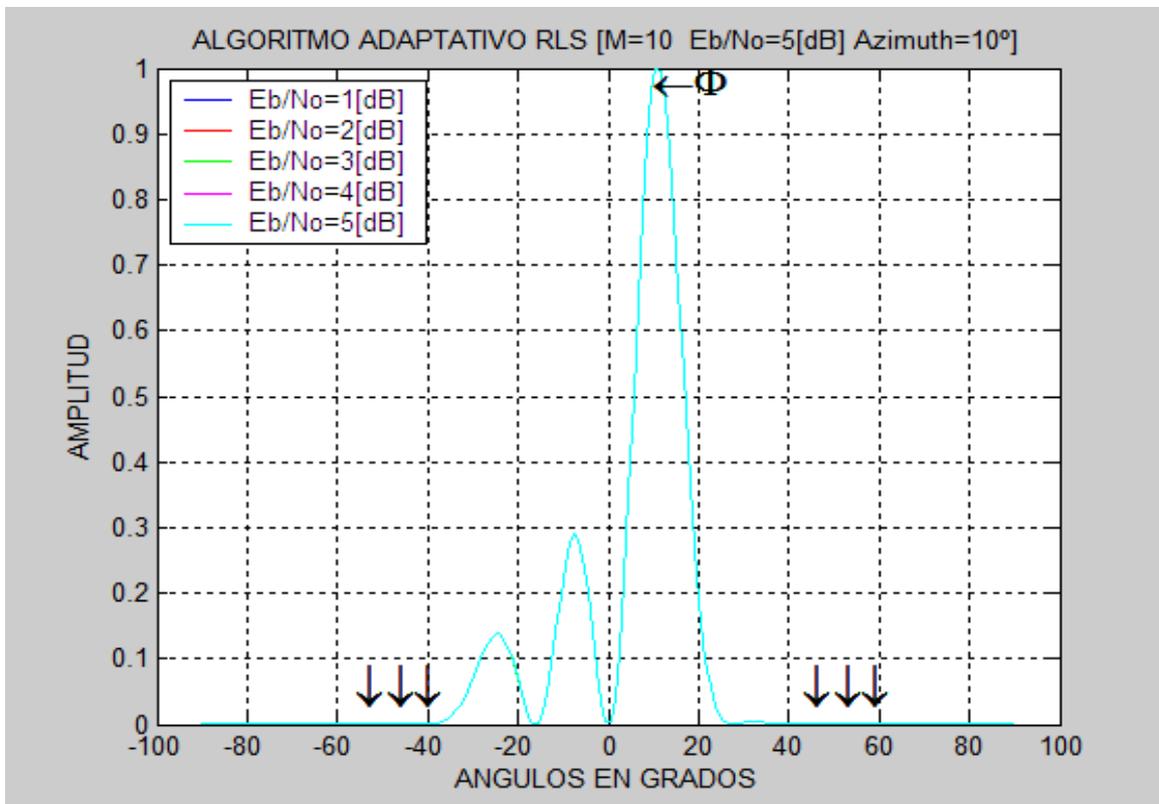


Figura. 5.12. Respuesta del Algoritmo Adaptativo RLS

En las siguientes figuras se pueden apreciar de mejor forma el comportamiento de los algoritmos adaptativos y la forma en que cada uno de ellos se aproxima a la respuesta deseada.

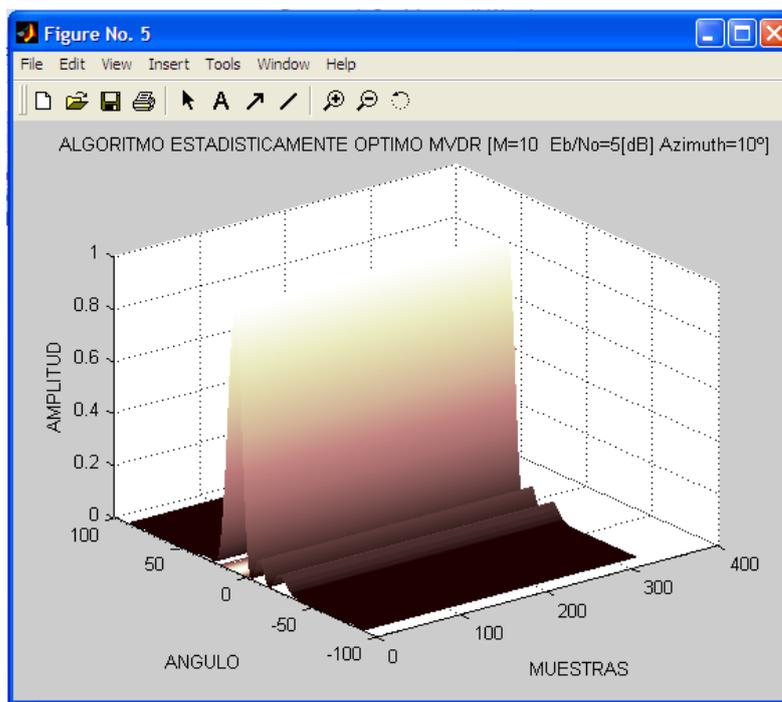


Figura. 5.13. Respuesta del Algoritmo estadísticamente óptimo MVDR

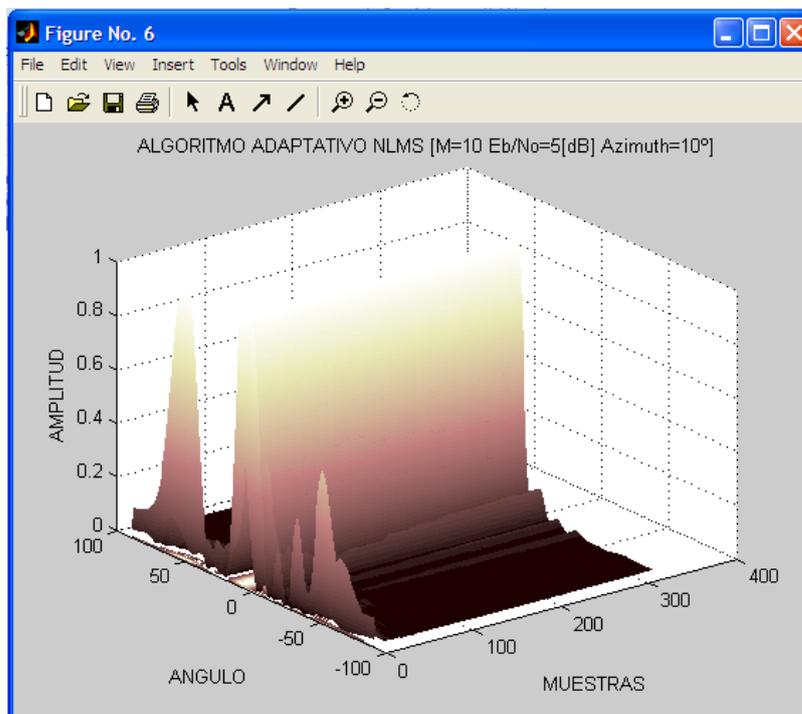


Figura. 5.14. Respuesta del Algoritmo Adaptativo NLMS

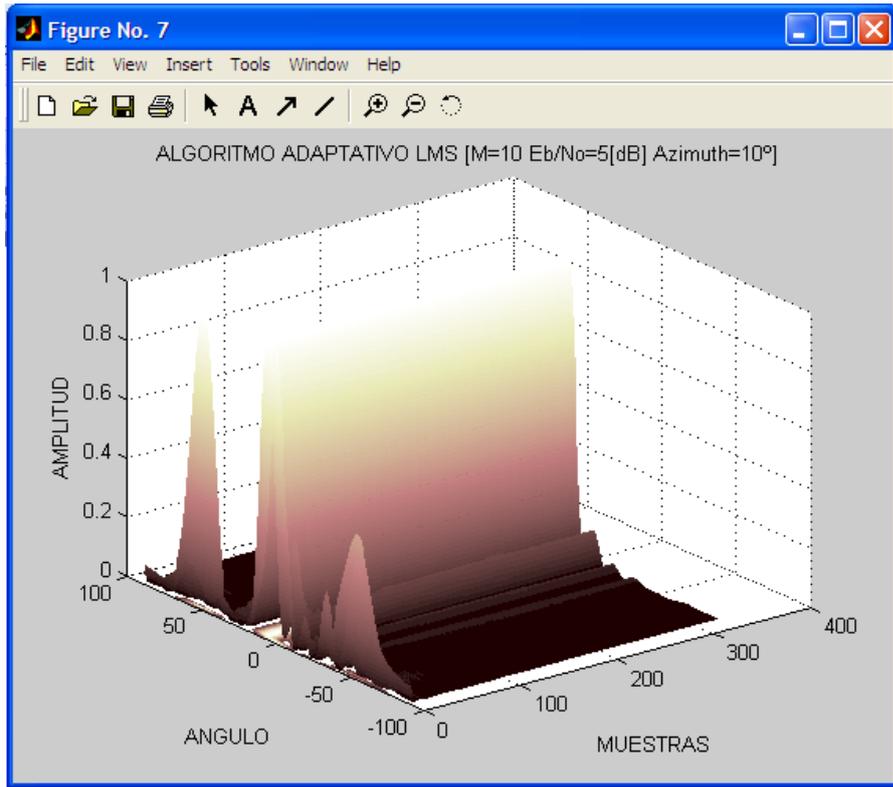


Figura. 5.15. Respuesta del Algoritmo Adaptativo LMS

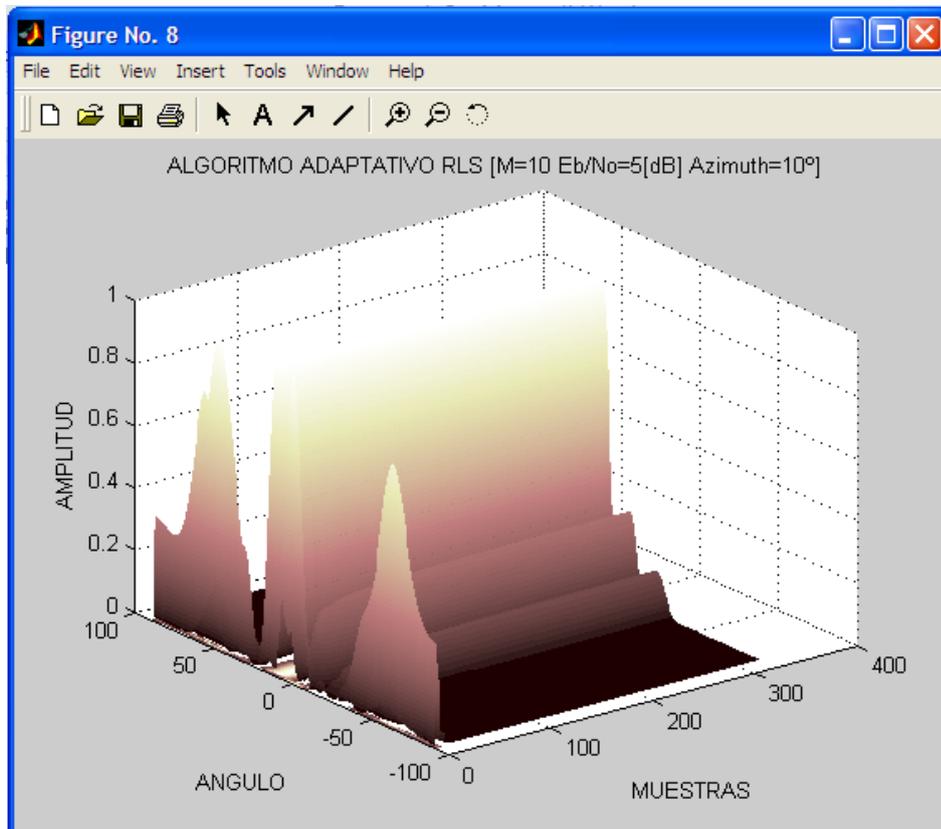


Figura. 5.16. Respuesta del Algoritmo Adaptativo RLS

En las siguientes Figuras se puede apreciar el patrón de radiación en forma polar, de cada uno de los algoritmos simulados.

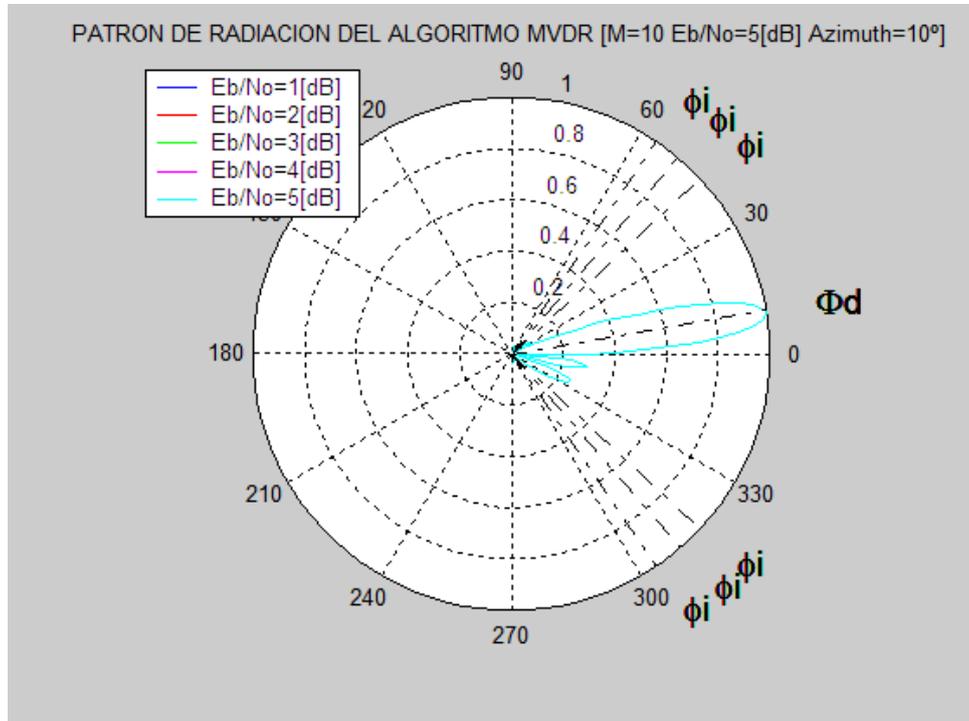


Figura. 5.17. Patrón de radiación en forma polar del algoritmo estadísticamente óptimo

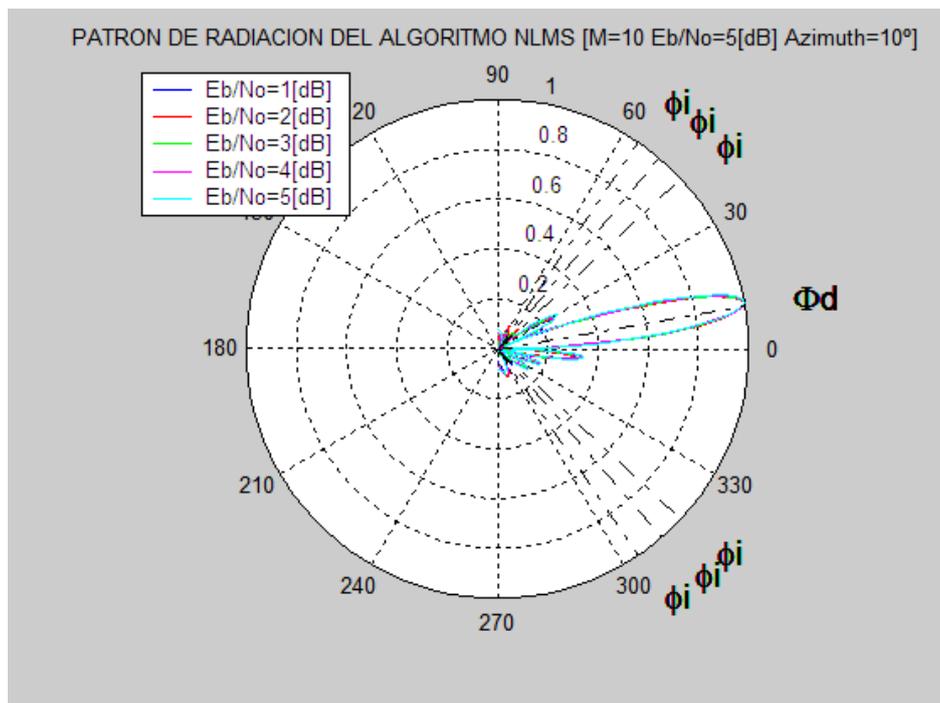


Figura. 5.18. Patrón de radiación en forma polar del algoritmo adaptativo NMLS

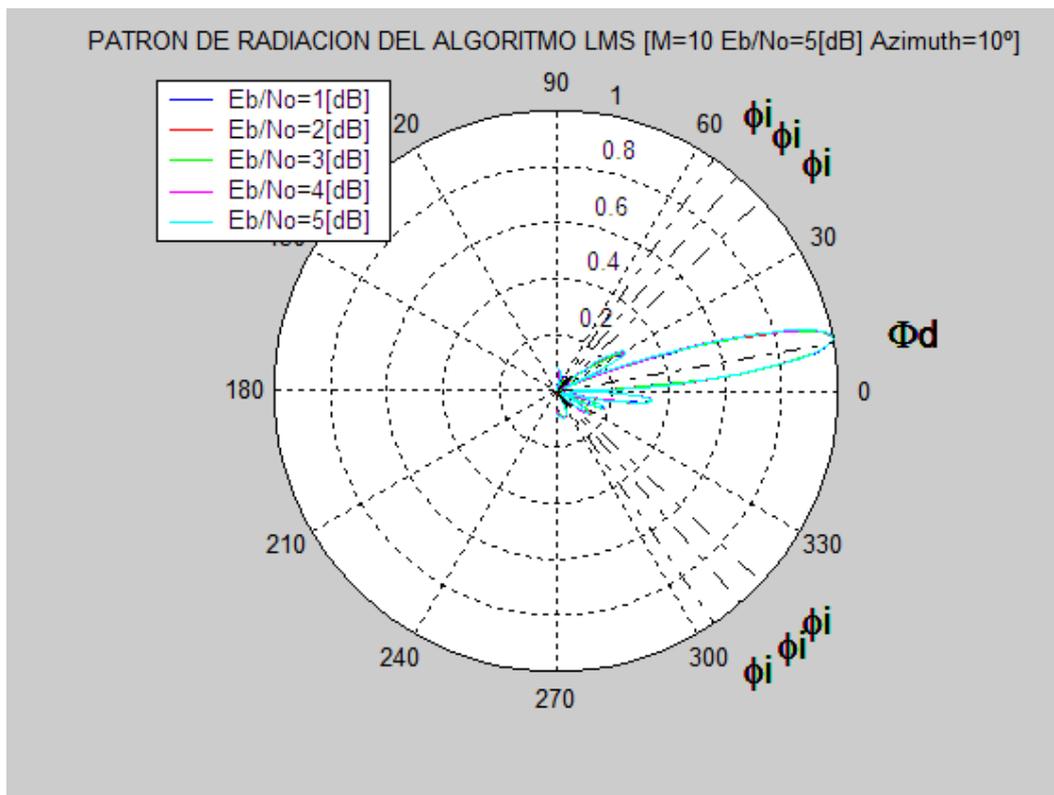


Figura. 5.19. Patrón de radiación en forma polar del algoritmo adaptativo LMS

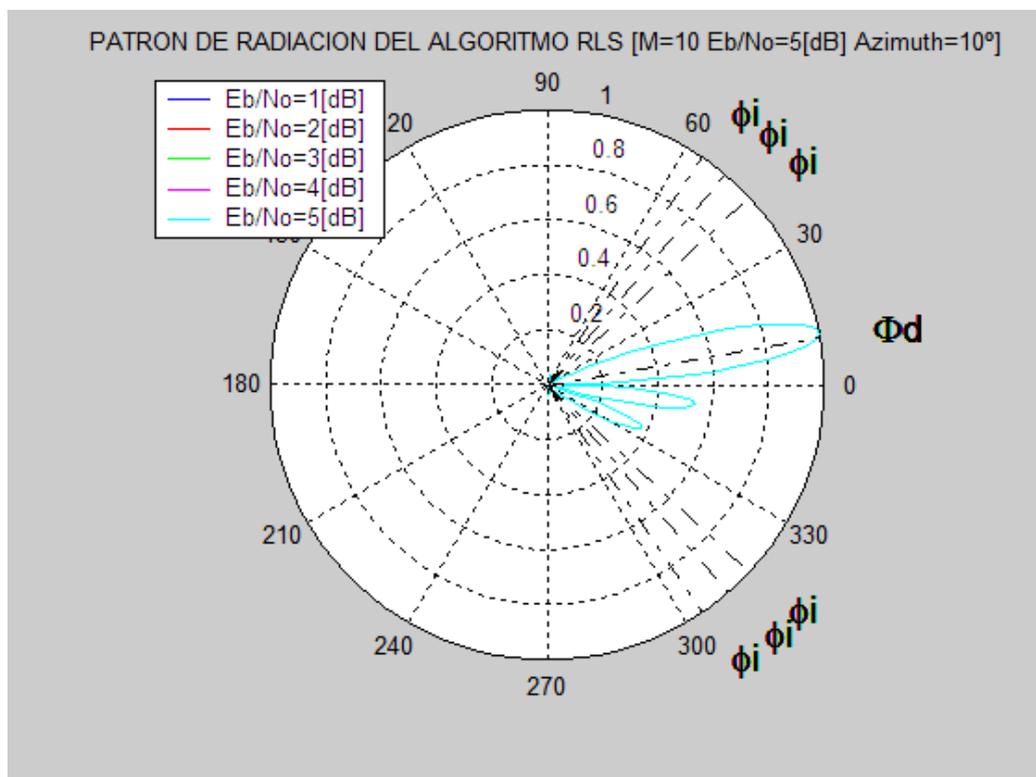


Figura. 5.20. Patrón de radiación en forma polar del algoritmo adaptativo RLS

Los siguientes gráficos ilustran el comportamiento de la función de error correspondiente a cada uno de los algoritmos adaptativos simulados.

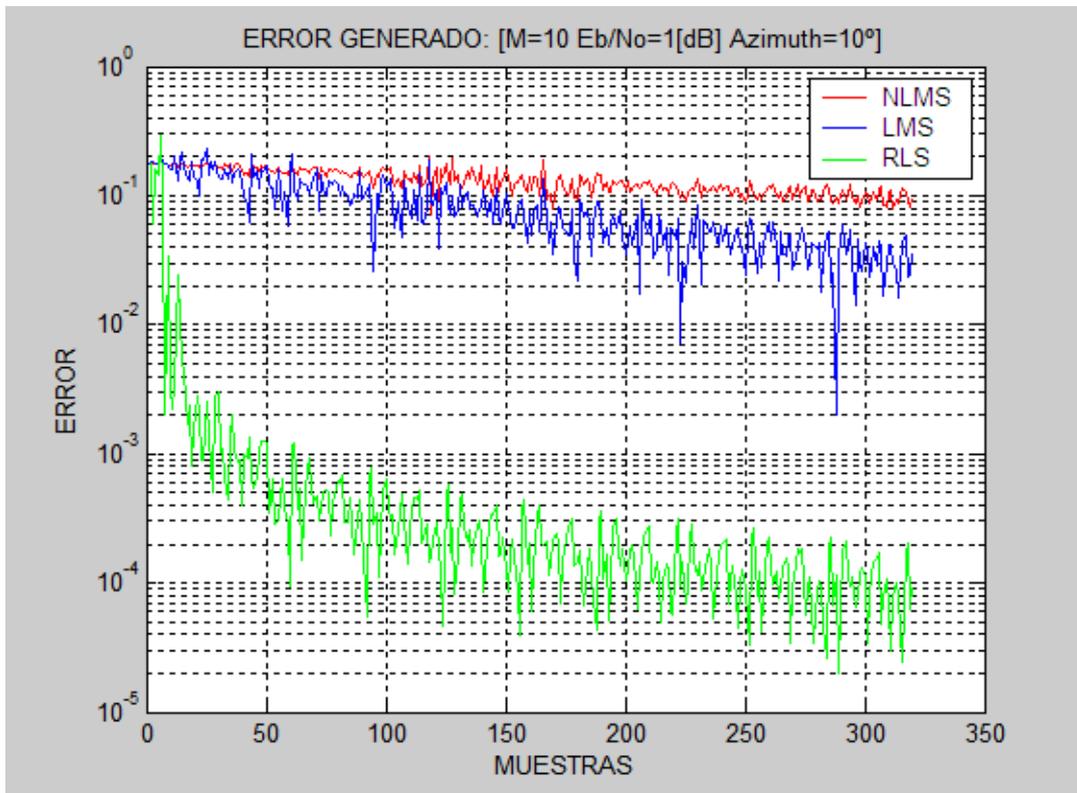


Figura. 5.21. Gráfico de error obtenido de los algoritmos adaptativos para $E_b/N_0=1$ dB

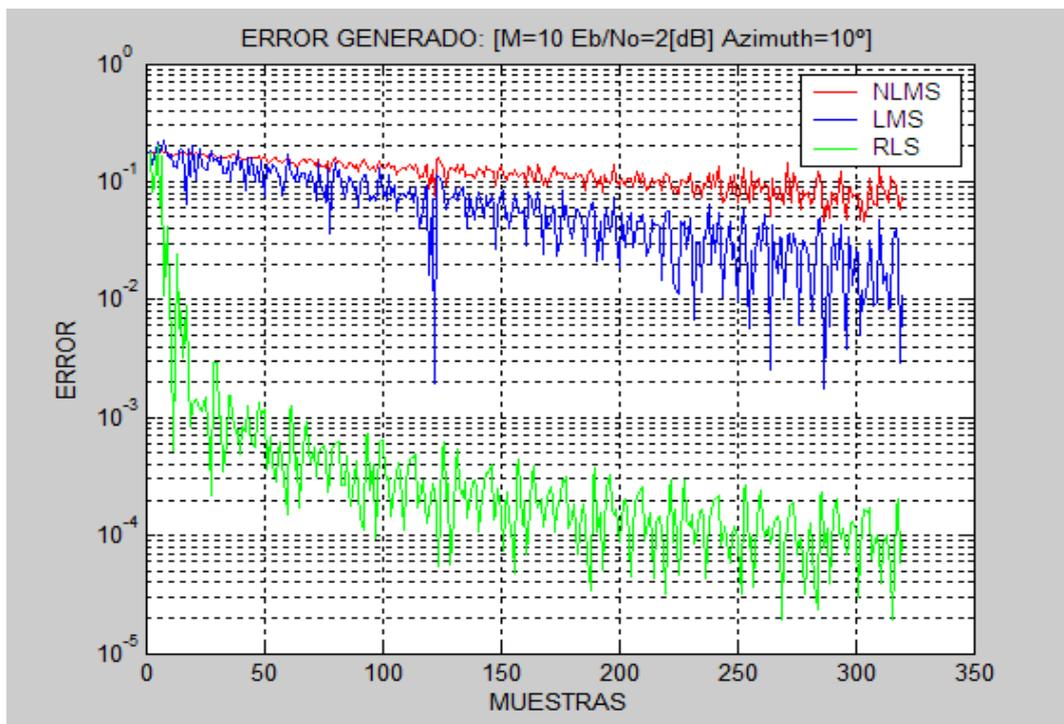


Figura. 5.22. Gráfico de error obtenido de los algoritmos adaptativos para $E_b/N_0=2$ dB

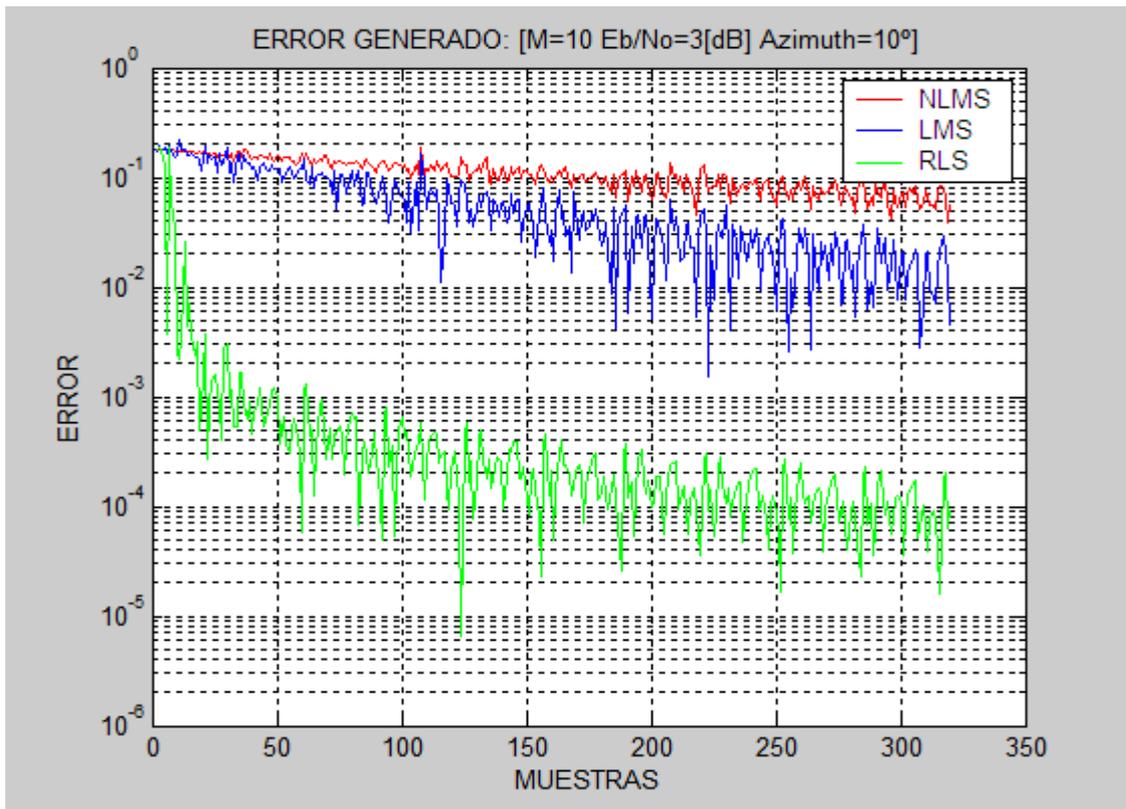


Figura. 5.23. Gráfico de error obtenido de los algoritmos adaptativos para $E_b/N_0=3$ dB

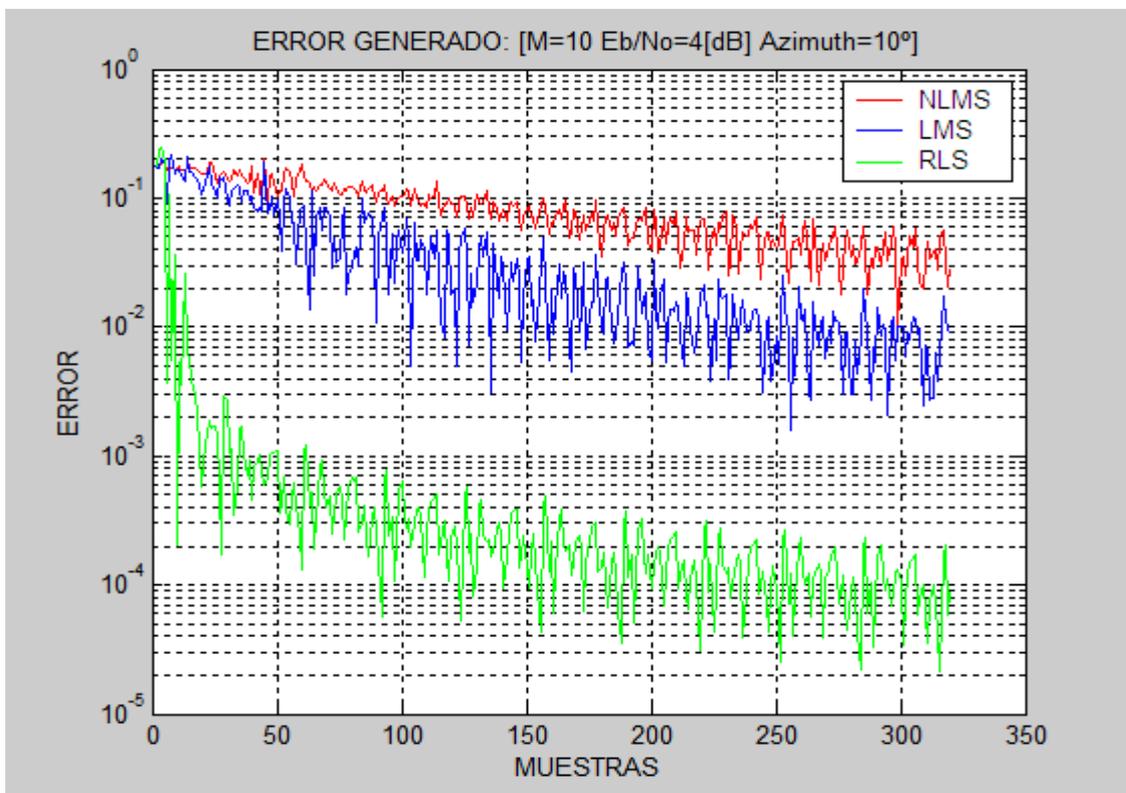


Figura. 5.24. Gráfico de error obtenido de los algoritmos adaptativos para $E_b/N_0=4$ dB

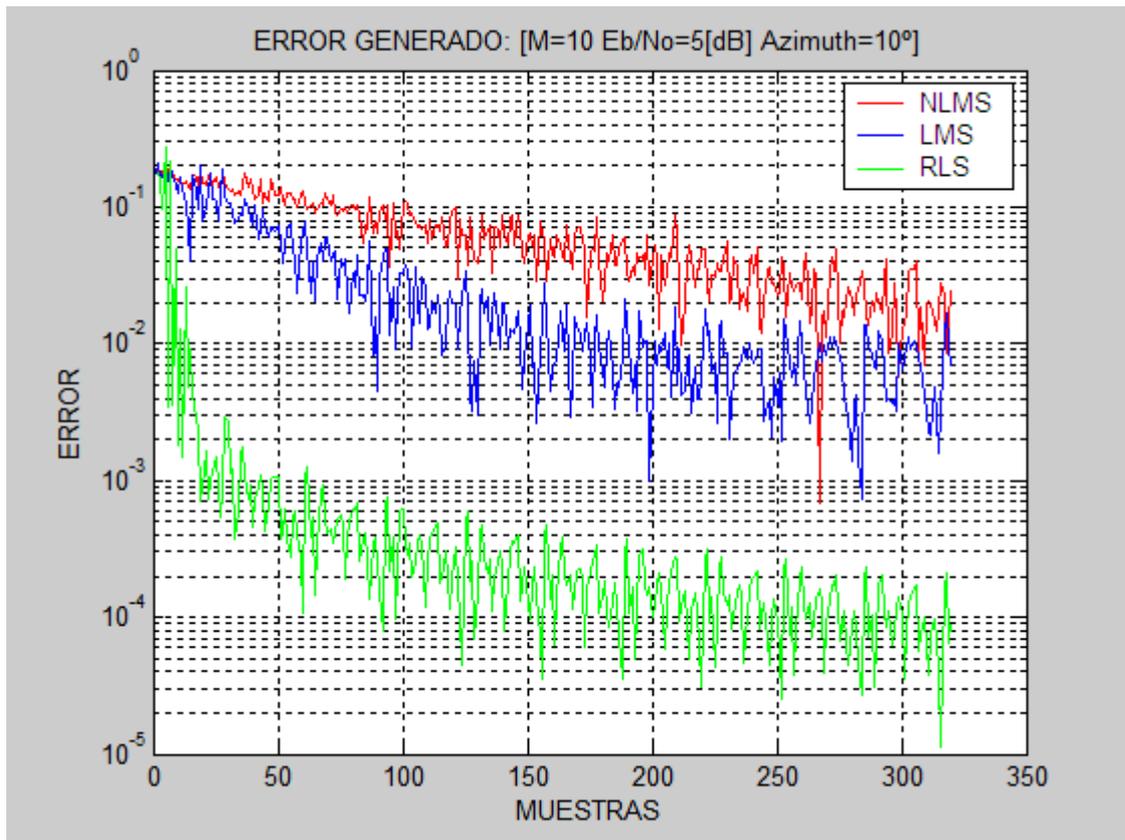


Figura. 5.25. Gráfico de error obtenido de los algoritmos adaptativos para Eb/No=5 dB

Para determinar el desempeño de los algoritmos simulados se aplicó el criterio PRD (Percentage root difference), este criterio permite medir el comportamiento de cada algoritmo simulado para diferentes valores de Eb/No, para realizar este análisis se realiza el cálculo del error existente entre la señal original y la señal filtrada. El algoritmo que presente el menor valor luego de aplicar este criterio será aquel que presente el mejor desempeño para el sistema de SA.

La Figura. 5.26. muestra la diferencia que existe entre cada uno de los algoritmos simulados y el comportamiento que los mismos presentan para diferentes valores de Eb/No. En esta Figura se puede apreciar que el algoritmo que mejor desempeño ofrece al sistema de SA, es el algoritmo RLS.

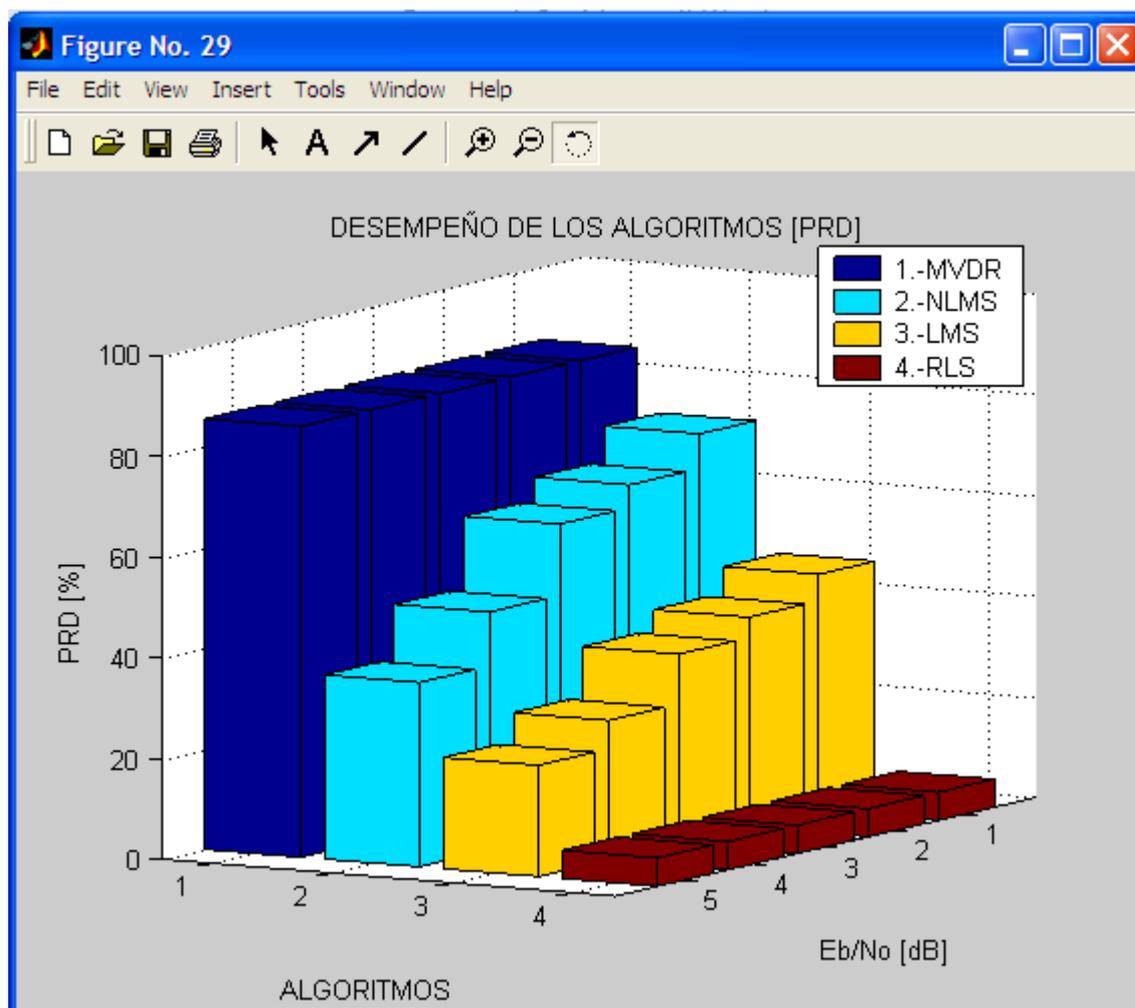


Figura. 5.26. Gráfico del criterio PRD aplicado a los algoritmos simulados

5.2 ANALISIS DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS DE LAS PRUEBAS REALIZADAS POR LAS OPERADORAS CELULARES QUE IMPLEMENTARON LA TEGNOLOGIA DE ANTENAS INTELIGENTES

Las pruebas realizadas alrededor del mundo fueron llevadas a cabo por empresas y laboratorios privados como Ericsson, Mannesman, AT&T, Bell Labs, etc, los experimentos más importantes desarrollados sobre las antenas inteligentes fueron: el proyecto europeo ATCS TSUNAMI II, en el cual se estudio la viabilidad de varios prototipos de antena para los sistemas móviles de segunda generación, posteriormente el proyecto SUNBEAM, se realizaron estudios de la viabilidad de la implementación de antena inteligentes en UMTS.

Entre las operadoras celulares que realizaron pruebas de campo utilizando esta tecnología se encuentra Telefónica Móviles de España, la misma que realizó una serie de pruebas de campo con un prototipo de antenas inteligentes de haz conmutado desarrollada por Ericsson, para el entorno GSM, la antena diseñada dispone de 8 haces conmutados de 30° de anchura que cubren un sector de 120°, más un haz estándar de 90° por el cual se emite el canal de difusión BCCH. La antena es utilizada tanto en recepción como en transmisión, el control del haz lo realiza el sistema cada instante atendiendo al mayor nivel de potencia recibido, la calidad de la señal y las posiciones anteriores del móvil.

El experimento se realizó en una celda de la ciudad de Murcia, caracterizada por producir un alto nivel de interferencia en las celdas adyacentes, de esta forma la operadora celular logró realizar las pruebas concernientes a la reducción en el nivel de interferencia en la red que ofrece este sistema de antenas. Los resultados obtenidos mostraron una disminución en el nivel de interferencias, lo cual repercute en una mejora en la calidad de los enlaces ascendente y descendente, dicha evaluación la realizaron a través de histogramas del RxQual, observándose una mejora considerable además de lograr una mejora en las celdas adyacentes.

Otra forma utilizada para determinar el desempeño de la celda en estudio fue determinar la reducción de los handovers intracélula lo cual conlleva a determinar que la celda en estudio se hizo más inmune a las interferencias.

Los resultados obtenidos en esta investigación permiten realizar futuras investigaciones en el tema de las antenas inteligentes, de cualquier forma esta tecnología se encuentra todavía en una etapa de desarrollo a nivel comercial, por lo que son necesarios aún más esfuerzos que hagan de ella una tecnología deseable e incluso imprescindible [4].

CAPITULO VI

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

6.1 CONCLUSIONES

En esta investigación se ha detallado toda la teoría básica concerniente a los sistemas de antenas inteligentes, es de esperarse que esta tecnología tome un mayor protagonismo en los próximos años, según esta tecnología se vaya introduciendo en los sistemas de telefonía móvil de tercera generación.

En esta investigación se han descrito diferentes formas de implementar el sistema de antenas inteligentes en una red de telefonía celular, así como la algorítmica asociada, la cual es la base sobre la que se sustenta esta tecnología.

En esta investigación se mencionaron las distintas formas de integrar el sistema de antenas inteligentes en la red de telefonía celular, siendo la configuración de rechazo de interferencia por filtrado espacial la que mejor resultados presenta ya que en este tipo de configuración las antenas inteligentes son aplicadas en el enlace descendente y ascendente lo cual permite aprovechar una mejor selectividad espacial y una reducción en la tasa de error de bit.

La principal ventaja que ofrece el sistema de antenas inteligentes en relación a un sistema convencional es el incremento del área de cobertura de la estación base, debido al incremento que existe en la ganancia del arreglo de antenas, lo

cual permitirá que la sensibilidad de la estación base sea mayor lo que repercute en un incremento del área de cobertura de la estación base.

El sistema de antenas inteligentes permite que más usuarios interactúen en una estación base debido a la menor dispersión de la señal transmitida lo cual implica en una menor interferencia de múltiple acceso y por consiguiente en un incremento de la cantidad de usuarios que puede prestar servicio la estación base.

Finalmente se ha presentado la simulación del sistema de antenas inteligentes para diferentes algoritmos de conformación del haz (beamforming), esta simulación permite ilustrar de forma gráfica el funcionamiento del sistema de antenas inteligentes, cuando los usuarios interferentes y deseados interactúan en la estación base.

El análisis de los algoritmos simulados permite establecer el desempeño de los mismos en la reconstrucción de la información transmitida por el usuario deseado y no se limita a la conformación del patrón de radiación en la dirección deseada.

El algoritmo que mejor desempeño ofrece al sistema de antenas inteligentes es el algoritmo RLS debido a que su comportamiento para los diferentes valores de E_b/N_0 simulados es el mismo, no así los algoritmos LMS y NLMS.

El algoritmo estadísticamente óptimo tiene un comportamiento adecuado si la cantidad de usuarios que interactúan en la estación base es menor a la de los dipolos que dispone el arreglo de antenas, a medida que este valor se incrementa su desempeño se irá degradando.

El conocimiento de esta tecnología permitirá desarrollar nuevas investigaciones en este campo en un futuro, las mismas que deberán ser enfocadas a la realidad de las operadoras celulares que prestan el servicio de telefonía celular en el país.

6.2 RECOMENDACIONES

Se recomienda que previo a ejecutar el software de simulación propuesto en esta investigación, el usuario tenga instalado en su computador el programa Matlab 6.5, de lo contrario la simulación no podrá ser ejecutada.

Se debe tomar en cuenta que la cantidad de usuarios que intervienen en la simulación, es decir usuarios deseados e interferentes no deben sobrepasar a la cantidad de dipolos que conforman el arreglo de antenas ya que el sistema requiere tener unos grados de libertad, los mismos que le permitirán al sistema tener un correcto desempeño, en el caso que dicha cantidad sea igual o superior a los dipolos que conforman el arreglo de antenas el software de simulación presentará un mensaje de interrupción de la simulación.

Es recomendable copiar la carpeta que contiene todos los programas desarrollados para esta simulación (Smart Antenna), en la carpeta work que se encuentra dentro de la carpeta Matlab6p5, de esta manera se evita incurrir en el cambio del path al ejecutar la simulación propuesta en esta investigación.


```

Eb_No=[1:1:5];
lim_e=length(Eb_No);
for ie=1:lim_e
    fprintf('\t%i.- Eb/No =%d [dB]\n',ie,Eb_No(1,ie));
end
    fprintf('\nDIGITE UNA TECLA PARA CONTINUAR_');
pause
%-----
[az azr ns]=az_g_r(azd,azi);
%-----
Gp=32;
n_bits=10;
dist=0.5;
[ns,dato_tx,dato_rx,n_muestras,U,C]=snapshot_b(Gp,n_bits,az,dist,M);
N_md=ruido_bpsk(M,n_muestras,Eb_No,lim_e);
%N_md=ruido_bpsk_b(M,n_muestras,Eb_No,lim_e);
limt=size(N_md);
for i=1:limt(1,1)
    N_ud=multid_matriz(N_md,i);
    U_md(i,,:)=U+N_ud;
    clear N_ud;
end
n=1:n_muestras;
largo=length(n);
g=zeros(1,ns);
g(1,1)=1;
%-----
delta_m=0.01;
delta_M=0.999;
x_n_1=dato_tx(1,:);
%-----
S_theta=manifold(M,dist,az_i,az_f,largo_theta);
%-----
    W_MVDR=MVDR(g,C);
    for i=1:limt(1,1)
        wn=zeros((M),1);
        wl=zeros((M),1);
        wr=zeros((M),1);
        P_n=inv(delta_m)*eye(M);
        U_n=multid_matriz(U_md,i);
        [Ryy_md(i,,:),IRyy_md(i,,:)]=INV_M(U_n);
        Ryy=multid_matriz(Ryy_md,i);
        IRyy=multid_matriz(IRyy_md,i);
        [W_a_n_nmls_b(i,,:),e_n_nmls_b(i,,:)]=NMLS(largo,U_n,x_n_1,wn,M);
        [W_a_n_LMS_b(i,,:),e_n_LMS_b(i,,:)]=LMS_b(largo,U_n,x_n_1,wl,M);
        [W_a_n_rls_b(i,,:),e_n_rls_b(i,,:),p_n_rls]=RLS_b(largo,U_n,x_n_1,wr,P_n);
    %-----
        W_a_n_nmls=multid_matriz(W_a_n_nmls_b,i);
        W_a_n_LMS=multid_matriz(W_a_n_LMS_b,i);
        W_a_n_rls=multid_matriz(W_a_n_rls_b,i);

```

```

% _____
[resp_W_MVDR,resp_W_comp_MVDR,salida_MVDR,suma_MVDR]=resp_a(largo,la
rgo_theta,S_theta,W_MVDR,U_n);
[resp_W_NMLS_b(i,,:,),resp_W_comp_NMLS_b(i,,:,),salida_NMLS_b(i,,:,),suma_NM
LS]=resp_b(largo,largo_theta,S_theta,W_a_n_nmls,U_n);
[resp_W_LMS_b(i,,:,),resp_W_comp_LMS_b(i,,:,),salida_LMS_b(i,,:,),suma_LMS]=re
sp_b(largo,largo_theta,S_theta,W_a_n_LMS,U_n);
[resp_W_RLS_b(i,,:,),resp_W_comp_RLS_b(i,,:,),salida_RLS_b(i,,:,),suma_RLS]=resp
_b(largo,largo_theta,S_theta,W_a_n_rls,U_n);
% _____
    end
% _____ GRAFICOS _____
for i=1:limt(1,1)
z=i;
    resp_W_NMLS=multid_matriz(resp_W_NMLS_b,i);
    resp_W_comp_NMLS=multid_matriz(resp_W_comp_NMLS_b,i);
    e_n_nmls=multid_matriz(e_n_nmls_b,i);
    salida_NMLS=multid_matriz(salida_NMLS_b,i);
        resp_W_LMS=multid_matriz(resp_W_LMS_b,i);
    resp_W_comp_LMS=multid_matriz(resp_W_comp_LMS_b,i);
    e_n_LMS=multid_matriz(e_n_LMS_b,i);
    salida_LMS=multid_matriz(salida_LMS_b,i);
    resp_W_RLS=multid_matriz(resp_W_RLS_b,i);
    resp_W_comp_RLS=multid_matriz(resp_W_comp_RLS_b,i);
    e_n_rls=multid_matriz(e_n_rls_b,i);
    salida_RLS=multid_matriz(salida_RLS_b,i);
    Prd_MVDR=prd(salida_MVDR,x_n_1,largo);
    Prd_NMLS=prd(salida_NMLS,x_n_1,largo);
    Prd_LMS=prd(salida_LMS,x_n_1,largo);
    Prd_RLS=prd(salida_RLS,x_n_1,largo);
    PRD(i,1)=abs(Prd_MVDR);
    PRD(i,2)=abs(Prd_NMLS);
    PRD(i,3)=abs(Prd_LMS);
    PRD(i,4)=abs(Prd_RLS);
figure(1);
grafico(x,abs(resp_W_MVDR(:,1)),i);
texto(azd,azi);
xlabel('ANGULOS EN GRADOS')
ylabel('AMPLITUD')
msg=sprintf('ALGORITMO ESTADISTICAMENTE OPTIMO MVDR [M=%d
Eb/No=%d[dB] Azimuth=%2d°]',M,Eb_No(1,i),azd);
title(msg);
grid on
hold on
%pause
figure(2);
grafico(x,abs(resp_W_NMLS(:,largo)),i);
texto(azd,azi);
xlabel('ANGULOS EN GRADOS')

```

```
ylabel('AMPLITUD')
msg=sprintf('ALGORITMO ADAPTATIVO NLMS [M=%d Eb/No=%d[dB]
Azimuth=%2d°]',M,Eb_No(1,i),azd);
title(msg);
grid on
hold on
%pause
figure(3);
grafico(x,abs(resp_W_LMS(:,largo)),i);
texto(azd,azi);
xlabel('ANGULOS EN GRADOS')
ylabel('AMPLITUD')
msg=sprintf('ALGORITMO ADAPTATIVO LMS [M=%d Eb/No=%d[dB]
Azimuth=%2d°]',M,Eb_No(1,i),azd);
title(msg);
grid on
hold on
%pause
figure(4);
grafico(x,abs(resp_W_RLS(:,largo)),i);
texto(azd,azi);
xlabel('ANGULOS EN GRADOS')
ylabel('AMPLITUD')
msg=sprintf('ALGORITMO ADAPTATIVO RLS [M=%d Eb/No=%d[dB]
Azimuth=%2d°]',M,Eb_No(1,i),azd);
title(msg);
grid on
hold on
%pause
figure(5);
surfc(n,x,resp_W_MVDR)
msg=sprintf('ALGORITMO ESTADISTICAMENTE OPTIMO MVDR [M=%d
Eb/No=%d[dB] Azimuth=%2d°]',M,Eb_No(1,i),azd);
title(msg);
shading interp
colormap(pink)
zlabel('AMPLITUD')
xlabel('MUESTRAS');
ylabel('ANGULO');
%pause
figure(6);
surfc(n,x,resp_W_NMLS)
msg=sprintf('ALGORITMO ADAPTATIVO NLMS [M=%d Eb/No=%d[dB]
Azimuth=%2d°]',M,Eb_No(1,i),azd);
title(msg);
shading interp
colormap(pink)
zlabel('AMPLITUD')
xlabel('MUESTRAS');
ylabel('ANGULO');
```

```

%pause
figure(7);
surfc(n,x,resp_W_LMS)
msg=sprintf('ALGORITMO ADAPTATIVO LMS [M=%d Eb/No=%d[dB]
Azimuth=%2d°]',M,Eb_No(1,i),azd);
title(msg);
shading interp
colormap(pink)
zlabel('AMPLITUD')
xlabel('MUESTRAS');
ylabel('ANGULO');
%pause
figure(8);
surfc(n,x,resp_W_RLS)
msg=sprintf('ALGORITMO ADAPTATIVO RLS [M=%d Eb/No=%d[dB]
Azimuth=%2d°]',M,Eb_No(1,i),azd);
title(msg);
shading interp
colormap(pink)
zlabel('AMPLITUD')
xlabel('MUESTRAS');
ylabel('ANGULO');
%pause
figure(9);
plot(x,abs(resp_W_MVDR(:,1)),'-
k.',x,abs(resp_W_NMLS(:,largo)), 'r',x,abs(resp_W_LMS(:,largo)), 'b',x,abs(resp_W_RL
S(:,largo)), 'g');
texto(azd,azi);
h = legend('MVDR','NMLS','LMS','RLS',1);
xlabel('ANGULOS EN GRADOS')
ylabel('AMPLITUD')
msg=sprintf('RESPUESTA DE LOS ALGORITMOS [M=%d Eb/No=%d[dB]
Azimuth=%2d°]',M,Eb_No(1,i),azd);
title(msg);
grid
%pause
figure(10);
grafico_polar(theta,abs(conj(resp_W_comp_MVDR)),i)
hold on
texto_polar(azd,azi);
if(i==5)
polar([azr(1) azr(1)],[0 1], '-.k')
for ii=2:ns
polar([azr(ii) azr(ii)],[0 1], '-.k')
end
end
msg=sprintf('PATRON DE RADIACION DEL ALGORITMO MVDR [M=%d
Eb/No=%d[dB] Azimuth=%2d°]',M,Eb_No(1,i),azd);
title(msg);
%pause

```

```

figure(11);
grafico_polar(theta,abs(conj(resp_W_comp_NMLS(:,largo))))',i)
texto_polar(azd,azi);
hold on
texto_polar(azd,azi);
if(i==5)
    polar([azr(1) azr(1)],[0 1],'-k')
    for ii=2:ns
        polar([azr(ii) azr(ii)],[0 1],'-k')
    end
end
msg=sprintf('PATRON DE RADIACION DEL ALGORITMO NLMS [M=%d
Eb/No=%d[dB] Azimuth=%2d°]',M,Eb_No(1,i),azd);
title(msg);
%pause
figure(12);
grafico_polar(theta,abs(conj(resp_W_comp_LMS(:,largo))))',i)
texto_polar(azd,azi);
hold on
texto_polar(azd,azi);
if(i==5)
    polar([azr(1) azr(1)],[0 1],'-k')
    for ii=2:ns
        polar([azr(ii) azr(ii)],[0 1],'-k')
    end
end
msg=sprintf('PATRON DE RADIACION DEL ALGORITMO LMS [M=%d
Eb/No=%d[dB] Azimuth=%2d°]',M,Eb_No(1,i),azd);
title(msg);
%pause
figure(13);
grafico_polar(theta,abs(conj(resp_W_comp_RLS(:,largo))))',i)
texto_polar(azd,azi);
hold on
texto_polar(azd,azi);
if(i==5)
    polar([azr(1) azr(1)],[0 1],'-k')
    for ii=2:ns
        polar([azr(ii) azr(ii)],[0 1],'-k')
    end
end
msg=sprintf('PATRON DE RADIACION DEL ALGORITMO RLS [M=%d
Eb/No=%d[dB] Azimuth=%2d°]',M,Eb_No(1,i),azd);
title(msg);
%pause
for iii=1:M
    for v=1:largo
        klov1(iii,v)=abs(W_a_n_nmls(iii,v));
        klov2(iii,v)=abs(W_a_n_LMS(iii,v));
        klov3(iii,v)=abs(W_a_n_rls(iii,v));
    end
end

```

```

    end
end
f=round(M/2);
figure
for t=1:M
subplot(f,2,t), plot(n,klov1(t,:), 'r', n, klov2(t,:), 'b', n, klov3(t,:), 'g')
msg=sprintf('W_n%d', t);
ylabel(msg)
xlabel('Muestras')
end
%pause
figure
plot(n, real(salida_MVDR), 'k', n, real(salida_NMLS), 'r', n, real(salida_LMS), 'b', n, real(salida_RLS), 'g', n, dato_tx(1,:), 'm')
h = legend('MVDR', 'NLMS', 'LMS', 'RLS', 'Señal TX', 4);
xlabel('Muestras');
msg=sprintf('SALIDA DEL LOS FILTROS [[M=%d Eb/No=%d[dB] Azimuth=%2d°]', M, Eb_No(1,i), azd);
title(msg);
grid
%pause
figure
%plot(n, abs(e_n_nmls), 'r', n, abs(e_n_LMS), 'b', n, abs(e_n_ri), 'g')
%axis([0 largo 0 0.5 ])
semilogy(n, abs(e_n_nmls), 'r', n, abs(e_n_LMS), 'b', n, abs(e_n_ri), 'g')
h = legend('NLMS', 'LMS', 'RLS', 1);
ylabel('ERROR')
xlabel('MUESTRAS')
msg=sprintf('ERROR GENERADO: [M=%d Eb/No=%d[dB] Azimuth=%2d°]', M, Eb_No(1,i), azd);
title(msg);
grid
%pause
end
%-----
figure
bar3(PRD, 'detached')
h = legend('1.-MVDR', '2.-NLMS', '3.-LMS', '4.-RLS', 1);
ylabel('Eb/No [dB]')
xlabel('ALGORITMOS')
zlabel('PRD [%]')
msg=sprintf('DESEMPEÑO DE LOS ALGORITMOS [PRD]', M, azd);
title(msg);
clc
fprintf('EL ARREGLO DE ANTENAS ESTA FORMADO POR %d DIPOLOS DE \n', M)
fprintf('>>>>AZIMUTH DESEADO =%d°\n', azd)
for w=1:n_ui
fprintf('%i.-AZIMUTH INTERFERENTE =%d°\n', w, azi(1,w));

```

end

b. Códigos de programa de la función sanpshot

```
function [ns,dato_tx,dato_rx,n_muestras,U,C]=snapshot_b(Gp,n_bits,az,dist,M)
ns=length(az);
bit_tx=ones(ns,n_bits);
Walsh=hadamard(Gp);
codigo=randint(1,ns,[1,Gp]);
teta=randn(1,ns);
for i=1:ns
    chip(i,:)=Walsh(codigo(1,i,:));
    chip_n(i,:)=(chip(i,:)*(1/sqrt(Gp)));
    dato_tx(i,:)=kron(bit_tx(i,:),chip_n(i,:));
    aux(i,:)=1*exp(-j*teta(1,i));
    dato_rx(i,:)=kron(dato_tx(i,:),aux(i,:));%conjunto de datos que llegan al arreglo
end
n_muestras=length(dato_tx);
[C,U]=signal_rx(M,dist,az,n_muestras,ns,dato_rx); %la suma de las señales q iniden al arreglo
```

c. Códigos de programa de la función ruido_bpsk

```
function N=ruido_bpsk(M,n_muestras,Eb_No,lim_e)
media=0;
muestras=[1 n_muestras];
for i=1:lim_e
    eb_no(1,i)=1*10^((Eb_No(1,i)/10));
    sigma(1,i)=(1/sqrt(2*eb_no(1,i)));
    a=normrnd(media,sigma(1,i),muestras);
    for j=1:M
        b(j,:)=a;
    end
    N(i,,:)=b;
end
```

d. Códigos de programa de la función multid_matriz

```
function Matriz_resp=multid_matriz(Matriz_m,matriz)
dim_Mtz=size(Matriz_m);
cant_martriz=dim_Mtz(1,1);
filas=dim_Mtz(1,2);
columnas=dim_Mtz(1,3);
for i=1:filas
    for j=1:columnas
        Matriz_resp(i,j)=Matriz_m(matriz,i,j);
    end
end
```

```

end
end

```

e. Códigos de programa de la función manifold

```

function A=manifold(M,dist,az_i,az_f,npt)
az_ir=(pi/180)*az_i;
az_fr=(pi/180)*az_f;
vet=2*pi*dist*sin([az_ir:(az_fr-az_ir)/(npt-1):az_fr]);
base=[0:1:M-1]';
A=exp(j*(base*vet));

```

f. Códigos de programa de la función MVDR

```

function W_q=MVDR(g,C)
W_q=C*(inv((C)*C)*g);

```

g. Códigos de programa de la función NLMS

```

function [W_a_n_nmls,e_n_nmls]=NMLS_b(largo,U_n,x_n_1,w,M)
W_a_n_nmls(:,1)=w;
x_n=U_n; %[M-ns x largo]
d_n=x_n_1;
epsilon = 1e-6;
for b=2:largo
d=d_n(:,b);
u=x_n(:,b);
y=w'*u;
e=conj(d-y);
miu=0.5*(2/(M*(epsilon+var(u)))); % fuentes nlms
w=w+((miu/(epsilon+(u'*u)))*(u*e));
y_n(:,b)=y;
e_n_nmls(:,b)=e;
W_a_n_nmls(:,b)=w; % calculo del valor de W
end

```

h. Códigos de programa de la función LMS

```

unction [W_a_n_LMS,e_n_LMS]=LMS_b(largo,U_n,x_n_1,w,M)
X=U_n(1,:); % vector con la suma de las señales incidentes al arreglo con
ruido
Px=(1/(1+largo))*sum((X).^2); % calculo del valor de delta
miu_c=(1/(10*M*Px)); % parametro que permite determinar la rapido o lenta
convergencia del algoritmo LMS

```

```

miu=3*(abs(miu_c)/4);          %un valor cercano a limite puede llevar al sistema a ser
inestable
W_a_n_LMS(:,1)=w;
x_n=U_n; % [M-ns x largo]
d_n=x_n_1;
for b=1:largo
    d=d_n(:,b);
    u=x_n(:,b);
    y=w'*u;
    e=conj(d-y);
    w=w+(miu*e)*u;
    y_n(:,b)=y;
    e_n_LMS(:,b)=e;
    W_a_n_LMS(:,b)=w; %calculo del valor de W
end

```

i. Códigos de programa de la función RLS

```

function [W_a_n_RLS,e_n_RLS,p_n]=RLS(largo,W_q,U_n,x_n_1,wr,M,C_a,P_n)
W_a_n_RLS(:,1)=wr;
delta_m=0.01;%delta
delta_M=0.999;%landa[0,1]
x_n=((C_a)*U_n); % [M-ns x largo]
%d_n=x_n_1;      % [1 x largo]
d_n=((W_q)*U_n);
for b=2:largo
    d=d_n(:,b);
    u_n=x_n(:,b);
    y=wr'*u_n;
    k_n=(inv(delta_M)*(P_n*u_n))/(1+(inv(delta_M)*((u_n')*P_n)*u_n));
    P_n=(inv(delta_M)*P_n)-(inv(delta_M)*((k_n*(u_n')*P_n));
    e=conj(d-y);
    wr=wr+(k_n*(e));
    y_n(:,b)=y;
    e_n_RLS(:,b)=e;
    W_a_n_RLS(:,b)=wr; %calculo del valor de W
    p_n(:,b)=P_n;
end

```

j. Códigos de programa de la función PRD

```

function [resp] =prd(x_sr,x_so,muestras)
n1=(x_so-x_sr);
n=n1.^2;
numerador=sum(n);
d=(x_so).^2;
denominador=sum(d);

resp((((numerador)/(denominador)).^(1/2))*100)

```

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

1. SENDIN, Alberto, **Fundamentos de los sistemas de comunicaciones móviles**, McGRAW-HILL, España 2004, 599.
2. TOMASI, Wayne, **Sistemas de Comunicaciones Electrónicas**, Prentice Hall, México 1996, 858.
3. RAPPAPORT, Theodore, **Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third generation CDMA applications**, Primera edición, Prentice Hall, USA 1999, 191.
4. COUCH, León, **Sistemas de Comunicación Digitales y Analógicos**, quinta edición, Prentice Hall, México 1997, 742.
5. ROMERO, Jordi, **Contribución al estudio de técnicas de acceso aleatorio y al análisis de calidad de servicio en sistemas de transmisión por paquetes para comunicaciones móviles basadas en CDMA**, Universidad Politécnica del Cataluña, España 2001, 359.
6. BALANIS, Constantine, **Antenna Theory**, segunda edición, United Status of American 1997, 927
7. CAIZA, Martha, **Aplicación de algoritmos de receptor por software para el estándar IS-95 CDMA**, Escuela Politécnica del Ejército, Ecuador 2005, 79.
8. MORENO, O. MIRANDA, J. **Introducción a la tecnología de antenas inteligentes. Aplicación a UMTS**, VIII Jornadas Telecom I+D, Junio 2001.

9. CAMPANELLA, H. COMAS, Y. **Antenas inteligentes con aplicación en SDMA**, Grupo de Telecomunicaciones y Señales, Universidad del Norte, Colombia.
10. GODARA, L. **Applications of antenna arrays to mobile communications**, IEEE vol. 85, 1997.
11. DIETRICH, C. **Smart antennas in wireless communications**, IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 42, 2000.
12. STUTMAN, W. **Antenna theory and Design**, Jhon Wiley & Sons, New York, 1991.
13. ALBORNOZ, Rafael. **Antenas Inteligentes**, Universidad de Carabobo, Valencia 2004.
14. SOBENES, Jorge. **Filtraje espacial adaptativo en la conformación de haz de una aplicación en sonares pasivos**, Sender S.A.
15. SIMON, Haykin. **Adaptive Filter Theory**, Prentice Hall, tercera edición, 1996 New Jersey.
16. PEREZ, César, **Matlab y sus aplicaciones en las ciencias y la ingeniería, primera edición**, Prentice Hall, España 2002, 610.
17. STALLINGS, William, **Wireless communications and networking**, segunda edición, Pearson Education, La India 2002, 584.
18. TORRES, Juan, **Diseño de una red celular para Quito en la Banda PCS**, Escuela Politécnica del Ejército, Ecuador 2002, 81.
19. TSUI, James, **Digital Techniques for Wideband Receivers**, primera edición, Artech House, USA 1995, 518.

20. TSUI, Yen, **Fundamentals of Global Positioning System Receivers**, primera edición, John Wiley & Sons, USA 2000, 238
21. VERDU, Sergio, **Multiuser detection, primera edición**, Cambridge University, USA 1988, 450.
22. <http://www.mathworks.com>, Communications Toolbox.
23. <http://www.informit.com/articles/article.asp?p=28673&seqNum=2>, What Is a software radio?
24. <http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/104722369631841/unrestricted/etd.pdf>, Receiver implementations for CDMA cellular system.
25. <http://www.ap-asic.org/2000/proceedings/13-5.pdf>, A novel architecture of rake receiver.
26. <http://www.skydsp.com>, OFDM as a modulation technique for wireless communications, with CDMA comparison.
27. www.sdrforum.org, Software Define Radio.
28. <http://www.informit.com>, Introduction to Software Radio Concepts.
29. <http://itc.mit.edu>, Software Radio: Implications for Wireless Services, Industry Structure, and Public Policy.
30. <http://www.comp.leeds.ac.uk>, Viterbi Algorithm.
31. <http://www.3gpp2.org>, Recommended Minimum Performance Specification for C.S0022-0 Spread Spectrum Mobile Stations.

Sangolquí, _____

HOJA DE LEGALIZACIÓN

ELABORADO POR:

Sr. César Jermánico Cangahuamín Jácome

AUTORIDAD:

Ing. Gonzalo F. Olmedo C.
Coordinador de la Carrera de Ingeniería en Electrónica y
Telecomunicaciones