

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN SUPERIOR
DE ENSENADA**



**DIVISIÓN DE FÍSICA APLICADA
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**“PROCESAMIENTO ESPACIAL Y ESPACIO-TEMPORAL MEDIANTE
ARREGLO DE ANTENAS EN COMUNICACIONES INALÁMBRICAS.”**

TESIS

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de
MAESTRO EN CIENCIAS

Presenta:

JOSÉ LUIS MENDOZA TORRES

Ensenada, Baja California, México. Agosto de 2003.

TESIS DEFENDIDA POR
José Luis Mendoza Torres
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ



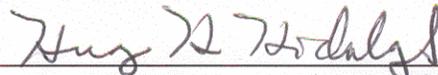
Dr. David Hilario Covarrubias Rosales

Director del comité



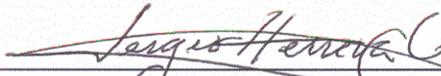
Dr. Roberto Conte Galván

Miembro del comité



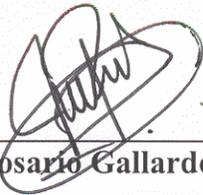
Dr. Hugo Homero Hidalgo Silva

Miembro del comité



Dr. Sergio Herrera García

Miembro del comité



Dr. José Rosario Gallardo López

Jefe del Departamento de Electrónica
y Telecomunicaciones



Dr. Luis Alberto Delgado Argote

Director de Estudios de Posgrado

4 de Agosto de 2003

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN SUPERIOR
DE ENSENADA**



**DIVISIÓN DE FÍSICA APLICADA
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**“PROCESAMIENTO ESPACIAL Y ESPACIO-TEMPORAL MEDIANTE
ARREGLO DE ANTENAS EN COMUNICACIONES INALÁMBRICAS.”**

TESIS

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de
MAESTRO EN CIENCIAS

Presenta:

JOSÉ LUIS MENDOZA TORRES

Ensenada, Baja California, México. Agosto de 2003.

RESUMEN de la tesis de **José Luis Mendoza Torres**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California, Mexico. Agosto de 2003.

“PROCESAMIENTO ESPACIAL Y ESPACIO-TEMPORAL MEDIANTE ARREGLO DE ANTENAS EN COMUNICACIONES INALÁMBRICAS.”

Resumen aprobado por:



Dr. David H. Covarrubias Rosales

Director de Tesis

La demanda actual de los sistemas de comunicaciones inalámbricas experimenta un crecimiento total y sin precedentes, con una proyección anual de ingresos a nivel mundial que excede los \$100 billones de dólares en los comienzos del nuevo milenio. Estos sistemas inalámbricos deben brindar servicio a muchos usuarios a altas tasas de datos bajo condiciones de propagación adversas, y por lo tanto, requieren de técnicas de comunicación en el estado del arte. Como consecuencia, surge el mayor reto tecnológico en el mundo de las comunicaciones inalámbricas: la necesidad de incrementar la eficiencia espectral de las redes inalámbricas.

El filtraje espacial por medio de antenas inteligentes o adaptativas ha surgido como una técnica muy importante para mejorar las prestaciones de los sistemas móviles celulares. El filtraje en el dominio espacial puede separar tanto espectral como temporalmente las señales de múltiples usuarios cuyas réplicas o multitrayectorias se encuentran confundidas o traslapadas dentro del mismo entorno celular, y por lo tanto, la dimensión espacial puede ser explotada como una técnica de acceso múltiple híbrida complementando FDMA, TDMA y CDMA.

Un sistema de antenas inteligentes consiste de un arreglo de antenas combinado con un adecuado procesamiento de la señal en el dominio del espacio y del tiempo. El procesamiento espacial introduce un nuevo grado de libertad en el diseño del sistema con un enorme potencial para mejorar las prestaciones del sistema, incluyendo un mayor alcance, un incremento en capacidad, soporte para altas tasas de datos, un menor consumo de potencia en el terminal móvil y un mejor rendimiento en BER. Ciertamente, se ha argumentado que los requerimientos en prestaciones de los sistemas inalámbricos del futuro, no pueden alcanzarse sin el uso de los sistemas de antenas inteligentes.

El diseño completo de un sistema de antenas inteligentes y el análisis apropiado de sus prestaciones requieren de una nueva clase de modelos de canal radio que incorporen características espaciales y temporales.

Aunado a esto, los sistemas de antenas inteligentes requieren de optimizar sus patrones de radiación y recepción en respuesta al entorno de la señal. De esta forma, los algoritmos de estimación del parámetro DOA se convierten en un factor de fundamental importancia dentro del contexto de la tecnología de antenas inteligentes.

A través de las técnicas de estimación del parámetro DOA, es posible determinar la posición angular de las fuentes activas y de los interferentes dentro del escenario celular. No obstante, en un canal con desvanecimiento multitrayectoria, las señales electromagnéticas interactúan con el entorno en una forma muy compleja, degradando significativamente las prestaciones de los algoritmos de estimación de la dirección de arribo.

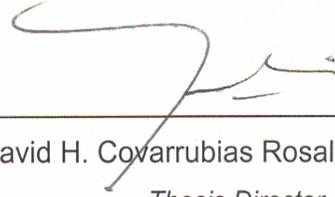
En este trabajo de tesis se analizan las prestaciones de métodos basados en estructuras de valor propio, tales como MUSIC y Root MUSIC en un entorno dispersivo macrocelular en términos de precisión y resolución en la estimación de la dirección de arribo. Esta tesis proporciona una perspectiva muy completa en la cual se analiza la superioridad de Root MUSIC con respecto a MUSIC espectral, dentro del contexto de un arreglo lineal uniforme de antenas, para el caso de fuentes que no cumplen con un nivel mínimo de separabilidad espacial.

Palabras clave: Comunicaciones Inalámbricas, Antenas Inteligentes, Filtraje Espacial, ULA, DOA, AOA, TOA, MUSIC, Root MUSIC.

ABSTRACT of the thesis presented by **José Luis Mendoza Torres**, as a partial requirement to obtain the MASTER OF SCIENCE degree in ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS. Ensenada, Baja California, México. August 2003.

“SPATIAL AND TIME-SPACE PROCESSING BY ANTENNA ARRAYS IN WIRELESS COMMUNICATIONS.”

Abstract approved by:



David H. Covarrubias Rosales, Ph.D.
Thesis Director

The current demand for wireless communication systems is undergoing unprecedented growth, with annual worldwide revenue projections that exceed \$100 billion at the beginning of the new millenium. These wireless systems must support many users at high data rates under difficult propagation conditions, and therefore require state-of-the-art communication techniques. Thereby, the most demanding technological challenge in the world of wireless communications emerges: the need to increase the spectrum efficiency of wireless networks.

Spatial filtering using adaptive or smart antennas has emerged as a very important technique to improve the performance of cellular mobile systems. Filtering in the space domain can separate spectrally and temporally overlapping signals from multiple mobile units within the same cellular environment, and hence the spatial dimension can be exploited as a hybrid multiple access technique complementing FDMA, TDMA and CDMA.

Smart antenna systems consist of an antenna array combined with an appropriate signal processing in both space and time. The spatial processing introduces a new degree of freedom in the system design with enormous potential to improve performance, including range extension, capacity enhancement, higher data rate support, lower mobile terminal power consumption and better BER performance. Indeed, it has been argued that the performance requirements of future wireless systems cannot be met without the use of smart antennas.

The complete design of smart antenna systems and the analysis of their performance require a new class of channel models which incorporate both spatial and temporal characteristics. Furthermore, smart antennas have to optimize reception and radiation patterns dynamically in response to the signal environment. Thus DOA estimation algorithms become a major factor in the performance of smart antenna technology.

Through DOA estimation techniques, is possible to determine the angular position of signal sources and interferers in the cell environment. Nevertheless, in a multipath fading channel, electromagnetic waves interact with the environment in a very complex way, thus significantly degrading the performance of DOA estimation algorithms.

This thesis deals about the performance of eigenstructure methods, such as MUSIC and Root MUSIC in a multipath macrocell environment, in terms of precision and resolution in DOA estimation. Moreover, this thesis provides insight into why Root MUSIC is superior to spectral MUSIC in the context of a linear equispaced array, for the case of two closely spaced sources.

Keywords: Mobile Communications, Smart Antennas, Spatial Filtering, ULA, DOA, AOA, TOA, MUSIC, Root MUSIC.

DEDICATORIA

A mis padres:

Pablo y Alicia, por darme la oportunidad de vivir y crecer, de aprender y madurar, por su cariño, comprensión y apoyo. Siempre estarán en mi corazón, **gracias**.

A mis hermanas y hermanos:

María de Jesús, Ana, Blanca, Miguel y Manuel, por su apoyo moral y sus consejos.

A mi novia Alejandra:

Por todo tu apoyo, amor, ternura, comprensión, dulzura y bondad. Gracias a ti mi amor, hoy he dado un paso más en el difícil camino de la vida.

¿Amor?

*Sí, porque a pesar de que no tengo tu presencia,
sigues siendo el gran amor de mi vida.*

*Porque a pesar de la distancia,
mi amor por ti no se ha perdido...,
porque mis sentimientos aún siguen vagando sin rumbo
en este mar de sueños que anhelo compartir contigo.*

*Por que aún te sigo amando...,
porque aún paso las noches en vela
esperando el día en que nos volveremos a encontrar...,
el día en que el fuego de nuestros corazones
se volverá a encender y las cenizas del tiempo
desaparecerán al soplar el viento.*

*Tan sólo quiero decirte,
que te amaré hoy y siempre,
hasta que la última hoja del calendario
de nuestras vidas se desprenda,
hasta que el tiempo se detenga y las estrellas dejen de brillar,
hasta que el cielo se encienda en nuestro fuego
y la Tierra se convierta en cenizas,
ahí estaré, porque siempre estarás en mi mente, en mi corazón...*

AGRADECIMIENTOS

Al Dr. David H. Covarrubias Rosales, por darme la oportunidad de formar parte del Grupo de Comunicaciones Inalámbricas (GCI) de CICESE, por sus enseñanzas, consejos y críticas, las cuales me han dado la oportunidad de superarme académicamente. Por su amistad, calidez humana y comprensión.

Al Dr. Roberto Conte Galván, por sus recomendaciones, comentarios y críticas constructivas, no sólo durante mi proyecto de tesis, sino también durante los cursos de satélites I y II.

A los miembros de mi comité de tesis, por sus comentarios y consejos durante mi período de tesis.

A todos mis profesores de cursos del primer año de la maestría.

A mis compañeros y amigos de CICESE, Miguel, Temo, Nayeli, Karina, Adriana, Myriam, Ramón, Toño, Claudio, Ángel, Oscar, Aldo, Marco, Joaquín, Ricardo, Frank, Rubén, Rodrigo, Salvador y Alejandro. Nunca los olvidaré.

A todo el personal que forma parte de CICESE.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por darme la oportunidad de superarme académicamente.

CONTENIDO

	<i>Página</i>
I. INTRODUCCIÓN	1
I.1 Antecedentes	1
I.2 Marco de referencia	3
I.3 Planteamiento del problema	5
I.4 Objetivo de la tesis	8
I.5 Organización del trabajo	9
II. SISTEMAS DE ANTENAS INTELIGENTES	12
II.1 Introducción	13
II.2 Antenas inteligentes	14
II.3 Tipos de antenas inteligentes	19
II.4 Conformación de un sistema de antenas inteligentes	25
II.5 Ventajas de los sistemas de antenas inteligentes	28
II.6 Desventajas de los sistemas de antenas inteligentes	31
II.7 Instrumentación de un sistema de antenas inteligentes en una red de comunicaciones móviles	32
II.8 Antenas inteligentes para redes de 1era., 2da. y 3era. generación	34
II.8.1 Redes de primera generación	34
II.8.2 Redes de segunda generación	35
II.8.3 Redes de tercera generación	39
II.9 Conclusiones	40
III. CARACTERIZACIÓN DEL CANAL RADIO	42
III.1 Introducción	43
III.2 Modelo de canal geométrico-estadístico de un solo salto para entornos macrocelulares	45
III.2.1 Modelo circular de dispersores	49
III.2.2 Filosofía de diseño del modelo circular de dispersores	51
III.2.3 Funciones de densidad de probabilidad conjuntas y marginales para una región circular de dispersión uniformemente distribuida	53
III.2.3.1 <i>PDF</i> conjunta TOA/AOA en el modelo de dispersión circular: EB	56
III.2.3.2 <i>PDF</i> conjunta TOA/AOA en el modelo de dispersión circular: TM	60
III.2.3.3 Función de densidad de probabilidad marginal AOA: EB	66
III.2.3.4 Función de densidad de probabilidad marginal AOA: TM	67
III.2.3.5 Función de densidad de probabilidad marginal TOA: EB y TM	67
III.2.3.6 Resultados teóricos	69
III.2.3.7 Resultados de simulación y análisis numérico	70
III.3 Conclusiones	76

Contenido (continuación)

	<i>Página</i>
IV. PARÁMETROS DE DISPERSIÓN DEL CANAL RADIO	77
IV.1 Introducción	78
IV.2 Dispersión angular (Angle Spread)	80
IV.2.1 Simulación de la dispersión angular	81
IV.3 Dispersión temporal (Delay Spread)	86
IV.3.1 Simulación de la dispersión temporal	87
IV.4 Dispersión por efecto Doppler (Doppler Spread)	89
IV.4.1 Espectro Doppler a partir de la <i>PDF</i> marginal AOA	99
IV.5 Conclusiones	105
V. ARREGLOS DE ANTENAS	106
V.1 Introducción	107
V.2 Fundamentos de los arreglos de antenas	108
V.3 Diversidad espacial mediante arreglos de antenas	110
V.4 Configuración geométrica de los arreglos de antenas	112
V.5 Arreglo lineal uniforme	116
V.5.1 Arreglo lineal uniforme en función del número de elementos	122
V.5.2 Arreglo lineal uniforme en función del espaciamiento entre elementos	126
V.5.3 Orientación del patrón de dirección del arreglo lineal uniforme	129
V.5.4 Parámetros del patrón de radiación del arreglo lineal uniforme	133
V.5.4.1 Máxima respuesta del patrón de dirección del arreglo lineal uniforme	134
V.5.4.2 Nulos en el patrón direccional del arreglo lineal uniforme	135
V.5.4.3 Lóbulos laterales en el patrón direccional del arreglo lineal uniforme	137
V.5.4.4 Ancho de haz del patrón direccional del arreglo lineal uniforme	138
V.5.4.4.1 Nivel relativo del lóbulo lateral	138
V.5.4.4.2 Ancho de haz de potencia media	139
V.5.4.4.3 Ancho de haz entre los primeros nulos	140
V.5.4.5 Variación del ancho de haz en el patrón direccional del arreglo lineal uniforme	140
V.5.4.6 Directividad del arreglo lineal uniforme	142
V.6 Conclusiones	142
VI. ESTIMACIÓN DE LA DIRECCIÓN DE ARRIBO (DOA)	144
VI.1 Introducción	145
VI.2 Técnicas de estimación de la dirección de arribo	146
VI.3 Estimación del DOA por medio del algoritmo MUSIC	150
VI.3.1 Modelo de datos	151
VI.4 Estimación del DOA en un entorno dispersivo macrocelular empleando el algoritmo MUSIC espectral	158
VI.4.1 Planteamiento del entorno celular para la simulación de MUSIC espectral	159
VI.4.2 Simulación y análisis numérico de MUSIC espectral en un entorno dispersivo macrocelular para el caso de un móvil	162

Contenido (continuación)

	<i>Página</i>
VI.4.3 Simulación y análisis numérico de MUSIC espectral en un entorno dispersivo macrocelular para varios móviles	165
VI.5 Conclusiones	171
VII. OPTIMIZACIÓN EN LA ESTIMACIÓN DE LA DIRECCIÓN DE ARRIBO (DOA)	173
VII.1 Introducción	174
VII.2 Root MUSIC	176
VII.3 Modelo de datos	177
VII.4 Optimización del DOA en un entorno dispersivo macrocelular empleando el algoritmo Root MUSIC	179
VII.4.1 Simulación y análisis numérico de Root MUSIC en un entorno dispersivo macrocelular para el caso de un móvil	180
VII.4.2 Simulación y análisis numérico de Root MUSIC en un entorno dispersivo macrocelular para el caso de dos móviles	186
VII.5 Conclusiones	192
VIII. CONCLUSIONES Y APORTACIONES	194
VIII.1 Conclusiones	195
VIII.2 Aportaciones	201
VIII.3 Recomendaciones para líneas futuras de investigación	203
LITERATURA CITADA	204
APÉNDICE A. Desarrollo matemático del modelo de dispersión circular	209
A.1 <i>PDF</i> conjunta TOA/AOA	209
A.1.1 <i>PDF</i> conjunta TOA/AOA: EB	214
A.1.2 <i>PDF</i> conjunta TOA/AOA: TM	216
A.2 <i>PDF</i> marginal AOA	217
A.2.1 <i>PDF</i> marginal AOA: EB	219
A.2.2 <i>PDF</i> marginal AOA: TM	220
A.3 <i>PDF</i> marginal TOA	220
APÉNDICE B. Desarrollo matemático de parámetros característicos del arreglo lineal uniforme	225
B.1 Factor de arreglo	225
B.2 Directividad	228
APÉNDICE C. Desarrollo matemático para la obtención de eigenvalores y eigenvectores	232
C.1 Eigenvalores y eigenvectores	232
GLOSARIO DE ACRÓNIMOS	234

LISTA DE FIGURAS

<i>Figura</i>		<i>Página</i>
1.	Configuración esquemática de un sistema de antenas inteligentes.	15
2.	Patrón de radiación de un sistema de antenas inteligentes en un sistema UMTS multi-servicio con usuarios de tráfico de baja velocidad e interferentes de tráfico de alta velocidad.	17
3.	Instrumentación de un sistema de antena de haz conmutado en un entorno celular, bajo la presencia de elementos interferentes.	21
4.	Instrumentación de un sistema de antena de haz de seguimiento en un entorno celular, bajo la presencia de elementos interferentes.	22
5.	Instrumentación de un sistema de antena de haz adaptativo en un entorno celular, bajo la presencia de elementos interferentes.	24
6.	En un entorno macrocelular, la trayectoria de propagación de la señal sólo se ve afectada por los elementos interferentes que se encuentran en las cercanías del terminal móvil.	45
7.	Debido a la presencia de elementos interferentes en el canal, la señal transmitida arriba al receptor en diferentes tiempos (TOA) y ángulos (AOA).	48
8.	Geometría de dispersores del modelo circular para un entorno macrocelular.	50
9.	Modelo geométrico circular de dispersores de un solo salto (GBSBCM).	52
10.	<i>Pdf</i> conjunta TOA/AOA: Estación base.	57
11.	Perspectiva de los contornos de densidad de la gráfica tridimensional en la EB. a) Proyección superior (AOA vs TOA). b) Proyección lateral (TOA/AOA vs TOA).	59
12.	<i>Pdf</i> conjunta TOA/AOA: Terminal móvil.	62
13.	Perspectiva de los contornos de densidad de la gráfica tridimensional en el TM. a) Proyección frontal (TOA/AOA vs AOA). b) Proyección lateral (TOA/AOA vs TOA).	63
14.	Proyección superior de la <i>pdf</i> conjunta TOA/AOA: Terminal móvil.	65
15.	Gráfica de dispersión de la <i>pdf</i> marginal AOA: Estación base.	66
16.	Gráfica de dispersión de la <i>pdf</i> marginal TOA	68

Lista de figuras (continuación)

<i>Figura</i>		<i>Página</i>
17.	Discriminación de dispersores dentro de la región circular considerando una distribución uniforme.	71
18.	Gráfica de dispersión de la <i>pdf</i> conjunta TOA/AOA: EB.	72
19.	Gráfica de dispersión de la <i>pdf</i> conjunta TOA/AOA: TM.	73
20.	Histograma normalizado de la <i>pdf</i> marginal del AOA: EB.	74
21.	Histograma normalizado de la <i>pdf</i> marginal del TOA.	75
22.	Dispersión angular en función de la razón del radio de la región dispersora con respecto a la distancia de separación entre EB y TM.	82
23.	Dispersión angular en el canal radio para diferentes valores de radio de la región dispersora.	84
24.	Dispersión angular para diferentes valores de la razón D/R .	85
25.	Dispersión temporal en función de la razón del radio de la región dispersora con respecto a la distancia de separación entre EB y TM.	88
26.	Representación del AOA en el móvil cuando se emplea una antena direccional con un ancho de haz de 2α .	90
27.	<i>Pdf</i> teórica e histograma normalizado obtenido mediante la simulación del AOA en el móvil.	94
28.	<i>Pdf</i> AOA teórica en el móvil para varios anchos de haz de la antena de la EB.	95
29.	<i>Pdf</i> conjunta TOA/AOA observada en la estación base.	97
30.	<i>Pdf</i> conjunta TOA/AOA en el terminal móvil	98
31.	Componente multitrayectoria proveniente de la EB arribando al terminal móvil.	99
32.	Espectro Doppler obtenido cuando se emplea una antena direccional en la EB comparado con el modelo de Clarke, el móvil se desplaza a una velocidad de 54 km/h formando un ángulo de 0° con respecto a la componente de visibilidad directa.	102
33.	Representación de los dispersores de la región A_1 y A_2 que causan los componentes de frecuencia Doppler positivos y negativos respectivamente, cuando el móvil se desplaza en dirección de la EB.	103

Lista de figuras (continuación)

<i>Figura</i>		<i>Página</i>
34.	Espectro Doppler obtenido cuando se emplea una antena direccional en la EB comparado con el modelo de Clarke, el móvil se desplaza a una velocidad de 54 km/h formando un ángulo de 90° con respecto a la componente de visibilidad directa.	103
35.	Representación de los dispersores de la región A_1 y A_2 que causan los componentes de frecuencia Doppler positivos y negativos respectivamente, cuando el móvil se desplaza en dirección perpendicular a la EB.	104
36.	Configuraciones geométricas de arreglos de antenas unidimensionales abiertos. a) Lineal Uniforme (ULA). b) Lineal Híbrido. c) Lineal Curvo.	113
37.	Configuración geométrica de un arreglo de antenas unidimensional cerrado: arreglo circular uniforme (UCA).	114
38.	Configuración geométrica de un arreglo de antenas unidimensional cerrado: arreglo elíptico.	114
39.	Configuraciones geométricas de arreglos de antenas planares. a) Cuadrado. b) Triangular.	115
40.	Arreglo lineal de N elementos uniformemente espaciados.	116
41.	Contribución de los elementos individuales a la respuesta total del arreglo.	119
42.	Patrón de radiación de un arreglo lineal uniforme con una distancia de separación entre elementos $d = 0.5\lambda$ para diferente número de elementos de antena.	123
43.	Gráfica polar del patrón de radiación de un arreglo lineal uniforme para diferente número de elementos de antena para una máxima radiación en $\theta = 0^\circ$.	124
44.	Patrón de radiación de un arreglo lineal uniforme de ocho elementos para diferentes espaciamientos entre elementos de antena.	127
45.	Gráfica polar del patrón de radiación de un arreglo lineal uniforme en función del espaciamiento entre elementos para una máxima radiación en $\theta = 0^\circ$.	128
46.	Control de orientación del patrón de dirección del arreglo lineal uniforme por medio de la asignación de pesos complejos.	130
47.	Patrón direccional de un ULA de 8 elementos, separados una distancia $d = \lambda/2$, en donde el lóbulo principal se encuentra orientado en la dirección a) $\theta_o = -90^\circ$, b) $\theta_o = -60^\circ$, c) $\theta_o = 0^\circ$, d) $\theta_o = 30^\circ$, e) $\theta_o = 45^\circ$, f) $\theta_o = 60^\circ$.	132

Lista de figuras (continuación)

<i>Figura</i>		<i>Página</i>
48.	Ancho de haz para un arreglo lineal uniforme de $N = 4, 6, 8, 10$ y 12 elementos, separados una distancia $d = \lambda/2$.	141
49.	Entorno macrocelular circular con dispersores uniformemente distribuidos, propuesto para la simulación de MUSIC espectral.	160
50.	Dispersores que contribuyen a la generación de multitrayectorias en un entorno macrocelular, caracterizados mediante el modelo circular de dispersores.	161
51.	Espectros MUSIC para estimar la posición angular de un móvil dentro de un entorno dispersivo, empleando el subespacio de ruido y el subespacio de señal respectivamente, a) y b) para $\theta_0 = -52^\circ$, c) y d) para $\theta_0 = -17^\circ$, e) y f) para $\theta_0 = 0^\circ$.	163
52.	Espectros MUSIC para estimar la posición angular de dos fuentes dentro de un entorno dispersivo, empleando el subespacio de ruido y el subespacio de señal respectivamente, a) y b) para $\theta_{01} = -35^\circ$, $\theta_{02} = 35^\circ$, c) y d) para $\theta_{01} = -20^\circ$, $\theta_{02} = 20^\circ$, e) y f) para $\theta_{01} = -12^\circ$, $\theta_{02} = 12^\circ$.	166
53.	Espectros MUSIC en la estimación de la dirección de arribo mediante el subespacio de ruido, considerando los casos para 3 y 4 fuentes dentro del entorno, ubicadas respectivamente en a) $\theta_{01} = -35^\circ$, $\theta_{02} = 0^\circ$, $\theta_{03} = 35^\circ$; b) $\theta_{01} = -25^\circ$, $\theta_{02} = 0^\circ$, $\theta_{03} = 25^\circ$; c) $\theta_{01} = -20^\circ$, $\theta_{02} = 0^\circ$, $\theta_{03} = 20^\circ$, y d) $\theta_{01} = -45^\circ$, $\theta_{02} = -15^\circ$, $\theta_{03} = 15^\circ$, $\theta_{04} = 45^\circ$; e) $\theta_{01} = -35^\circ$, $\theta_{02} = -12^\circ$, $\theta_{03} = 12^\circ$, $\theta_{04} = 35^\circ$, y f) $\theta_{01} = -30^\circ$, $\theta_{02} = -10^\circ$, $\theta_{03} = 10^\circ$, $\theta_{04} = 30^\circ$.	168
54.	Interfaz gráfica para la representación de los espectros MUSIC, en la estimación de la dirección de arribo mediante el subespacio de ruido, considerando 5 fuentes dentro del entorno espacial.	169
55.	Interfaz gráfica para la representación de los espectros MUSIC, en la estimación de la dirección de arribo mediante el subespacio de señal, considerando 5 fuentes dentro del entorno espacial.	170
56.	Estimación de la dirección de arribo por medio de MUSIC espectral y Root MUSIC, para un móvil que se encuentra en a) $\theta_0 = -50^\circ$, c) $\theta_0 = 0^\circ$ y e) $\theta_0 = 32^\circ$; b), d) y f) representan la ubicación en el plano complejo, de las raíces del polinomio de Root MUSIC, con respecto al círculo unitario, para cada una de las fuentes.	181
57.	Precisión en la estimación de la dirección de arribo en un entorno dispersivo macrocelular, empleando MUSIC espectral y Root MUSIC.	185

Lista de figuras (continuación)

<i>Figura</i>		<i>Página</i>
58.	Resolución en la estimación de la dirección de arribo en un entorno dispersivo macrocelular, empleando los algoritmos MUSIC espectral y Root MUSIC, para dos fuentes localizadas en a) $\theta_{11} = -12^\circ$, $\theta_{12} = 12^\circ$, y c) $\theta_{21} = -9^\circ$, $\theta_{22} = 9^\circ$; b) y d) representan la ubicación en el plano complejo, de las raíces del polinomio de Root MUSIC, con respecto al círculo unitario, para cada una de las fuentes.	187
59.	Resolución en la estimación de la dirección de arribo en un entorno dispersivo macrocelular, empleando los algoritmos MUSIC espectral y Root MUSIC, para dos fuentes ubicadas en a) $\theta_{11} = -7^\circ$, $\theta_{12} = 7^\circ$, y c) $\theta_{21} = -5^\circ$, $\theta_{22} = 5^\circ$; b) y d) representan la ubicación en el plano complejo, de las raíces del polinomio de Root MUSIC, con respecto al círculo unitario, para cada una de las fuentes.	189
60.	Traslapamiento de las zonas de dispersión en un entorno macrocelular, para dos fuentes ubicadas en $\theta_1 = -5^\circ$ y $\theta_2 = 5^\circ$.	191
A.1.	Cálculo de la <i>pdf</i> marginal AOA considerando una región dispersora arbitraria.	218
A.2.	Zona de intersección para el cálculo de la <i>cdf</i> del TOA considerando una región dispersora arbitraria.	220
A.3.	Zona de intersección para el cálculo de la <i>pdf</i> del TOA considerando una región dispersora circular.	222
A.4.	Diagrama fasorial para un arreglo lineal uniforme de N elementos.	226

LISTA DE TABLAS

<i>Tabla</i>		<i>Página</i>
I.	Parámetros estadísticos de tiempo y ángulo de arribo.	75
II.	Estimación del DOA mediante el algoritmo MUSIC para 1 móvil ubicado a diferentes distancias y ángulos con respecto a la estación base.	164
III.	Comparación entre MUSIC espectral y Root MUSIC, en términos de precisión en la estimación de la dirección de arribo, para un móvil ubicado en diferentes posiciones angulares.	183

I. INTRODUCCIÓN

En los últimos años la demanda para la provisión de servicios de comunicaciones por medios inalámbricos, ha ido más allá de las expectativas creadas. Se prevé que en los primeros años del siglo XXI, se alcance la extraordinaria cifra de 500 millones de suscriptores de redes inalámbricas en todo el mundo [Tsoulos, 1999]. Trasladando este problema al contexto de los requerimientos de capacidad y calidad de servicio (QoS) de los sistemas de tercera generación (UMTS¹, IMT-2000²), surge el mayor reto tecnológico en el mundo de las comunicaciones inalámbricas: la necesidad de incrementar la eficiencia espectral en las redes inalámbricas.

I.1 ANTECEDENTES

El mundo de los sistemas de comunicaciones inalámbricas ha experimentado en los últimos años un crecimiento total y sin precedentes. El advenimiento de los sistemas de comunicaciones móviles celulares de tercera generación (3G), abrirá las puertas hacia un mundo de transmisión de datos y servicios multimedia de alta velocidad a través de las redes inalámbricas.

Sin embargo, estos sistemas celulares enfrentan retos muy serios en cuanto a capacidad de manejo de tráfico heterogéneo, es decir, servicios que van más allá del clásico tráfico de voz de los sistemas de segunda generación (2G), capacidad para dar servicio a un mayor número de usuarios, y sobre todo, asegurar una calidad de servicio al menos con las

¹ Universal Mobile Telecommunications System.

² International Mobile Telecommunications for the year 2000.

mismas características que los sistemas cableados de alta capacidad, del tipo ATM. Cada uno de los tópicos anteriores deriva en un conjunto de líneas de investigación que abordan por separado los compromisos anteriores.

Aunado a las limitaciones del espectro de radiofrecuencias (el cual es un recurso valioso y finito), la transmisión confiable de información a altas tasas de datos requiere de sistemas de comunicaciones de mayor capacidad y de técnicas que permitan el uso eficiente del espectro electromagnético.

En los primeros estándares de comunicaciones móviles, los esfuerzos por incrementar la capacidad y hacer un uso más eficiente del espectro de radiofrecuencias, se enfocaron en el desarrollo de técnicas de modulación eficientes, codificación y protocolos.

En el contexto de los sistemas de 3G, estos esfuerzos se han centrado básicamente en dos vertientes [Covarrubias, 2001]:

1.- Mediante técnicas de acceso al medio, ya sea por división de códigos (CDMA), por división de tiempo (TDMA), por división espacial (SDMA) y/o por híbridos entre estos.

2.- Mediante las mejoras en las prestaciones en la antena de la estación base (EB).

La primera vertiente ha tenido un desarrollo muy amplio en los sistemas de comunicaciones móviles celulares, ya que durante muchos años fue más atractiva la idea de explotar la forma de acceso al sistema, que el medio físico por medio del cual se da el acceso al sistema: *la antena* (tanto de la estación base como de los terminales móviles), por lo tanto, la segunda vertiente quedó rezagada.

De forma más reciente, el problema de incrementar la eficiencia espectral se ha basado en el concepto de filtraje espacial³, el cual aunado al desarrollo de la tecnología de antenas, representa el estado del arte en los sistemas de comunicaciones móviles celulares. Esto ha dado lugar a la tecnología conocida como *antenas inteligentes*, en la cual se aborda el aspecto de incrementar la eficiencia espectral mediante mejoras en las prestaciones de la antena de la estación base.

I.2 MARCO DE REFERENCIA

Ante la capacidad limitada del espectro electromagnético para proporcionar comunicaciones de datos en altas velocidades, a un número cada vez mayor de usuarios celulares, se prevé que la instrumentación de los sistemas de antenas inteligentes incremente las prestaciones y la capacidad global del sistema. Además, los sistemas de antenas inteligentes no solo incrementarán la ganancia de la antena, sino que además, por medio del filtraje espacial, permitirán la reducción de la dispersión temporal y de la interferencia, consiguiendo con esto, mejorar las propiedades del canal radio requeridas para la comunicación a altas tasas de datos.

³ El filtraje espacial permite discriminar las señales de diferentes usuarios, en base a su posición espacial dentro del entorno, aún cuando éstos transmitan al mismo tiempo y ocupen la misma banda de frecuencias.

Los principales factores que impiden un alto rendimiento en los sistemas de comunicaciones inalámbricas son, la interferencia de canal adyacente, la interferencia intersímbolo (ISI), y el desvanecimiento de la señal causado por la propagación multitrayectoria [Kohno, 1998].

La interferencia de canal adyacente limita la capacidad del sistema, sin embargo, debido a que la señal deseada y las señales interferentes típicamente arriban al receptor de diferentes direcciones, los arreglos de antenas inteligentes pueden explotar estas diferencias para reducir la interferencia de canal adyacente, y con ello, incrementar la capacidad del sistema.

Las réplicas de la señal transmitida (multitrayectorias) también arriban al receptor de diferentes direcciones, de tal forma que, el procesamiento espacial puede hacer uso de estas diferencias para discriminar las multitrayectorias, reduciendo con ello la interferencia intersímbolo y el desvanecimiento multitrayectoria. Puesto que la tasa de datos y el BER⁴ son afectados por estos factores, la reducción de componentes multitrayectoria por medio del procesamiento espacial, puede conducir a tasas de datos mayores y a un mejor desempeño de BER. Al reducir el nivel de influencia de las componentes multitrayectoria, el filtraje espacial también contribuye a la reducción de dos parámetros muy importantes en el desempeño global de las características del canal radio: la dispersión angular y la dispersión por efecto Doppler.

⁴ El BER (Bit Error Rate) es un índice de error binario, mediante el cual es posible determinar la proporción de bits recibidos que contienen errores.

I.3 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Las técnicas y los conceptos de servicios móviles se caracterizan actualmente por la gran dinámica de su proceso evolutivo. Las modernas técnicas de acceso conjuntamente con los requerimientos de servicios emergentes, tienen un impacto muy significativo en la arquitectura de las redes y en las plataformas de creación de servicios, control y transporte. En los sistemas de segunda y tercera generación, se ha empleado la diversidad temporal con el propósito de incrementar su capacidad y rendimiento.

En los años recientes, el uso de la diversidad espacial en forma conjunta con la diversidad temporal, ha tenido un impacto muy significativo en los sistemas de comunicaciones inalámbricas, debido a las mejoras en las prestaciones que el uso de la diversidad espacio-temporal puede proporcionar a un sistema celular.

El empleo de arreglos de antenas en la estación base y en el terminal móvil (TM) para generar patrones de radiación/recepción muy directivos, de señales que son separadas en el dominio del espacio y del tiempo, proporciona una nueva dimensión al mundo de las comunicaciones inalámbricas. Sin embargo, debido al costo y a los requerimientos adicionales de hardware, el uso de arreglos de antenas en el terminal móvil no ha sido un factor muy atractivo en la actualidad. No obstante, el uso de arreglos de antenas en la estación base puede satisfacer los requerimientos de capacidad y manejo de tráfico heterogéneo que los sistemas demandan en la actualidad.

El patrón de radiación/recepción de estos arreglos de antenas se puede adaptar a la ubicación particular de los usuarios dentro del entorno celular, y ser controlado por medio de un algoritmo de pesos⁵. Este algoritmo cambia sus pesos de tal forma que el arreglo de antenas proporciona el patrón de radiación/recepción de mayor ganancia en la dirección del usuario de interés, y genera nulos (áreas de ganancia mínima) en dirección de los posibles interferentes (usuarios no deseados) [Godara, 1997]. La combinación de un procesador de señales adaptable y de arreglos de antenas, da lugar a los denominados *sistemas de antenas inteligentes*.

Un arreglo de antenas se define como un grupo de antenas espacialmente distribuidas, por lo que la señal de salida de dicho arreglo, se obtiene mediante una combinación apropiada de las señales sensadas por cada uno de los elementos que conforman dicho arreglo. En base a esta operación, es posible extraer la señal deseada entre todas las señales recibidas, aún cuando éstas ocupen la misma banda de frecuencias [Kohno, 1998]. Explotando la diversidad espacial, las diferentes señales recibidas en los elementos del arreglo de antenas son adecuadamente ponderadas mediante bloques de pesos complejos y combinadas para obtener una máxima relación señal a ruido [Godara, 1997].

En un entorno dispersivo, la señal transmitida por el terminal móvil interactúa en forma muy compleja con el entorno, de manera que el arreglo de antenas de la EB, no sólo recibe la señal del móvil de una dirección, sino de varias direcciones dependientes del ángulo y del tiempo de arribo de todas las multitrayectorias presentes.

⁵ Los pesos son cantidades complejas de compensación en fase y amplitud, colocadas esquemáticamente entre cada uno de los sensores y la etapa de combinación de señales.

Uno de los aspectos fundamentales que caracterizan a los sistemas de antenas inteligentes, es su capacidad de dirigir haces de radiación altamente directivos en dirección del usuario de interés y nulos en dirección de los posibles interferentes. No obstante, para llevar a cabo este propósito, se requiere no sólo del conocimiento de la ubicación espacial del móvil, sino también la de los posibles interferentes dentro del entorno. El primer paso para llevar a cabo este objetivo, es la caracterización espacial del canal radio a partir de la interpretación del comportamiento de las componentes multitrayectoria. El siguiente paso consiste en determinar en forma precisa, la dirección de arribo (DOA) de las señales que inciden en el arreglo de antenas.

La precisión en la estimación de la dirección de arribo, representa un factor de fundamental importancia dentro de los sistemas de antenas inteligentes, ya que la información obtenida a partir del DOA, es utilizada en el proceso de conformación digital de haz. Si la precisión en la estimación del DOA es deficiente o errónea, la capacidad de un sistema de antenas inteligentes podría perderse por completo.

En este trabajo se pretende, analizar las propiedades de modelado y simulación de un arreglo lineal uniforme de antenas, de los modelos espaciales de canal radio para entornos dispersivos, de los parámetros de dispersión del canal, y de algoritmos de estimación del parámetro DOA basados en eigenestructuras.

I.4 OBJETIVO DE LA TESIS

Considerando un entorno dispersivo macrocelular en un sistema de comunicaciones móviles y un arreglo lineal uniforme de antenas, el objetivo de esta tesis es la optimización en la estimación de la dirección de arribo (DOA), en términos de precisión y separabilidad espacial, mediante la aplicación de métodos basados en estructuras de valor propio. Los objetivos particulares a desarrollar son:

- ◆ Investigación del estado del arte de antenas inteligentes dentro del contexto de sistemas móviles de tercera generación.
- ◆ Caracterización espacial de un entorno dispersivo macrocelular, mediante el modelado y simulación de los parámetros estadísticos de tiempo y ángulo de arribo de las componentes multitrayectoria, aplicando el modelo circular de dispersores.
- ◆ Investigación de las principales estructuras de arreglos de antenas y su aplicación en antenas inteligentes.
- ◆ Análisis, modelado y simulación del patrón de radiación de un arreglo lineal uniforme de antenas.

- ◆ En base al modelo circular de dispersores para un entorno macrocelular, diseñar un algoritmo de estimación del parámetro DOA basado en eigenestructuras, tal como MUSIC (Multiple Signal Classification).

- ◆ Optimización en la estimación de la dirección de arribo en un entorno dispersivo macrocelular, en términos de precisión y separabilidad espacial. Especialmente, en aquellos casos en los que las fuentes activas no cumplen con un nivel mínimo de aislamiento.

I.5 ORGANIZACIÓN DEL TRABAJO

Este trabajo consta de ocho capítulos y una sección de apéndices, en los cuales se describen los siguientes tópicos:

En el capítulo II, “**Sistemas de Antenas Inteligentes**”, se proporciona una perspectiva general del estado del arte de la tecnología de antenas inteligentes, aplicada a sistemas de comunicaciones móviles celulares. Se describen los diferentes tipos de antenas inteligentes, sus ventajas y desventajas, así como los requerimientos necesarios para su instrumentación en un sistema de comunicaciones móviles.

En el capítulo III, “**Caracterización del Canal Radio**”, se describe el modelo circular de dispersores de un solo salto, aplicado a entornos macrocelulares. Se realiza el proceso de modelado y simulación de los parámetros de tiempo y ángulo de arribo de las

componentes multitrayectoria presentes en el canal, por medio de funciones de densidad de probabilidad. A partir de estos procesos, se obtienen los parámetros estadísticos que definen el comportamiento de las componentes multitrayectoria.

En el capítulo IV, “**Parámetros de Dispersión del Canal Radio**”, se realiza el análisis del efecto de la dispersión angular, la dispersión temporal y la dispersión por efecto Doppler en un entorno urbano densamente poblado. Se realiza el proceso de modelado y simulación de la dispersión temporal y de la dispersión angular, de los cuales se obtienen los valores típicos en un entorno macrocelular. Además, se analiza su efecto considerando la distancia de separación entre la EB y el TM, así como el radio de la región dispersora y el número de multitrayectorias. Finalmente, se realiza el análisis del efecto Doppler en las señales recibidas en el TM, empleando antenas direccionales en la EB.

En el capítulo V, “**Arreglos de Antenas**”, se presentan los parámetros básicos y fundamentos de un arreglo de antenas. Se estudian las configuraciones geométricas más comunes y se obtienen las respuestas de ganancia y fase de un arreglo lineal uniforme de antenas. También se analiza el comportamiento del patrón de radiación del arreglo, al variar no sólo el número de elementos, sino también la distancia de separación entre ellos.

En el capítulo VI, “**Estimación de la Dirección de Arribo**”, se describen los fundamentos y propiedades en la determinación de la dirección de arribo. También se proporciona una descripción general de los diferentes métodos de estimación del parámetro

DOA. Posteriormente, se realiza el proceso de modelado y simulación de la estimación de la dirección de arribo en un entorno dispersivo macrocelular, empleando el algoritmo MUSIC. Por último, se presenta un análisis detallado de los alcances y limitaciones de este algoritmo en términos de precisión y separabilidad espacial.

En el capítulo VII, “**Optimización en la Estimación de la Dirección de Arribo**”, se realiza el proceso de modelado y simulación en la estimación de la dirección de arribo, mediante un algoritmo alternativo del parámetro DOA, también basado en eigenestructuras denominado Root MUSIC. En este algoritmo, la determinación de la dirección de arribo se lleva a cabo, al obtener las raíces de un polinomio generado a partir del subespacio de ruido de la matriz de información espacial. Este capítulo constituye la principal aportación de este trabajo de tesis, ya que representa la optimización del parámetro DOA en un entorno dispersivo macrocelular, en términos de precisión y separabilidad espacial. En particular, en aquellos casos en los que el algoritmo MUSIC, no es capaz de ubicar en el espectro espacial, a dos o más usuarios que se encuentran muy próximos entre sí.

En el capítulo VIII, “**Conclusiones y Aportaciones**”, se presentan las conclusiones más importantes, y las principales aportaciones de este proyecto de tesis.

Al final de esta tesis, se anexan varios **Apéndices** en los que se incluye de manera desarrollada, el procedimiento analítico necesario para la deducción matemática de algunas de las expresiones cerradas utilizadas en este trabajo.

CAPITULO II



*SISTEMAS DE ANTENAS
INTELIGENTES*

II. SISTEMAS DE ANTENAS INTELIGENTES

II.1 INTRODUCCIÓN

Durante los últimos años, el continuo crecimiento en el número de usuarios en los sistemas de comunicaciones móviles, ha llevado a la necesidad de buscar alternativas para incrementar su capacidad. Con la aparición inminente del estándar UMTS y la implantación de nuevos servicios de 3G que requerirán altas tasas de transmisión, se hace imprescindible pensar en el uso de técnicas que permitan aumentar la capacidad del sistema hasta un nivel tan alto, como sea posible.

En este aspecto, se ha planteado como una buena solución el uso de antenas inteligentes. El empleo de esta novedosa tecnología permitirá no sólo incrementar la capacidad del sistema, sino también mejorar la calidad de la señal, obtener un mayor alcance, aumento del nivel de seguridad, e incluso, la introducción de nuevos servicios aprovechando las características particulares de este tipo de antenas.

En los sistemas de comunicaciones móviles celulares que operan en la actualidad, las antenas de las estaciones base convencionales, son generalmente antenas omnidireccionales, o bien antenas sectoriales. Esto representa un gran derroche de recursos, puesto que la mayor parte de la potencia de la señal transmitida irradia en direcciones diferentes a la dirección en la que se encuentra el usuario de interés. Además, la potencia radiada en toda la célula se convierte en interferencia para los demás usuarios activos

ubicados dentro de esa misma célula. Al mismo tiempo, esos usuarios provocan interferencia hacia la estación base. Los sistemas de antenas inteligentes reducen este efecto indeseable al generar patrones de radiación/recepción sólo en la dirección deseada. Sin embargo, la introducción de antenas inteligentes implicará realizar algunos cambios en la planificación y desarrollo de la red, sin contar además, con el aumento de la complejidad tanto de los transceptores como de la gestión de recursos radioeléctricos y movilidad de los usuarios.

En este capítulo se proporciona una visión general del estado del arte de la tecnología de antenas inteligentes aplicada a sistemas de comunicaciones móviles celulares. También se presenta un análisis de los diferentes tipos de antenas inteligentes, su conformación, sus ventajas y desventajas, así como los requerimientos para su instrumentación en un sistema de comunicaciones móviles celulares.

II.2 ANTENAS INTELIGENTES

Un sistema de antenas inteligentes está compuesto por un arreglo de antenas y el procesamiento ligado a éste, para identificar la posición de cada usuario dentro del entorno celular. Además, permite establecer un constante filtraje espacial entre usuarios, al dirigir patrones de radiación/recepción a cada uno de ellos, aún cuando éstos empleen la misma banda de frecuencias y ocupen la misma ranura de tiempo [Kohno, 1998]. La salida de dicho arreglo se obtiene mediante una combinación apropiada de la respuesta de cada uno de los elementos individuales (sensores) que conforman el arreglo de antenas.

Un arreglo de antenas inteligentes también se conoce como una antena de software, ya que puede formar el patrón de antena deseado y controlarlo adaptativamente si un conjunto apropiado de pesos es proporcionado y actualizado mediante software.

Un sistema de antenas inteligentes consiste de M elementos de antena, cuyas señales son procesadas en forma adaptativa para explotar la dimensión espacial del canal de comunicaciones. En el caso más simple, las señales recibidas en los diferentes elementos de antena, son multiplicadas por pesos complejos y posteriormente son combinadas en forma adecuada; los pesos complejos son seleccionados en forma adaptativa. La respuesta de los M elementos de antena debe ser combinada para adaptarse al canal actual y a las características del usuario. La asignación de pesos complejos se convierte entonces en la parte “inteligente” de un sistema de antenas inteligentes. En la figura 1 se muestra el diagrama de bloques básico de un sistema de antenas inteligentes.

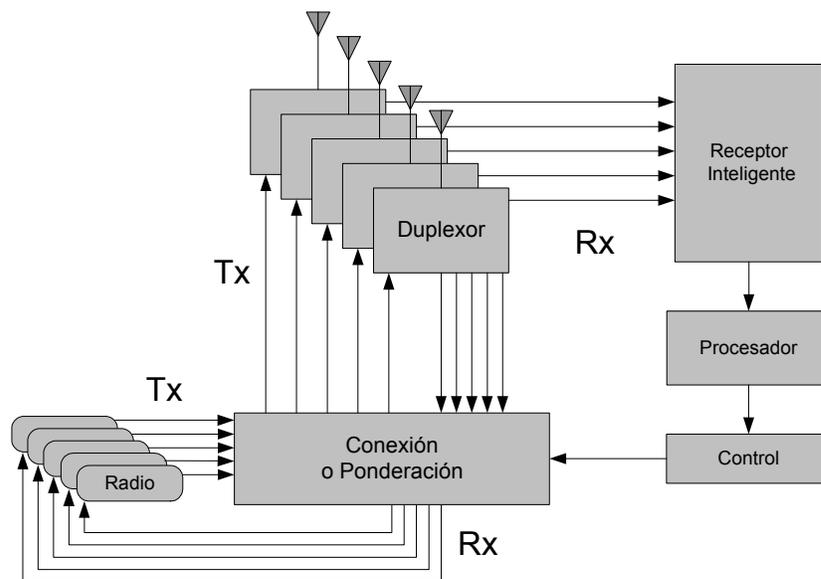


Figura 1. Configuración esquemática de un sistema de antenas inteligentes.

De acuerdo a la figura anterior, un sistema de antenas inteligentes consiste de un cierto número de elementos radiantes dispuestos en una configuración geométrica específica, una red de combinación/división y una unidad de control.

La unidad de control constituye el bloque inteligente del sistema, y está constituido generalmente por un procesador digital de señales (DSP), cuya señal de entrada, proviene de un receptor inteligente y cuya salida alimenta a un controlador de antena. El procesador controla los parámetros de alimentación de la antena, basado en las diferentes entradas con el objeto de optimizar el enlace de comunicaciones [Perini, 2001].

Dependiendo del tipo de sistema de antenas inteligentes, se pueden usar diferentes criterios de optimización para ajustar en forma automática los patrones de radiación/recepción. Un arreglo de antenas inteligentes también puede considerarse como un filtro adaptativo en los dominios del espacio y del tiempo para los sistemas de comunicaciones inalámbricas.

Al combinar múltiples elementos de antena con capacidad de procesamiento de señales, un sistema de antenas inteligentes es capaz de optimizar su patrón de radiación y/o recepción en respuesta al escenario celular. Dicho de otra manera, un sistema de antenas inteligentes puede cambiar automáticamente la orientación de su patrón de radiación en respuesta al entorno de la señal, como puede observarse en la figura 2.

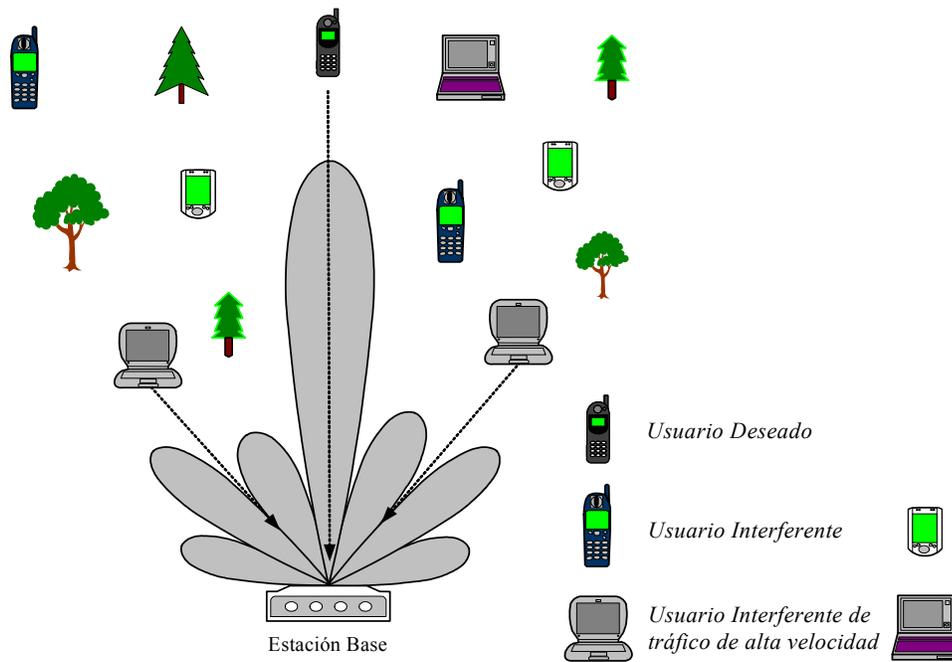


Figura 2. Patrón de radiación de un sistema de antenas inteligentes en un sistema UMTS multi-servicio con usuarios de tráfico de baja velocidad e interferentes de tráfico de alta velocidad.

En la figura 2 se muestra el funcionamiento típico de un sistema de antenas inteligentes. La estación base brinda servicio a usuarios de tráfico de baja y alta velocidad. Sin antenas inteligentes en la estación base, los usuarios de tráfico de alta velocidad (tráfico heterogéneo y servicios multimedia) interfieren considerablemente con el usuario deseado más distante, el cual tiene que transmitir con una mayor potencia para cumplir con los requerimientos mínimos de potencia del receptor. Empleando antenas inteligentes en la estación base, se generan haces de radiación altamente directivos en dirección del usuario de interés, y nulos en dirección de los posibles interferentes. Esto reduce de forma sustancial la interferencia producida por otros usuarios que están siendo atendidos simultáneamente por la misma estación base [Symena, 2000].

Los sistemas de antenas inteligentes pueden ser empleados para conseguir diversos beneficios, el más importante de ellos: incrementar la capacidad del sistema. Esto permitirá ofrecer un servicio a un mayor número de usuarios por estación base, con lo cual se incrementarán los ingresos de los operadores de telefonía celular y se brindará a los usuarios un mejor servicio con una menor probabilidad de llamadas bloqueadas o caídas.

La capacidad de un sistema de comunicaciones móviles también se puede definir como la tasa binaria que puede ofrecerse en el ancho de banda disponible en una área geográfica determinada [Lehne y Petersen, 1999]. Sin embargo, la capacidad no es la única limitación inherente a los sistemas de comunicaciones móviles como UMTS, ya que también se pueden destacar las siguientes [Salas y Pizarroso, 1998]:

- ◆ *El desvanecimiento multitrayectoria*, que degrada las prestaciones del canal de comunicaciones, aunque su efecto no es tan significativo en sistemas de banda ancha como UMTS, debido a que el desvanecimiento selectivo en frecuencia es menor.

- ◆ *La interferencia de canal adyacente*, que empeora la relación C/I ¹ de la señal recibida, lo que afecta directamente el funcionamiento del sistema. Este efecto es mucho más pronunciado en sistemas CDMA, ya que la relación C/I está directamente relacionada con el grado de cobertura de la estación base. Además, en los sistemas CDMA, el nivel de interferencia

¹ La relación portadora-interferencia (C/I) es una medida de la intensidad relativa de la señal deseada (portadora) con respecto a las demás señales existentes en el entorno (interferentes).

procedente de otros usuarios es mucho mayor debido a que los códigos de mezclado no son exactamente ortogonales entre sí.

- ◆ *La dispersión temporal de la señal recibida*, debida a distintos retardos por la propagación multitrayectoria y que provoca un aumento de la interferencia entre símbolos del mismo usuario.

Estas tres limitaciones, sin embargo, tienen su origen en el hecho de que, en estos sistemas, los canales de tráfico se transmiten a través de antenas omnidireccionales (o bien sectorizadas), a pesar de su carácter eminentemente punto a punto. Por este motivo, se está emitiendo una señal a usuarios no deseados (lo que da lugar a la aparición de interferencias) y, a su vez, se reciben señales de diversas fuentes (de otros usuarios y de las componentes multitrayectoria).

II.3 TIPOS DE ANTENAS INTELIGENTES

El objetivo fundamental que se busca en el diseño de un sistema de antenas inteligentes, es la capacidad de seleccionar espacialmente a los distintos usuarios. Para ello, existen diversas formas de instrumentar un sistema con esta capacidad:

- ★ *Antenas de Haz Conmutado.*
- ★ *Antenas de Haz de Seguimiento.*
- ★ *Antenas de Haz Adaptativo.*

La técnica de *haz conmutado* (o *multi-haz*) es la más simple. El sistema de antenas genera varios haces fijos, cada uno de ellos apuntando en una dirección distinta, de modo que entre todos se da cobertura a la zona deseada (un sector o una celda). La inteligencia del sistema se encarga de seleccionar el haz que proporcione el mejor servicio a cada usuario en particular, en función de algún parámetro de control (mayor nivel de potencia recibida, mejor SNR o mejor C/I). 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 reducidas notablemente.

Una de las ventajas sobre los sistemas de antenas sectorizados de 120° , es que requieren de un menor nivel de potencia de transmisión, esto gracias a la directividad mejorada con anchos de haz más angostos, típicamente de 15° a 30° . Además, no existe la necesidad de realizar un proceso de señalización de traspasos entre haces de la misma celda, debido a que se emplea el mismo bloque receptor [Martínez *et al.*, 2001].

Una versión más avanzada de esta técnica consistiría en seleccionar con un haz la señal deseada, y con otros algunas de sus componentes multitrayectoria, de forma que puedan procesarse todas con un receptor Rake². En la figura 3 se muestra un esquema del funcionamiento de esta técnica.

² Un receptor Rake está compuesto por varias ramas que le permiten captar separadamente, la energía proveniente de las distintas trayectorias de propagación y combinarlas constructivamente para formar una señal más reforzada.

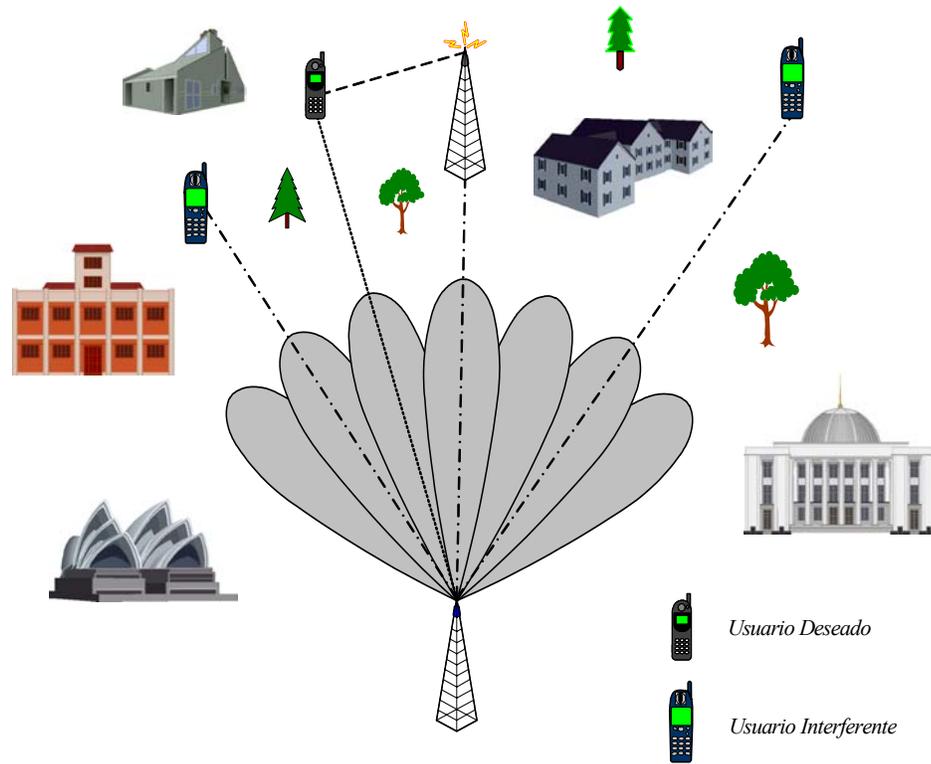


Figura 3. Instrumentación de un sistema de antena de haz conmutado en un entorno celular, bajo la presencia de elementos interferentes.

La técnica de *haz de seguimiento* es más compleja que la de haz conmutado, requiere del uso de un arreglo progresivo; es decir, un arreglo en el que se pueden controlar electrónicamente las fases con las que se alimentan los distintos elementos, de modo que pueda modificarse a voluntad, la dirección en la que apunta el lóbulo principal de la antena. A su vez, es necesario utilizar algún algoritmo de estimación de la dirección de arribo, de modo que el haz pueda reorientarse dinámicamente para apuntar al usuario deseado. En la figura 4 se muestra un esquema del funcionamiento de esta técnica.

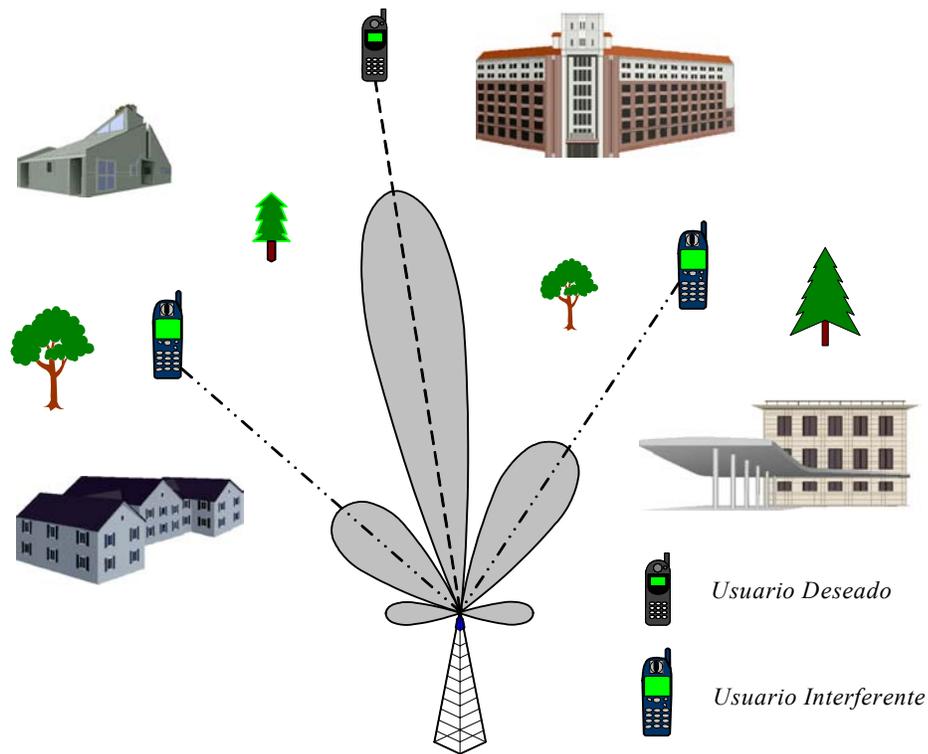


Figura 4. Instrumentación de un sistema de antena de haz de seguimiento en un entorno celular, bajo la presencia de elementos interferentes.

Con esta técnica se puede garantizar que el usuario se encuentre dentro de la zona de radiación del lóbulo principal en cualquier instante de tiempo y con una ganancia máxima, dentro de las limitaciones de los algoritmos que se empleen. Sin embargo, tampoco puede evitarse que las interferencias afecten el rendimiento del sistema, esto debido a la presencia de lóbulos secundarios en el patrón de radiación del arreglo. Para aprovechar las señales multitrayectoria sería necesario detectar y captar con otros haces dichas componentes, para posteriormente procesarlas con un receptor Rake.

La técnica de *haz adaptativo* representa el máximo nivel de inteligencia con que se podría dotar al sistema. En este caso, la salida de cada elemento del arreglo se pondera con un factor de peso cuyo valor se asigna dinámicamente, de modo que se conforma el diagrama de radiación para maximizar algún parámetro de la señal, como por ejemplo la relación señal a ruido más interferencia (SINR).

Este sistema es capaz de modificar su patrón de respuesta en los dominios del tiempo, espacio y frecuencia, por medio de un control de pesos complejos y de un control interno de retroalimentación. De esta forma, el diagrama sintetizado presentará un lóbulo principal en la dirección del usuario deseado, lóbulos secundarios en las direcciones de las componentes multitrayectoria (si se quieren procesar con un receptor Rake) y mínimos (e incluso nulos) de radiación en las direcciones de las fuentes de interferencia.

No siempre será posible eliminar a todos los posibles interferentes, ya que el número de fuentes interferentes que se pueden suprimir está directamente relacionado con el número de elementos de antena. Con M elementos de antena, se pueden cancelar $M-1$ interferentes; además, el arreglo proporciona un aumento M en la ganancia de la antena, más una ganancia en diversidad en contra del desvanecimiento multitrayectoria [Monzingo y Miller, 1980].

Esta técnica requiere el uso de algoritmos muy complejos tanto para la detección de las señales deseadas e interferentes, como para la optimización de los pesos que conforman

el haz. Estos algoritmos generalmente requieren de una gran carga computacional ya que deben procesarse en tiempo real, por lo que su aplicación representa un verdadero reto. En la figura 5 se muestra un esquema del funcionamiento de un sistema de antenas de haz adaptativo en un entorno celular.

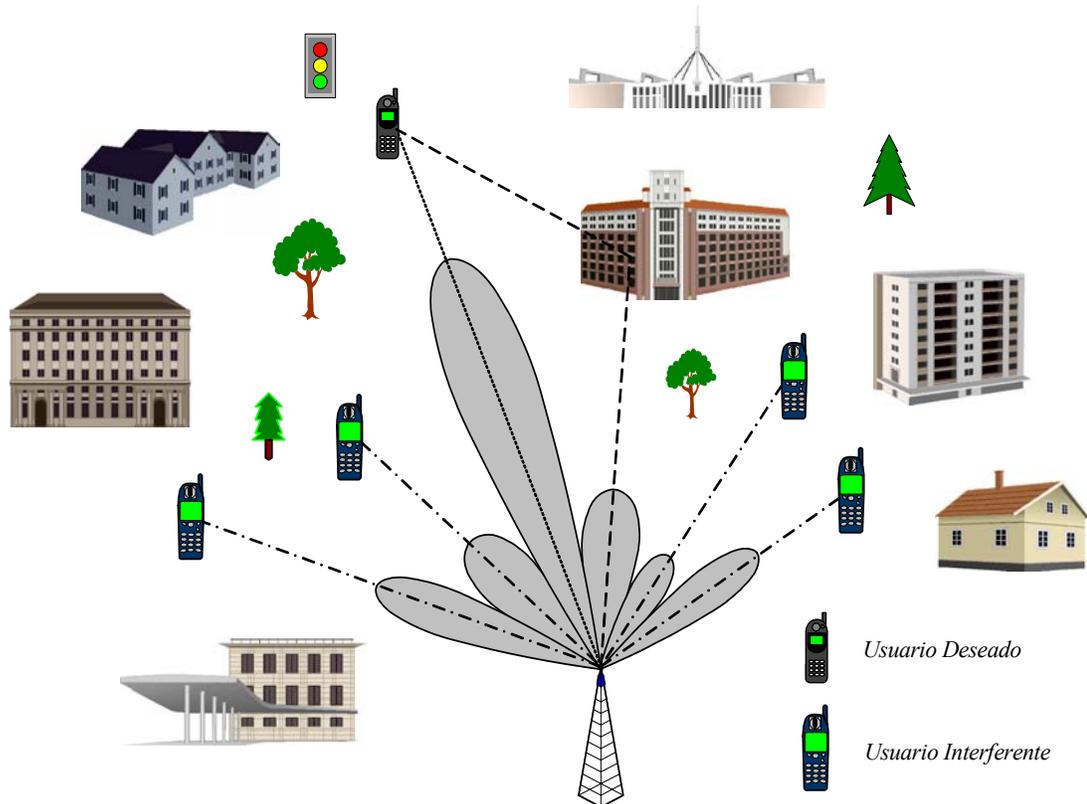


Figura 5. Instrumentación de un sistema de antena de haz adaptativo en un entorno celular, bajo la presencia de elementos interferentes.

En el sistema de antenas de haz adaptativo, la ganancia y la fase de las señales inducidas en cada uno de los sensores son modificadas después del proceso de combinación, permitiendo de esta manera el ajuste dinámico de la ganancia del arreglo de antenas.

Además, la estación base cuenta con un registro de los vectores de pesos y de un mapa de conversiones, el cual indica el vector de peso más apropiado basándose en la información obtenida mediante las técnicas de estimación del DOA. La estación base determina el vector de pesos tanto para el modo de transmisión, como para el modo de recepción.

Debido a las grandes ventajas que representa el uso de este tipo de antenas en un sistema de comunicaciones inalámbricas, en este trabajo de tesis se emplearán los arreglos de antenas adaptativas aplicados a sistemas de comunicaciones móviles celulares, con lo cual será posible dotar al sistema con el máximo nivel de inteligencia. En la siguiente sección se presenta un análisis de las partes fundamentales que constituyen a un sistema de antenas inteligentes (adaptativas).

II.4 CONFORMACIÓN DE UN SISTEMA DE ANTENAS INTELIGENTES

Un sistema de antenas inteligentes contempla el conocimiento del entorno de dispersión, la geometría del arreglo de antenas y el procesamiento digital para establecer un constante filtraje espacial entre usuarios. De esta forma, un sistema de antenas inteligentes o adaptativas se encuentra conformado por cuatro procesos fundamentales:

- ***Caracterización espacial del canal radio.***
- ***Arreglo de antenas.***
- ***DOA.***
- ***Conformación de haz.***

La *caracterización espacial del canal radio* representa un factor de fundamental importancia dentro del contexto de los sistemas de antenas inteligentes, ya que a partir del conocimiento de parámetros estadísticos como el tiempo y ángulo de arribo de las componentes multitrayectoria (TOA y AOA respectivamente), así como de los parámetros de dispersión del canal, es posible caracterizar a los dispersores que se encuentran dentro del escenario celular. Para este propósito, el modelo de canal empleado deberá ser representado tanto en el dominio del tiempo como en el dominio del espacio.

Los modelos clásicos de canal radio sólo proporcionaban información acerca de los niveles de distribución de potencia y desplazamiento Doppler de las señales recibidas. Estos modelos tenían su aplicación en los orígenes de los sistemas celulares, cuando las técnicas de modulación digital aún no estaban disponibles. Además, para evaluar las prestaciones de los receptores de banda angosta de un solo sensor, bastaba con sólo considerar la potencia de la señal recibida y/o la distribución de amplitud variante en el tiempo del canal (desvanecimiento). Sin embargo, para los arreglos multisensores de banda ancha emergentes, además del nivel de potencia de la señal, se requiere de información adicional como: la dispersión angular, la dispersión temporal, la dispersión por desplazamiento Doppler, el AOA y el TOA de las multitrayectorias presentes en el canal.

Los modelos espaciales de canal radio modernos proporcionan estos parámetros adicionales. En los capítulos III y IV de esta tesis se realiza un análisis detallado de estos parámetros, así como de sus efectos en las propiedades espaciales del canal radio.

El *arreglo de antenas* por su parte, también desempeña un papel muy importante, ya que a través del muestreo espacio-temporal realizado por el arreglo de antenas, es posible captar una muestra representativa del entorno espacial. Explotando la diversidad espacial, las señales recibidas por los diferentes sensores son adecuadamente ponderadas por bloques de pesos complejos y posteriormente combinadas entre sí para obtener una máxima relación señal a ruido. En el capítulo V se presenta un análisis más profundo sobre arreglos de antenas aplicados a sistemas de antenas inteligentes.

Una vez que se han caracterizado los dispersores y se ha obtenido un conjunto de datos mediante el arreglo de antenas, es necesario aplicar un modelo de datos preciso que permita el adecuado procesamiento de los datos generados. Esta etapa corresponde a la *estimación de la dirección de arribo* (DOA).

Mediante la aplicación de algoritmos de estimación del parámetro DOA, es posible obtener información de la posición angular de las fuentes activas, así como de los potenciales interferentes dentro del entorno celular. Esto constituye el principal objetivo e interés de este proyecto de tesis. Además, el DOA representa la etapa inicial del proceso de conformación digital de haz, ya que indica la dirección en la que se encuentra la fuente de interés, hacia donde debe dirigirse el lóbulo principal del patrón de radiación. Además, a través de la información proporcionada por el DOA, es posible determinar la posición angular de aquellos usuarios considerados como interferentes, hacia los cuales deben dirigirse los nulos del patrón de radiación.

En los capítulos VI y VII se presenta un análisis más profundo del parámetro DOA dentro del contexto de los sistemas inteligentes y su repercusión en las prestaciones de un sistema de comunicaciones inalámbricas, en términos de precisión y separabilidad espacial.

La etapa de *conformación digital de haz* o *digital beamforming* (DBF), se refiere a la estructura de procesamiento que acepta señales digitales provenientes de múltiples sensores, colocados en un arreglo de antenas y que efectúa un procesamiento espacial en ellos. Beamforming es otra forma de nombrar al filtraje espacial, donde un arreglo de sensores junto con un apropiado procesamiento digital de señales, puede ya sea dirigir o bien bloquear la radiación o recepción de señales en una dirección angular específica. El proceso de modelado y simulación de técnicas de conformación de haz va más allá del alcance de este trabajo de tesis, por lo cual sólo se presenta una breve descripción de este importante proceso, dentro del contexto de sistemas de antenas inteligentes.

II.5 VENTAJAS DE LOS SISTEMAS DE ANTENAS INTELIGENTES

La característica particular de los arreglos de antenas inteligentes de tener haces de radiación altamente directivos (es decir, mayor ganancia y mayor selectividad angular), representa las siguientes ventajas [Godara, 1997]:

- **Incremento de la zona de cobertura.** Dado que la ganancia es mayor que en el caso de antenas omnidireccionales o sectorizadas, para igual potencia transmitida, la señal se podría recibir a una mayor distancia. Este hecho podría

permitir la reducción del número de EB necesarias para cubrir una zona, siempre y cuando el tráfico no sea un factor limitante.

➔ **Reducción de la potencia transmitida.** La mayor ganancia de la antena permitirá incrementar la sensibilidad de la EB, por lo que los móviles podrán transmitir con menor potencia, ahorrando batería. De igual manera, gracias a la ganancia del arreglo, es posible que la EB transmita con igual potencia efectiva, pese a que cada elemento que conforma dicho arreglo esté radiando a una potencia muy inferior. Esto permitiría el uso de amplificadores de potencia más económicos. Además, a menor potencia de transmisión requerida por la estación base por enlace descendente, mayor será el número de usuarios que puedan ser atendidos. Esto quiere decir que, los sistemas de antenas inteligentes pueden incrementar la capacidad de las redes UMTS para ambos enlaces.

➔ **Reducción de la propagación multitrayectoria.** Debido a la menor dispersión angular de la potencia radiada por la EB, se reducirá el número de trayectorias múltiples que arribarán al terminal móvil, con lo cual se mejorarían las características de dispersión del retardo del canal. Esto permitiría la transmisión de datos a tasas mayores. En caso del enlace ascendente, la antena inteligente de la EB podría discriminar las componentes multitrayectoria de la señal recibida desde el móvil, o incluso explotarlas.

➤ **Reducción del nivel de interferencia.** La mejor selectividad espacial de la antena permitirá a la EB discriminar las señales de usuarios interferentes en favor del usuario de interés (en el caso del enlace ascendente), y también reducir el nivel de potencia transmitida en las direcciones de esos otros usuarios (en el caso del enlace descendente). De cualquier forma, se conseguiría aumentar la relación C/I, lo cual tiene dos repercusiones fundamentales:

1. *Una mejora en la relación C/I implica directamente una mejora en la tasa de error (BER), lo cual produce un incremento en la calidad de servicio (QoS).*
2. *La reducción de la C/I puede explotarse directamente (mediante técnicas de multiplexaje espacial) o indirectamente (realizando un plan de frecuencias más ajustado, como en el caso de GSM³) para aumentar la capacidad del sistema.*

➤ **Mejora de la seguridad.** Gracias a que la transmisión entre la EB y el TM es direccional, no será posible que un equipo ajeno intercepte la comunicación, a menos que se sitúe en la misma dirección del patrón de radiación de la antena. Además, sería posible la localización precisa de usuarios que estuvieran realizando un uso fraudulento de los servicios ofertados por la red.

³ Global System for Mobile Communications.

- **Introducción de nuevos servicios.** Dado que la red podría tener acceso a la ubicación espacial de los móviles, es posible pensar en servicios como radiolocalización en llamadas de emergencia, tarificación geográfica, publicidad de servicios cercanos, información de lugares turísticos, etcétera.

II.6 DESVENTAJAS DE LOS SISTEMAS DE ANTENAS INTELIGENTES

A pesar de las ventajas antes mencionadas, la instrumentación de un sistema de antenas inteligentes en una red de comunicaciones móviles celulares tiene algunos inconvenientes, como los que se detallan a continuación [Moreno y Franco, 2001]:

- **Mayor complejidad de los transceptores.** En comparación a los sistemas de antenas convencionales, los sistemas de antenas inteligentes son mucho más complejos y difíciles de diseñar. En este caso, será necesaria una cadena de transmisión/recepción independiente para cada elemento del arreglo, y todas ellas deberán estar balanceadas y calibradas en tiempo real. Además, es imprescindible el uso de potentes procesadores para ejecutar los algoritmos de optimización, conformación de haz, estimación de la dirección de arribo, etc.
- **Mayor complejidad de los procedimientos de gestión.** El hecho de que exista un haz de radiación enfocado hacia cada usuario implica que algunas funciones de red deben revisarse, en particular, aquellas que afectan la gestión de recursos de radio y la gestión de movilidad.

- ➔ **Cambios en los métodos de planificación.** La introducción de un sistema de antenas inteligentes, requiere tener muy en cuenta sus características al momento de realizar la planificación de la red celular. Especialmente en términos de alcance, eliminación de fuentes de interferencia y seguimiento angular de los usuarios.

II.7 INSTRUMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE ANTENAS INTELIGENTES EN UNA RED DE COMUNICACIONES MÓVILES

Una vez conocidos los tipos de antenas inteligentes existentes, sus ventajas y desventajas, es necesario estudiar los modos de introducción de esta tecnología en una red de comunicaciones móviles. Existen tres formas de aplicarla, en función del grado de aprovechamiento de la selectividad espacial que ofrecen [Chryssomalis, 2000]:

1. **Receptor de alta sensibilidad (HSR).** Esta configuración consiste en utilizar antenas inteligentes sólo en el enlace ascendente. De esta forma, gracias a la mayor directividad de la antena, se consigue mejorar la sensibilidad global de la cadena de recepción de la estación base. Esto representa varias ventajas:
 - ❖ En primer lugar, al mejorar la sensibilidad en el enlace ascendente, aumentará la extensión de la zona de cobertura. Esta mejora podría llegar a ser tan grande, como para que fuera el enlace descendente el más restrictivo al momento de calcular la cobertura de una estación base.

- ❖ En segundo lugar, la mayor ganancia de la antena significa también que los móviles más cercanos podrían emitir con menor potencia, manteniendo la calidad del enlace, y un consiguiente ahorro de baterías.
- ❖ Por último, se lograría una mejora de la relación C/I, lo que implicaría menores tasas de error y una mejor calidad del enlace. Sin embargo, esta mejora no podría emplearse para incrementar la capacidad de un sistema CDMA, ya que dicha mejora sólo está presente en el enlace ascendente y no en el enlace descendente.

2. ***Rechazo a interferentes mediante filtraje espacial (SFIR)***. En esta configuración se emplean antenas inteligentes tanto en el enlace ascendente como en el descendente, con lo cual se consigue aprovechar la mejora por selectividad espacial en ambas direcciones. En este caso, la mejora que se experimenta en la C/I, además de reducir el BER del sistema, puede ser explotada directamente para aumentar la capacidad de un sistema CDMA como es UMTS. Esto también podría lograrse en un sistema GSM en forma indirecta, si se hace un plan de frecuencias más ajustado: al ser menor la distancia de reutilización, puede aumentar el número de portadoras por estación base.

3. ***Acceso múltiple por división espacial (SDMA)***. Esta es la configuración más compleja, pues consiste en aprovechar al máximo las propiedades de selectividad

espacial de las antenas de ambos enlaces para ubicar simultáneamente a varios usuarios en el mismo canal. Esto quiere decir, que podría haber varios usuarios utilizando al mismo tiempo la misma frecuencia y el mismo código (o la misma ranura de tiempo en GSM), siendo discriminados únicamente por su posición angular respecto de la estación base. En este caso, el aumento en la capacidad se produce en forma directa, debido a que se añade una nueva dimensión para la gestión del espectro.

II.8 ANTENAS INTELIGENTES PARA REDES DE 1ERA., 2DA. Y 3ERA. GENERACIÓN

Los sistemas de antenas inteligentes en cualquiera de sus variantes (haz conmutado, haz de seguimiento o haz adaptativo) ofrecen una mejora sustancial en las prestaciones y en la capacidad del sistema. El grado en el cual estas técnicas representan un beneficio, y la forma en la cual un sistema de antenas es instrumentado, depende del estándar de la interfaz aérea y de las condiciones del canal.

II.8.1 REDES DE PRIMERA GENERACIÓN

Los sistemas celulares de primera generación (1G) están basados en técnicas de modulación analógica y en el esquema de acceso múltiple por división en frecuencia, FDMA. Estos sistemas presentan un rendimiento espectral y un nivel de calidad muy pobre. Sin embargo, la instrumentación de arreglos de antenas adaptativas o de haz conmutado puede incrementar significativamente la capacidad celular, mejorar la calidad de la señal y reducir el nivel de potencia mínimo requerido para la

transmisión, en sistemas de primera generación como AMPS (Sistema de Telefonía Móvil Avanzada) [Jabbari, 1994].

II.8.2 REDES DE SEGUNDA GENERACIÓN

En los sistemas de segunda generación se introdujeron las técnicas de modulación digital. Además, el empleo de técnicas de codificación de canal y ranurización para usuarios móviles que comparten el mismo espectro de frecuencias, ha representado un incremento en la capacidad del sistema. Los principales estándares en operación en la actualidad son los siguientes:

- ❖ ***GSM.***
- ❖ ***TDMA IS-136.***
- ❖ ***CDMA IS-95.***

El sistema ***GSM*** (Sistema Global de Comunicaciones móviles) es un sistema de comunicaciones celulares digitales basado en tecnología TDMA de banda estrecha. GSM incorpora varias características y servicios avanzados, incluyendo compatibilidad con la red digital de servicios integrados (RDSI) y roaming internacional. Este estándar trabaja con una combinación de FDMA y TDMA para conseguir los requeridos 124 pares de portadoras radio de 200 KHz, cada una de las cuales puede manejar 8 canales por medio de TDMA, con 8 ranuras de tiempo (0.557 ms). Esto se refiere a que, aunque una portadora da servicio a 8 canales en un instante de tiempo dado, sólo uno de esos canales estará utilizando el ancho de banda disponible [Mendoza *et al.*, 2002].

Las estaciones base del sistema GSM requieren de la transmisión continua de un canal de control hacia todos los usuarios. Sin embargo, a una razón típica de desvanecimiento, el canal no cambia tan significativamente de una ranura de tiempo a otra, por lo cual, el ecualizador y los pesos adaptativos pueden ser ajustados una sola vez por trama. Esto hace posible el uso de antenas de haz conmutado en sistemas GSM [Villier *et al.*, 1998].

En el estudio de la aplicación de arreglos de antenas adaptativas en redes GSM, el procesamiento adaptativo es dividido en dos etapas considerando dos secciones diferentes de datos por ranura: la sección correspondiente a la secuencia de entrenamiento y la sección de los datos del usuario. Al emplear la secuencia de entrenamiento como señal de referencia, se obtienen los pesos adaptativos óptimos mediante el método de mínimos cuadrados (LMS). Debido a las condiciones rápidamente cambiantes del canal, estos vectores de pesos podrían no ser óptimos, por lo que los vectores de pesos podrían estar siendo ajustados durante el período de datos del usuario. Esta técnica ha demostrado un alto nivel de efectividad en la supresión de interferentes.

El sistema ***TDMA IS-136*** divide el espectro de frecuencias disponible en un conjunto de canales, empleando un conjunto por célula y reuso de frecuencia. Este sistema emplea típicamente una frecuencia de reuso de 7 y permite ubicar a 3 usuarios por canal. La capacidad del sistema se encuentra limitada por algunos interferentes de canal

adyacente dominantes. Este nivel de interferencia puede reducirse con un incremento en la frecuencia de reuso a 21, lo cual podría conseguirse al emplear 3 sectores por célula.

El empleo de arreglos de antenas adaptativas en la EB en sistemas TDMA puede duplicar la capacidad del sistema e incluso incrementar el nivel de alcance hasta en un 70% [Garg y Huntington, 1997]. En estos sistemas se emplean 14 símbolos de sincronización para determinar los pesos adaptativos.

Sin embargo, en un sistema TDMA IS-136 se requiere de un enlace descendente continuo para los tres usuarios que ocupan el canal. En otras palabras, el patrón de haz y la potencia transmitida deben ser los mismos para todas las ranuras de tiempo, es decir, para cada usuario. Esto restringe el uso de antenas adaptativas en el enlace descendente. El empleo de antenas multi-haz o de haz conmutado en el enlace ascendente puede reducir la probabilidad de que el interferente se encuentre ubicado en el mismo haz que el usuario de interés, incrementando con ello la capacidad global del sistema al mejorar la SINR y la C/I.

El sistema *CDMA IS-95* es un esquema de espectro expandido por secuencia directa que emplea un código diferente para cada usuario. Estos códigos son secuencias pseudo aleatorias que expanden el espectro sobre un ancho de banda mayor que el de la señal en banda base, reduciendo en forma simultánea la densidad espectral de la señal. Cada dispositivo que utiliza CDMA está programado con un pseudo código, el cual es usado para extender una señal de baja potencia sobre un espectro de frecuencias amplio.

La estación base utiliza el mismo código en forma invertida para captar y reconstruir la señal original. El resto de los códigos permanecen extendidos, indistinguibles del ruido de fondo del canal.

En un sistema CDMA, múltiples usuarios comparten el mismo espectro de frecuencias, de esta forma, existen muchos interferentes dentro de la célula y en células adyacentes, lo cual reduce la capacidad de la célula. En CDMA, un sistema de antenas de haz conmutado proporciona un mejor funcionamiento que un arreglo de antenas adaptativas [Choi *et al.*, 1999]. Existen dos factores que contribuyen a esto: primero, los sistemas CDMA cuentan inherentemente con capacidades significativas de diversidad al emplear receptores Rake; y segundo, los códigos de esparcimiento de CDMA están diseñados para proporcionar un nivel de correlación muy bajo entre códigos sucesivos.

Los sistemas CDMA cuentan con una diversidad inherente proporcionada por el hecho de que, las componentes multitrayectoria están prácticamente incorreladas entre sí. El efecto global es que la ganancia adicional del arreglo de antenas adaptativas es menor. De esta forma, los arreglos de antenas adaptativas proporcionan solo un ligero incremento en cuanto a cobertura, en relación al obtenido por los arreglos de antenas multi-haz.

II.8.3 REDES DE TERCERA GENERACIÓN

Los sistemas de tercera generación de comunicaciones móviles proporcionarán servicios de Internet y multimedia de banda ancha que demandan el máximo aprovechamiento del espectro de frecuencias. Los requerimientos de estos sistemas exceden por mucho los requerimientos de capacidad y calidad de servicio de los sistemas de segunda generación. En la actualidad existen dos alternativas para evolucionar hacia los sistemas de 3G: a través de CDMA o por medio de una combinación GSM/TDMA.

El sistema elegido deberá cumplir con los requerimientos de capacidad, flexibilidad y hardware necesarios para soportar el nivel creciente de tráfico de voz y datos. Desde el punto de vista económico, la instrumentación de este sistema no deberá representar ningún problema; además, deberá ser eficiente en términos de potencia. Finalmente, el sistema deberá ser capaz de soportar una amplia gama de servicios que requieren tasas binarias variables.

Existe un gran interés en la aplicación de los sistemas de antenas inteligentes en los sistemas de tercera generación, de tal manera que esta tecnología de antenas pueda conformar una parte integral de las redes móviles del futuro. Los sistemas de 3G propuestos incluirán el canal piloto ordinario de los sistemas de 2G, un canal piloto de diversidad, un canal piloto auxiliar, un canal piloto de diversidad auxiliar y un canal piloto dedicado. Empleando arreglos de antenas inteligentes será posible incrementar la capacidad y mejorar las prestaciones del sistema.

Se ha demostrado que los sistemas de antenas adaptativas pueden mitigar los problemas que afrontan los sistemas de 3G como W-CDMA, conocido también como CDMA de banda ancha [Kogiantis, 1999]. En este caso, el sistema de antenas inteligentes ofrece ventajas sustanciales tales como, un mejor rendimiento en contra del efecto cercano-lejano, traspasos más eficientes, capacidad para soportar altas tasas de datos y una mejor cobertura en áreas problemáticas.

En los sistemas de 3G se pueden generar haces de radiación fijos para incrementar la capacidad o la cobertura en un área geográfica específica. En tal caso, el haz generado no es asociado con un usuario en particular y tampoco realiza un seguimiento cuando dicho usuario se desplaza dentro de la zona de cobertura. Sin embargo, este haz puede ser dirigido hacia un usuario que esté empleando el canal piloto dedicado, si éste entra en un área con un nivel de cobertura muy pobre. Entonces el haz es ajustado a la posición angular del usuario móvil conforme éste se desplaza dentro del área de cobertura.

II.9 CONCLUSIONES

En este capítulo se ha presentado un análisis de la tecnología de antenas inteligentes aplicada a sistemas de comunicaciones móviles celulares, su impacto, sus ventajas y sus desventajas, así como los requerimientos necesarios para su instrumentación en un sistema de comunicaciones inalámbricas.

Un arreglo de antenas en un sistema de antenas inteligentes, puede reducir el nivel de interferencia a partir de la información generada por los ángulos de arribo. Incluso si el nivel de retardo es grande, la complejidad del sistema no se incrementa ya que el arreglo de antenas puede reducir los niveles de interferencia por medio de la directividad de la antena. También es posible incrementar la capacidad del sistema en relación al número de usuarios, empleando un arreglo de antenas no solo en el dominio del tiempo, sino también en el dominio del espacio. De esta forma, el procesamiento espacio-temporal basado en un arreglo de antenas, se convierte en una excelente alternativa para alcanzar la capacidad requerida por los sistemas de 3G.

Dentro del contexto de los sistemas de antenas inteligentes, un papel muy importante lo juega el tipo de entorno celular, ya que cambia en función de la posición espacial de los móviles y de los elementos interferentes que interactúan de una forma muy compleja con la señal que transmite cada móvil, cuya posición espacial puede variar en función del tiempo. Esto implica que, el arreglo de antenas no sólo recibirá la señal transmitida por el móvil en una sola dirección, sino de varias direcciones dependientes del ángulo y del tiempo de arribo de todas las multitrayectorias presentes. Para interpretar el comportamiento de tales multitrayectorias, o bien caracterizar el entorno, es necesario aplicar los modelos espaciales de canal radio en un entorno dispersivo. En el siguiente capítulo se realiza el proceso de modelado y simulación de un entorno dispersivo macrocelular con el objeto de obtener parámetros estadísticos que describan el comportamiento de las componentes multitrayectoria dentro del escenario celular.

CAPITULO III



*CARACTERIZACIÓN DEL
CANAL RADIO*

III. CARACTERIZACIÓN DEL CANAL RADIO

III.1 INTRODUCCIÓN

Una de las áreas más importantes y fundamentales dentro de los sistemas de comunicaciones inalámbricas, es la caracterización del canal radio. Con la creciente demanda de nuevos servicios y el requerimiento de mejores prestaciones, se han desarrollado nuevos métodos para reducir los niveles de interferencia y mejorar la calidad de la señal. Estas técnicas incluyen diversidad en el tiempo o en el espacio, esquemas de detección multiusuario, y el uso de sistemas de antenas inteligentes. El diseño y análisis de estos servicios demanda el uso de modelos de canal más realísticos, en los que se consideren las características espacio-temporales del canal.

La inclusión de parámetros espaciales para evaluar sistemas con diversidad en la transmisión fue recientemente propuesto para simular sistemas de comunicaciones inalámbricas de 3G [Rappaport, 1996]. Para el diseño y análisis de un sistema de antenas inteligentes, un modelo de canal deberá ser representado tanto en el dominio del espacio como en el dominio del tiempo, esto conduce a la necesidad de obtener un mejor entendimiento y una mayor comprensión de las características espaciales del canal radio.

Los modelos de dispersión proporcionan parámetros estadísticos del canal tanto del tiempo de arribo (TOA), como del ángulo de arribo (AOA) de cada una de las componentes multitrayectoria.

El conocimiento de estos parámetros le permite a la estación base determinar el número y localización de cada uno de los dispersores dentro del escenario celular. A través de un gran número de trabajos de investigación se han propuesto diferentes modelos para representar el comportamiento y características del canal radio, entre los cuales podemos mencionar los modelos de dispersión gaussiano [Janaswamy, 2002], elíptico [Liberti y Rappaport, 1995] y circular [Ertel y Reed, 1999].

Estos modelos asumen que los dispersores están ubicados aleatoriamente en un espacio bidimensional, de acuerdo a una función de densidad de probabilidad conjunta (*pdf*). Por medio de esta *pdf*, también denominada *función de densidad de dispersores*, es posible derivar la *pdf* conjunta TOA/AOA, y las *pdf*'s marginales del TOA y del AOA de las componentes multitrayectoria. La importancia en la obtención de estas funciones de densidad de probabilidad es que a partir de ellas, se podrán determinar las propiedades espaciales del canal radio.

En este capítulo se realiza el proceso de modelado y simulación de los parámetros de tiempo y ángulo de arribo de las componentes multitrayectoria presentes en el canal radio, a través de funciones de densidad de probabilidad. Para este propósito se emplea un modelo geométrico-estadístico de un solo salto para entornos macrocelulares, definido a través del modelo circular de dispersores. Se desarrollan además, las funciones de densidad de probabilidad conjuntas, así como las funciones de densidad de probabilidad marginales para el modelo circular de dispersores.

III.2 MODELO DE CANAL GEOMÉTRICO-ESTADÍSTICO DE UN SOLO SALTO PARA ENTORNOS MACROCELULARES

Este modelo de canal asume una función de densidad de probabilidad uniforme para la ubicación de los dispersores dentro de una región circular, en torno al terminal móvil [Petrus y Rappaport, 1996]. Esta densidad de dispersores es apropiada para entornos macrocelulares, en los cuales la altura de la antena de la EB es típicamente mayor que la altura de los elementos interferentes que la rodean, haciendo menos probable que ocurran reflexiones multitrayectoria cerca de la EB. En la figura 6 se muestra la perspectiva de un entorno macrocelular.

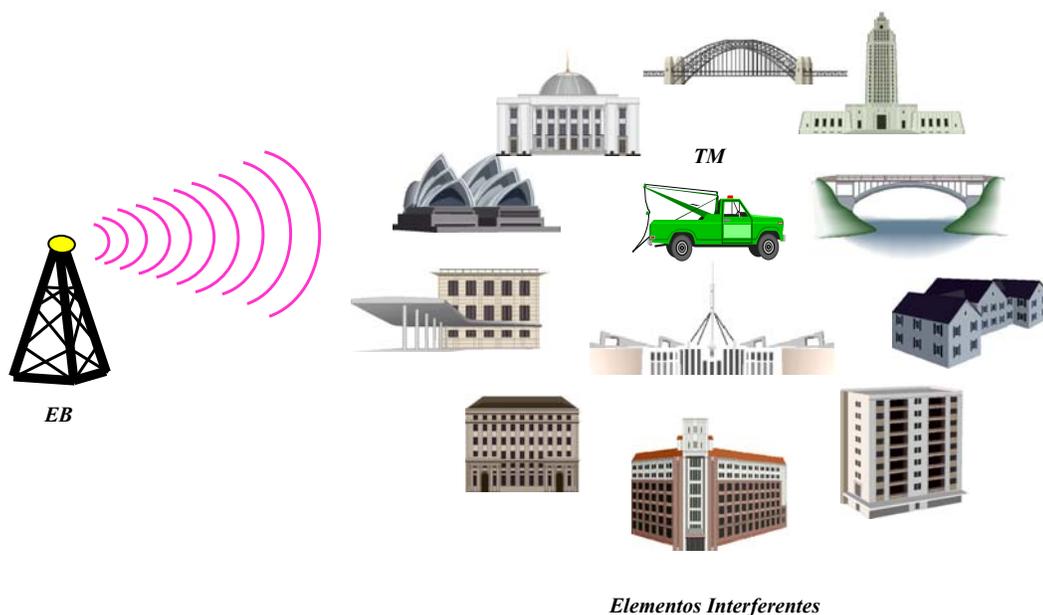


Figura 6. En un entorno macrocelular, la trayectoria de propagación de la señal sólo se ve afectada por los elementos interferentes que se encuentran en las cercanías del terminal móvil.

En este tipo de entornos no se satisfacen las condiciones para visibilidad directa, y por consecuencia, la señal se propaga por medio de los fenómenos de reflexión, difracción y dispersión, dando origen a la propagación multitrayectoria. Además, se consideran

potencias de transmisión entre 1 y 10 watts para la estación base, y sectores celulares cuyas dimensiones físicas pueden variar entre 1 y 20 kilómetros¹ de radio. También se considera que las réplicas de la señal original transmitida (generadas por la propagación multitrayectoria) que arriban a la EB, están restringidas a una pequeña región angular.

Para realizar el análisis preciso y adecuado del comportamiento del canal radio en un entorno macrocelular, se empleará el modelo circular de dispersores (GBSBCM). Este modelo considera que cada componente multitrayectoria experimenta un solo salto (la señal sólo interactúa con un dispersor en el canal) en su trayectoria desde el transmisor hasta el receptor. Este modelo geométrico de canal de un solo salto para entornos macrocelulares, proporciona tres parámetros importantes que caracterizan el canal radio:

1. *El nivel de potencia de cada una de las componentes multitrayectoria.*
2. *El tiempo de arribo (TOA).*
3. *El ángulo de arribo (AOA).*

Cabe destacar que de los tres aspectos anteriores, el AOA y el TOA son parámetros estadísticos exclusivos de los modelos espaciales modernos de canal radio. Debido a la presencia de elementos interferentes (dispersores) en el escenario celular, es decir, de objetos que obstaculizan la trayectoria de propagación de la señal entre transmisor y receptor, se presentan diferentes fenómenos de propagación, como son: la *reflexión*, la *dispersión* y la *difracción*.

¹ En realidad no existe en la literatura un estándar que defina las dimensiones físicas de un entorno macrocelular, por lo cual estos valores pueden ser diferentes a los mencionados en otras fuentes de información.

El fenómeno de *reflexión* se presenta cuando la señal electromagnética incide sobre una superficie cuyas dimensiones son mayores a la longitud de onda de la señal incidente, como por ejemplo, paredes de edificios, construcciones e incluso la superficie terrestre.

Por su parte, la *difracción* ocurre cuando la trayectoria de propagación en visibilidad directa (LoS) entre transmisor y receptor es obstruida por un objeto opaco, cuyas dimensiones físicas son considerablemente mayores que la longitud de onda de la señal incidente. El fenómeno de difracción ocurre en los bordes de los obstáculos donde las ondas de radio se dispersan y como resultado, sufren una atenuación adicional [Neskovic *et al.*, 2000].

Finalmente, la *dispersión* se presenta cuando en la trayectoria de propagación, existen obstáculos cuyas dimensiones son comparables a la longitud de onda de la señal incidente (postes, ramas de árboles, letreros en las calles, etc.). La naturaleza de este fenómeno es similar al de la difracción, excepto que las ondas de radio son esparcidas en un mayor número de direcciones.

Estos fenómenos ocasionan que en el lado receptor se presenten componentes de la señal original con diferentes amplitudes y fases denominadas *multitrayectorias*. Como consecuencia, el análisis completo y adecuado del canal radio requiere de una caracterización precisa del comportamiento de dichas componentes. Para ello, es necesario conocer el tiempo y ángulo de arribo de cada multitrayectoria.

El **TOA** es el tiempo que tarda cada una de las componentes multitrayectoria en llegar al receptor. Depende directamente de la trayectoria recorrida por la señal entre el transmisor y el receptor, y es inversamente proporcional a la velocidad de propagación de la onda electromagnética c .

En contraparte, el **AOA** es el ángulo que forma cada componente multitrayectoria con cada elemento sensor del receptor.

Además, debido a que las estadísticas del tiempo de arribo varían con el ángulo de arribo de las componentes multitrayectoria, entonces el nivel de potencia de la señal, estando en función del TOA, también será dependiente del AOA. En la figura 7 se representa el concepto del TOA y del AOA en un escenario celular.

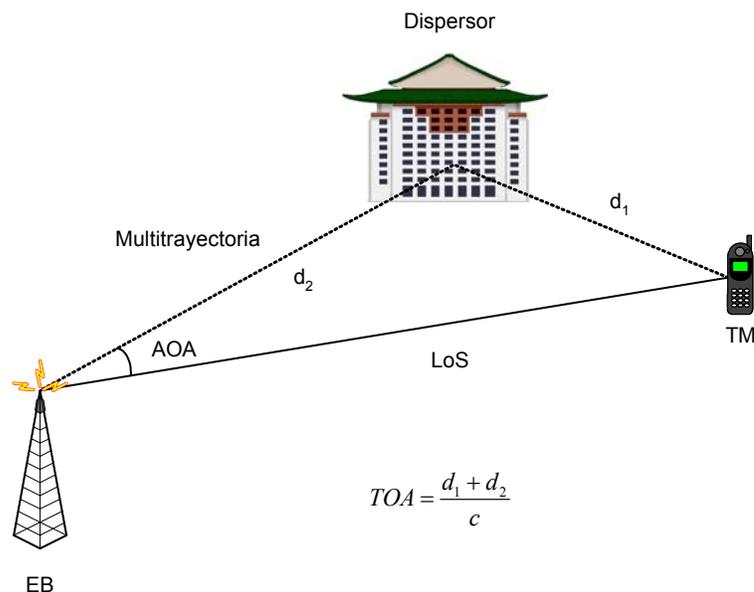


Figura 7. Debido a la presencia de elementos interferentes en el canal, la señal transmitida arriba al receptor en diferentes tiempos (TOA) y ángulos (AOA).

Como puede apreciarse en la figura 7, la presencia de elementos interferentes dentro del canal de comunicaciones, provoca que se tengan diferentes réplicas de la señal original en la EB (multitrayectorias), las cuales arriban en diferentes instantes de tiempo y en diferentes ángulos. En la misma figura, d_1 representa la distancia que viaja la señal entre el TM y el dispersor, mientras que d_2 representa la distancia que viaja la señal entre el dispersor y la EB.

III.2.1 MODELO CIRCULAR DE DISPERSORES

Este modelo de canal asume que la reflexión multitrayectoria es causada solamente por los dispersores que se encuentran localizados cerca del terminal móvil. Esta consideración se fundamenta en el hecho de que la distancia entre el TM y la EB es mucho mayor que la diferencia entre la altura de la antena de la EB y la altura de los elementos dispersores que rodean al terminal móvil.

Bajo esta premisa, es válido considerar el arribo de ondas planas que se desplazan horizontalmente. A partir de esta consideración se puede calcular la función de densidad de probabilidad marginal del AOA en dirección azimutal.

Se asume además, que los patrones de antena efectivos son omnidireccionales, tanto para efectos de transmisión como de recepción. En la práctica, las *pdf's* derivadas deberán ser usadas de manera conjunta con el conocimiento de los patrones actuales de radiación de la antena.

En la figura 8 se muestra la geometría y notación empleadas para desarrollar las *pdf's* del modelo de dispersión circular.

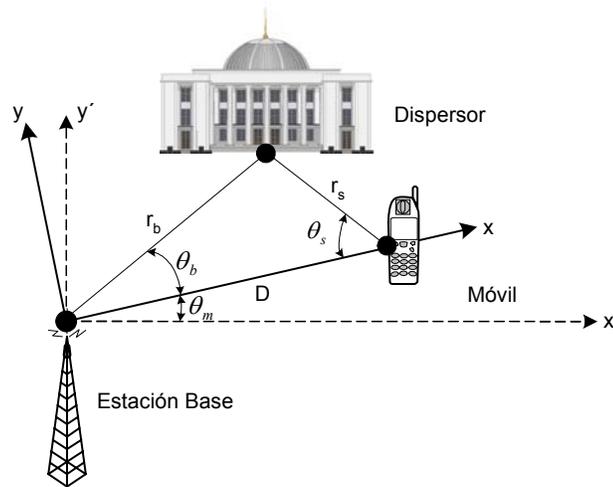


Figura 8. Geometría de dispersores del modelo circular para un entorno macrocelular.

De acuerdo a la figura anterior, y considerando como marco de referencia el sistema de coordenadas rectangulares denotado por x' e y' , la EB se encuentra separada del terminal móvil por una distancia D , formando un ángulo θ_m respecto al eje de las abscisas. Realizando una rotación de ejes y considerando ahora el sistema de coordenadas x e y , la EB se encuentra separada del elemento dispersor por una distancia r_b , formando a su vez un ángulo θ_b ; finalmente, el TM se encuentra separado del elemento dispersor por una distancia r_s , formando un ángulo θ_s . Aunque en la figura 8 sólo se muestra un dispersor, se considera que existen n elementos dispersores uniformemente distribuidos en torno al móvil, delimitados en su ubicación geográfica por una región circular. La ubicación de dichos elementos se describe a partir de la función de densidad de probabilidad conjunta.

III.2.2 FILOSOFÍA DE DISEÑO DEL MODELO CIRCULAR DE DISPERSORES

En esta parte se introduce el modelo de canal geométrico de un solo salto para entornos macrocelulares y se desarrollan las *pdf's* conjuntas TOA/AOA y las *pdf's* marginales para el AOA y el TOA, tanto en la estación base como en el terminal móvil. Para el desarrollo del modelo se toman en cuenta las siguientes consideraciones [Liberti y Rappaport, 1996]:

- ❖ *Las señales recibidas en la EB son ondas planas que se propagan en el plano horizontal, y por lo tanto, el cálculo del ángulo de arribo incluye solamente la coordenada azimutal.*

- ❖ *Los dispersores se encuentran uniformemente distribuidos dentro de una región circular de radio R con respecto al móvil.*

- ❖ *Cada dispersor es un elemento re-radiante omnidireccional.*

- ❖ *Se considera que todos los dispersores tienen los mismos coeficientes de dispersión con fases aleatorias uniformes.*

- ❖ *Las señales que arriban a la EB solamente han interactuado con un dispersor en el canal.*

- ❖ *El patrón de radiación de la antena es omnidireccional, tanto para la transmisión como para la recepción.*

El modelo de dispersión circular es una simplificación en dos dimensiones del comportamiento del entorno tridimensional que contiene al TM, la EB y los dispersores. El principal factor para esta simplificación de diseño es que, debido a que la distancia entre la EB y el TM es considerablemente mayor que la diferencia en alturas entre la EB y los dispersores que rodean al TM, es válido considerar que las ondas electromagnéticas que viajan entre el TM y la EB se propagan sobre el plano horizontal.

Además, debido a la distancia tan significativa que separa al TM de la EB, se cumple la condición de campo lejano² y entonces se considera que las ondas que arriban a la EB forman un frente de onda plano. En la figura 9 se muestra el modelo circular de dispersores de un solo salto, en la cual sólo se considera el caso en el que el radio de la región dispersora es menor que la distancia de separación entre EB y TM.

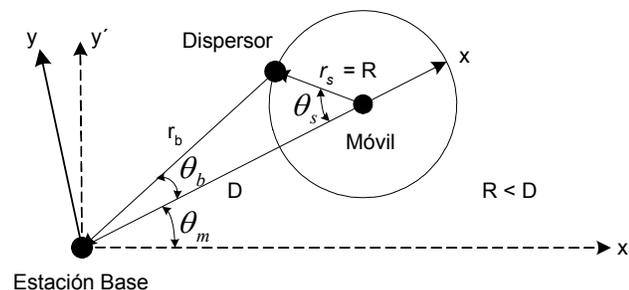


Figura 9. Modelo geométrico circular de dispersores de un solo salto (GBSBCM).

² Se define campo lejano como el patrón de campo que se encuentra a una distancia mayor a $2D^2/\lambda$.

III.2.3 FUNCIONES DE DENSIDAD DE PROBABILIDAD CONJUNTAS Y MARGINALES PARA UNA REGIÓN CIRCULAR DE DISPERSIÓN UNIFORMEMENTE DISTRIBUÍDA

Considerando el sistema de coordenadas rectangulares formado por x e y mostrado en la figura 9, donde la EB se encuentra localizada en el origen; un paso previo para derivar la *pdf* conjunta TOA/AOA es expresar la función de densidad de dispersores en términos de coordenadas polares (r_b, θ_b) . Para realizar la transformación de coordenadas cartesianas a coordenadas polares se emplean las siguientes identidades:

$$r_b = \sqrt{x^2 + y^2} \quad (1)$$

$$\theta_b = \arctan\left(\frac{y}{x}\right) \quad (2)$$

$$x = r_b \cos(\theta_b) \quad (3)$$

$$y = r_b \text{sen}(\theta_b) \quad (4)$$

donde x e y denotan la ubicación de cada uno de los dispersores. Por medio de [Papoulis y Unnikrishna, 2002] obtenemos la expresión matemática para la función de densidad de probabilidad conjunta:

$$f_{r_b, \theta_b}(r_b, \theta_b) = \frac{f_{x,y}(x,y)}{|J(x,y)|} \Bigg|_{\substack{x=r_b \cos(\theta_b) \\ y=r_b \text{sen}(\theta_b)}} \quad (5)$$

$J(x, y)$ denota la transformación Jacobiana (para más detalles consultar apéndice A).

Evaluando esta expresión y restringiendo el valor de r_b a un valor positivo obtenemos:

$$f_{r_b, \theta_b}(r_b, \theta_b) = r_b f_{x,y}(r_b \cos(\theta_b), r_b \sin(\theta_b)). \quad (6)$$

La distancia r_b entre la EB y el elemento dispersor, se encuentra relacionada con el retardo τ de la componente multitrayectoria por:

$$\tau = \frac{r_b + r_s}{c} \quad (7)$$

donde r_s es la distancia entre el móvil y el dispersor, y c es la velocidad de la luz. De acuerdo con esto, la *pdf* TOA/AOA (ver apéndice A) se expresa en función de la *pdf* conjunta en coordenadas rectangulares como:

$$f_{\tau, \theta_b}(\tau, \theta_b) = \frac{(D^2 - \tau^2 c^2)(D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos(\theta_b))}{4(D \cos(\theta_b) - \tau c)^3} \cdot f_{x,y}(r_b \cos(\theta_b), r_b \sin(\theta_b)) \quad (8)$$

y define la densidad de dispersores con respecto a la estación base. Esta densidad de dispersores puede estar definida por cualquier función dentro de una región arbitraria, sin embargo, en este trabajo únicamente será considerada una región circular.

Cuando los dispersores se encuentran uniformemente distribuidos dentro de una región arbitraria R_A con un área A , la función de densidad de dispersores está dada por:

$$f_{x,y}(x,y) = \begin{cases} \frac{1}{A}, & x \text{ e } y \in R_A \\ 0, & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (9)$$

en este caso en particular, la *pdf* conjunta TOA/AOA puede reducirse a:

$$f_{\tau,\theta_b}(\tau,\theta_b) = \frac{(D^2 - \tau^2 c^2)(D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos(\theta_b))}{4A(D \cos(\theta_b) - \tau c)^3} \quad (10)$$

en la cual deben asumirse los valores apropiados para τ y θ_b . Esta expresión representa la función de densidad de probabilidad conjunta observada en la EB. Debido a la simetría de la geometría mostrada en la figura 9, la *pdf* conjunta TOA/AOA en el móvil tendrá la misma forma que la *pdf* TOA/AOA observada en la EB.

La única diferencia entre ambas funciones de densidad de probabilidad conjunta serán los intervalos de τ y θ_b para los cuales la *pdf* conjunta será diferente de cero. Por lo tanto, la *pdf* conjunta TOA/AOA en el móvil es:

$$f_{\tau,\theta_s}(\tau,\theta_s) = \frac{(D^2 - \tau^2 c^2)(D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos(\theta_s))}{4A(D \cos(\theta_s) - \tau c)^3} \quad (11)$$

Debe notarse que los intervalos de τ y θ_b para los cuales la expresión mostrada en (10) es válida, serán diferentes a los intervalos de τ y θ_s para los cuales (11) está definida.

III.2.3.1 PDF CONJUNTA TOA/AOA EN EL MODELO DE DISPERSIÓN CIRCULAR: EB

Cuando la región de dispersores es circular, el área de la región de dispersión es $A = \pi R^2$. Sustituyendo esta expresión en (10) obtenemos:

$$f_{\tau, \theta_b}(\tau, \theta_b) = \begin{cases} \frac{(D^2 - \tau^2 c^2)(D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos(\theta_b))}{4\pi R^2 (D \cos(\theta_b) - \tau c)^3}, & \frac{D^2 - 2\tau c D \cos(\theta_b) + \tau^2 c^2}{\tau c - D \cos(\theta_b)} \leq 2R, \quad \theta_b \neq 0 \\ \frac{c(D + \tau c)}{4\pi R^2}, & \frac{D}{c} \leq \tau \leq \frac{D + 2R}{c}, \quad \theta_b = 0 \\ 0, & \text{en otro caso.} \end{cases} \quad (12)$$

donde los intervalos de τ y θ_b para los cuales $f_{\tau, \theta_b}(\tau, \theta_b) \neq 0$ se obtienen a partir de la densidad original de dispersores, es decir:

$$(x - D)^2 + y^2 \leq R^2. \quad (13)$$

La *pdf* AOA/TOA representada en (12) es la *pdf* para una distribución uniforme de dispersores dentro de una región circular, bajo la condición $R < D$. Esta función de densidad de probabilidad conjunta depende de tres condiciones, de las cuales, la segunda expresión es un artificio matemático de la primera, con el objeto de formar una función continua en toda la región circular, evitando con ésto que la *pdf* se exprese como la razón de dos ceros cuando $\theta_b = 0$ y $\tau = D/c$ sean sustituidos directamente en la primera condición.

Al asignar valores apropiados a los parámetros del modelo de dispersión circular, tal como en [Ertel y Reed, 1999], donde $D = 1$ km y $R = 100$ m, es posible obtener una gráfica tridimensional que defina el comportamiento propio de la *pdf* conjunta TOA/AOA desde la perspectiva de la estación base.

En la figura 10 se presenta la gráfica de la expresión cerrada denotada en (12). Buscando suavizar los cambios asintóticos de la *pdf* conjunta TOA/AOA para una mejor interpretación, se muestra el logaritmo base diez de la *pdf* TOA/AOA. La gráfica muestra la relación existente entre el ángulo de arribo y el tiempo de arribo de las componentes multitrayectorias. El TOA y el AOA de las señales recibidas en la EB dependen de la posición espacial de los dispersores con los que interactúan, por lo que a partir de esta representación tridimensional, es posible obtener información preliminar del entorno espacial percibido por la EB, en términos de la densidad de dispersores existente.

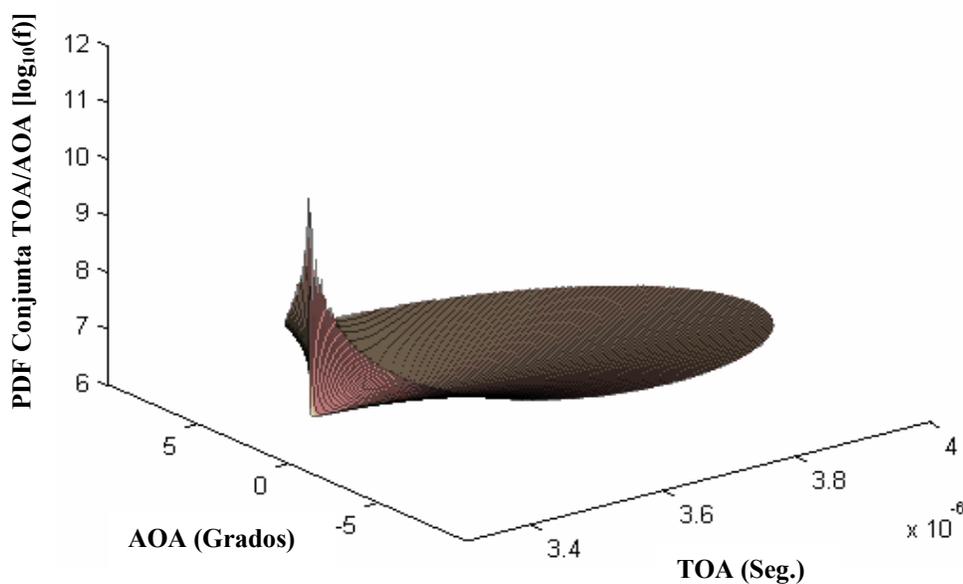


Figura 10. Pdf conjunta TOA/AOA: Estación base.

De acuerdo al patrón de respuesta mostrado en la figura anterior, en ángulos cercanos a 0° , para valores de retardo pequeños ($\approx 3.33 \mu\text{s}$) se puede apreciar un pico (máximo) muy pronunciado; esto se debe a que la mayor contribución de multitrayectorias que arriban a la EB, son originadas por elementos interferentes ubicados en dirección perpendicular a la EB y próximos al terminal móvil. Esto último es muy importante, ya que el AOA observado en la figura 10, se encuentra delimitado en una pequeña región angular ($\approx \pm 6^\circ$). Este patrón de respuesta se debe a que la altura de la antena de la estación base, es mayor a la altura de los potenciales elementos interferentes que se encuentran en las cercanías de la EB. Es por ello, que la mayor contribución de multitrayectorias que arriban a la EB son originadas por dispersores ubicados en las cercanías del TM.

Los límites de esta región angular dependen de la distancia de separación entre la EB y el TM, y de las dimensiones de la región dispersora en torno al móvil. Un incremento en la distancia de separación entre la EB y el TM propiciará una reducción del intervalo angular de las multitrayectorias que arriban a la EB; mientras que un incremento en las dimensiones de la región dispersora, producirá un aumento en este intervalo.

Para tener una mejor caracterización y una mayor comprensión del comportamiento de la *pdf* conjunta TOA/AOA, resulta útil analizar las proyecciones superior y lateral de la gráfica tridimensional obtenida mediante la plataforma de simulación de Matlab. Esto con el propósito de definir de una forma más clara y precisa las zonas de mayor influencia en la contribución de multitrayectorias dentro del entorno celular.

En la figura 11 se muestran las proyecciones superior y lateral de la gráfica tridimensional de la *pdf* conjunta TOA/AOA.

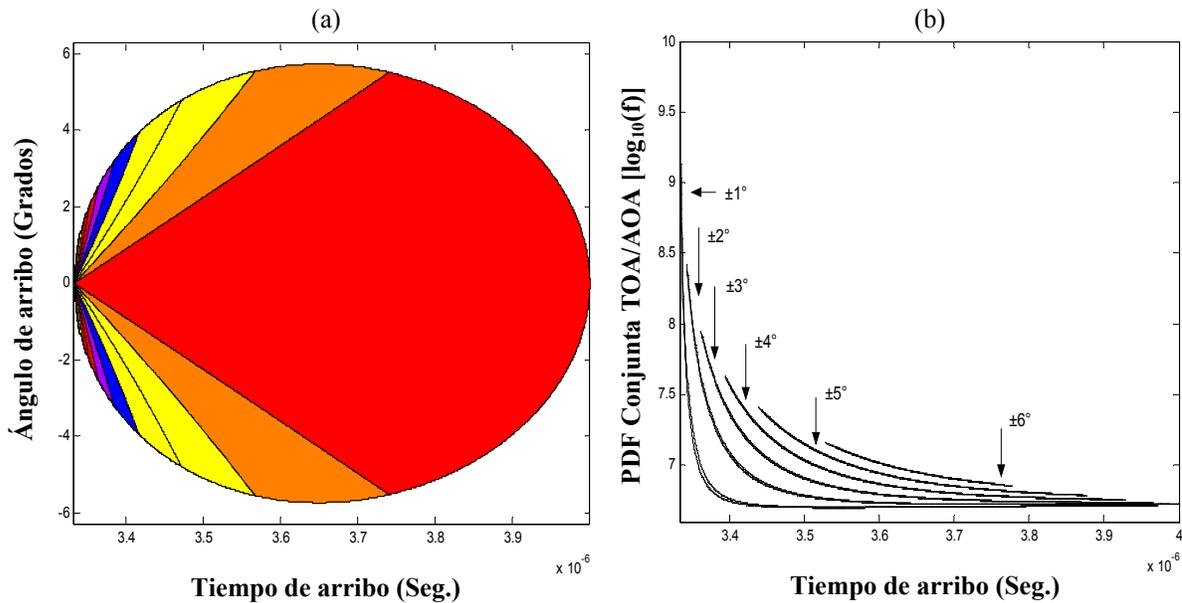


Figura 11. Perspectiva de los contornos de densidad de la gráfica tridimensional en la EB.
 a) Proyección superior (AOA vs TOA). b) Proyección lateral (TOA/AOA vs TOA).

La proyección superior (figura 11.a) muestra la densidad de multitrayectorias en función del ángulo de arribo para diferentes tiempos de retardo. Es fácil notar que la mayor cantidad de multitrayectorias se reciben en cero grados para retardos muy cercanos al tiempo de umbral ($\approx 3.33 \mu\text{s}$). Las multitrayectorias con tiempos de retardo mayores tienen una menor ocurrencia. Por lo tanto, es fácil deducir que conforme el retardo se incrementa, la densidad de multitrayectorias para los diferentes ángulos de arribo disminuirá notablemente.

La proyección lateral (figura 11.b) muestra la densidad de multitrayectorias de acuerdo al retardo o TOA, para diferentes direcciones angulares en el intervalo de $\pm 6^\circ$. En este caso, puede inferirse que la mayor densidad de componentes multitrayectoria se encuentra aproximadamente en la trayectoria de visibilidad directa, con tiempos de arribo cercanos al umbral. La menor densidad de multitrayectorias se presenta para el caso de tiempos de arribo mayores con direcciones angulares cercanas al límite de la región angular.

III.2.3.2 PDF CONJUNTA TOA/AOA EN EL MODELO DE DISPERSIÓN CIRCULAR: TM

Como se mencionó anteriormente, la *pdf* conjunta TOA/AOA observada en el terminal móvil tendrá la misma forma que la *pdf* conjunta observada en la estación base. La única diferencia radica en los intervalos de validez en los cuales $f_{\tau, \theta_b}(\tau, \theta_b) \neq 0$. El intervalo de τ y θ_s para los cuales $f_{\tau, \theta_s}(\tau, \theta_s) \neq 0$ se encuentra al considerar la densidad original de dispersores, es decir:

$$x_c^2 + y^2 \leq R^2 \quad (14)$$

donde el nuevo sistema de coordenadas rectangulares (x_c, y) estará definido en el terminal móvil, de manera que $x_c = -x + D$. A partir de esta definición, la desigualdad dada por (14) puede expresarse como:

$$r_s^2 \leq R^2 \quad (15)$$

donde $r_s = \sqrt{x_c^2 + y^2}$ representa el radio del nuevo sistema de coordenadas definido en el móvil. De esta forma, la *pdf* conjunta TOA/AOA desde la perspectiva del terminal móvil queda representada por la siguiente expresión:

$$f_{\tau, \theta_s}(\tau, \theta_s) = \begin{cases} \frac{(D^2 - \tau^2 c^2)(D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos(\theta_s))}{4\pi R^2 (D \cos(\theta_s) - \tau c)^3}, & \frac{D^2 - \tau^2 c^2}{D \cos(\theta_s) - \tau c} \leq 2R, \quad \theta_s \neq 0 \\ \frac{c(D + \tau c)}{4\pi R^2}, & \frac{D}{c} \leq \tau \leq \frac{D + 2R}{c}, \quad \theta_s = 0 \\ 0, & \text{en otro caso.} \end{cases} \quad (16)$$

En la figura 12 se muestra la representación en tres dimensiones de la *pdf* conjunta TOA/AOA observada en el terminal móvil. Al asignar valores apropiados a los parámetros del modelo de dispersión circular, tal como en [Ertel y Reed, 1999], donde $D = 1$ km y $R = 100$ m, es posible validar la gráfica tridimensional que define el comportamiento propio de la *pdf* conjunta TOA/AOA desde la perspectiva del TM.

Esta gráfica se obtiene al evaluar la expresión cerrada mostrada en (16). De la misma forma que en la gráfica de la *pdf* conjunta TOA/AOA desarrollada para la perspectiva de la EB, se muestra el logaritmo base diez de la *pdf* conjunta con el propósito de suavizar los cambios asintóticos de la *pdf* y lograr una mejor interpretación.

Por medio de esta representación tridimensional, puede mostrarse la relación existente entre el AOA y el TOA de las componentes multitrectorias desde la perspectiva del terminal móvil.

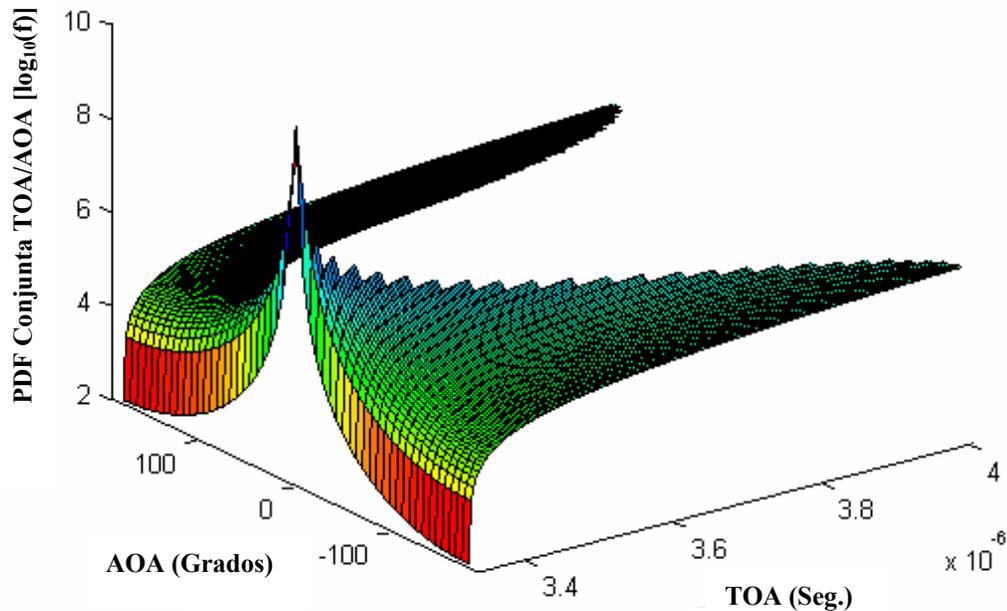


Figura 12. Pdf conjunta TOA/AOA: Terminal móvil.

De acuerdo al patrón de respuesta mostrado en la figura anterior, aproximadamente a lo largo de la línea de visibilidad directa (0°) y para valores de retardo cercanos al umbral ($\approx 3.33 \mu\text{s}$), se puede observar un pico muy pronunciado, esto se debe a que la mayor contribución de multitrectorias que arriban al TM, son originadas por elementos interferentes ubicados en la dirección de la componente de visibilidad directa y próximos al terminal móvil. Sin embargo, a diferencia de la gráfica mostrada en la figura 10, el arribo de multitrectorias se presenta en un intervalo angular de -180 a 180° . Esto se debe a que el móvil tiene una altura similar a la de los dispersores presentes en el entorno celular

y por lo tanto, percibe multitrayectorias originadas por todos los elementos interferentes que se encuentran a su alrededor.

De la misma forma que en el caso de la *pdf* conjunta TOA/AOA en la EB, se presenta un análisis de las proyecciones superior, lateral y frontal de la gráfica tridimensional mostrada en la figura 12. Esto con el propósito fundamental de definir de una forma clara y precisa, las zonas de mayor influencia en la contribución de multitrayectorias en el TM. En la figura 13 se muestran las proyecciones frontal y lateral de la gráfica tridimensional obtenida al evaluar la expresión cerrada denotada en (16).

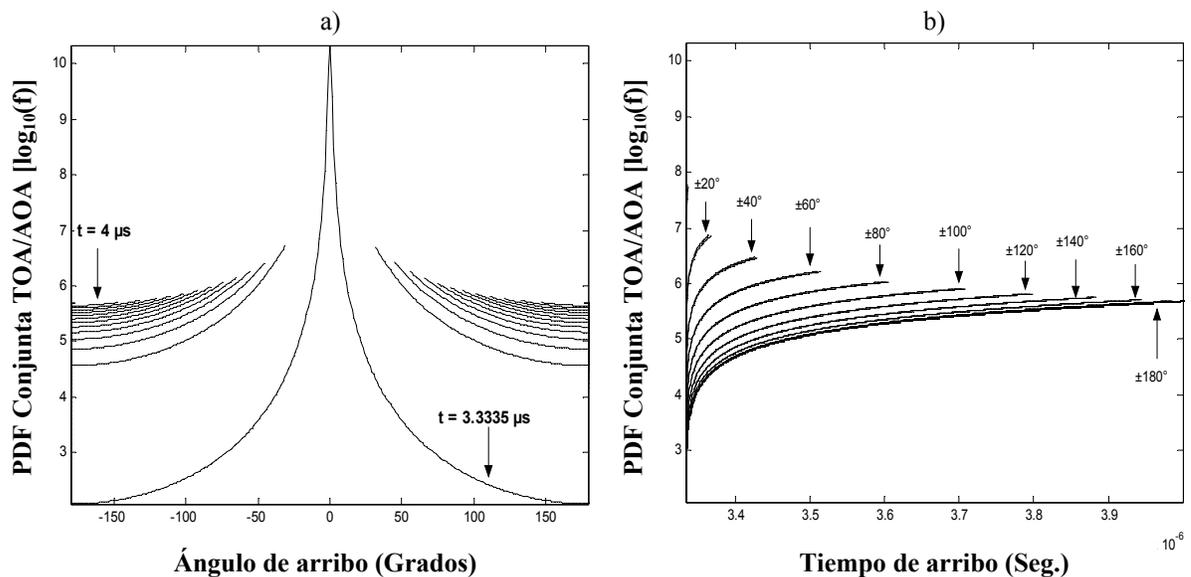


Figura 13. Perspectiva de los contornos de densidad de la gráfica tridimensional en el TM.
a) Proyección frontal (TOA/AOA vs AOA). b) Proyección lateral (TOA/AOA vs TOA).

La proyección frontal (figura 13.a) muestra la densidad de multitrayectorias en función del ángulo de arribo para diferentes tiempos de retardo. Puede notarse que la mayor

densidad de multitrayectorias ocurre en la dirección de la componente de visibilidad directa para retardos muy cercanos al tiempo de umbral ($\approx 3.33 \mu\text{s}$). La menor contribución de multitrayectorias se presenta en aquellas regiones ubicadas en la parte opuesta a la EB, donde éstas presentan retardos más altos debido a la mayor distancia que la señal debe recorrer para llegar al terminal móvil. Por lo tanto, se puede inferir que las multitrayectorias con tiempos de retardo mayores tienen una menor ocurrencia.

Dicho de manera sencilla, los elementos interferentes que contribuyen con una mayor cantidad de multitrayectorias son aquellos que se encuentran ubicados directamente entre la EB y el TM, en particular los que se encuentran en las cercanías del móvil; y la menor densidad es originada por aquellos interferentes que se encuentran en dirección opuesta a la ubicación de la EB.

La proyección lateral (figura 13.b) muestra la densidad de multitrayectorias de acuerdo al TOA para diferentes direcciones angulares en el intervalo de $\pm 180^\circ$. Esta gráfica sirve para corroborar lo antes mencionado, ya que puede inferirse claramente que, la mayor densidad de multitrayectorias se concentra en una pequeña región angular en torno a la componente de visibilidad directa.

En la figura 14 se muestra la proyección superior de la gráfica tridimensional presentada en la figura 12. Mediante esta gráfica de contornos es posible definir más claramente las zonas de mayor influencia en la contribución de multitrayectorias.

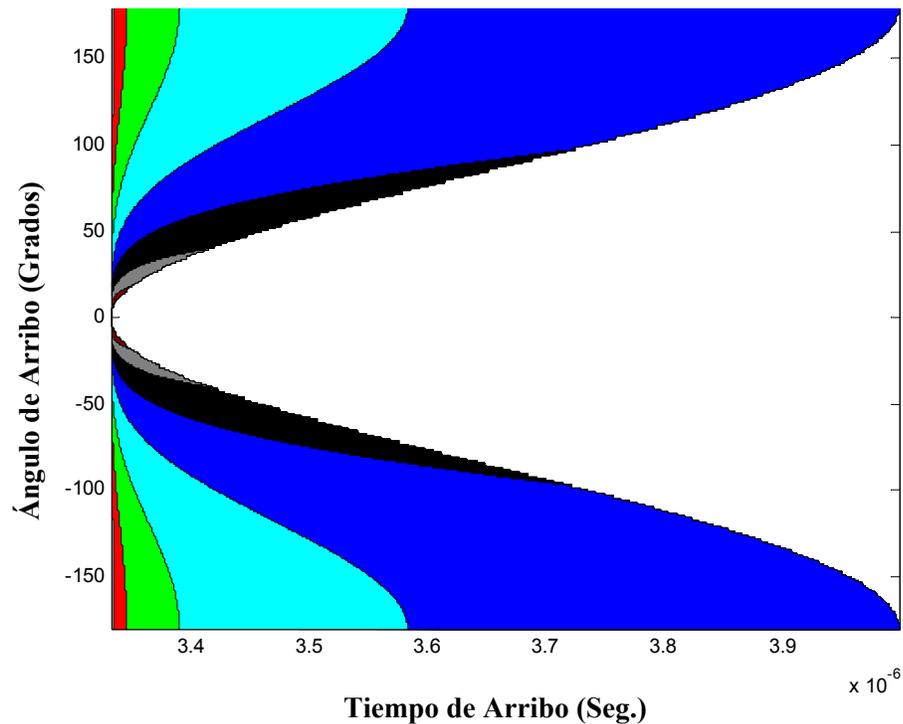


Figura 14. Proyección superior de la *pdf* conjunta TOA/AOA: Terminal móvil.

De acuerdo a la figura anterior, puede apreciarse que la mayor densidad de multitrayectorias se encuentra confinada en un intervalo de $\approx \pm 50^\circ$, para tiempos de retardo relativamente pequeños. Esta gráfica sirve para complementar la información obtenida a partir de las figuras 12 y 13. Aún cuando la información obtenida mediante la *pdf* conjunta TOA/AOA es muy valiosa e importante, se requiere de datos más precisos que complementen los obtenidos hasta ahora, y definan de una forma más completa el entorno espacial en el que se encuentran inmersos la estación base, los dispersores y el terminal móvil. Para ello, es preciso derivar las funciones de densidad de probabilidad marginales tanto del tiempo, como del ángulo de arribo de las componentes multitrayectoria. Estas funciones de densidad de probabilidad se obtienen a partir la *pdf* conjunta TOA/AOA.

III.2.3.3 FUNCIÓN DE DENSIDAD DE PROBABILIDAD MARGINAL AOA: EB

La *pdf* marginal del AOA desde la perspectiva de la antena de la estación base puede expresarse de la siguiente manera (para mayores detalles consúltese el apéndice A):

$$f_{\theta_b}(\theta_b) = \begin{cases} \frac{2D \cos(\theta_b) \sqrt{D^2 \cos^2(\theta_b) - D^2 + R^2}}{\pi R^2}, & -\sin^{-1}\left(\frac{R}{D}\right) \leq \theta_b \leq \sin^{-1}\left(\frac{R}{D}\right) \\ 0, & \text{en otro caso.} \end{cases} \quad (17)$$

Evaluando esta expresión cerrada para el caso de una distancia $D = 1$ km y un radio $R = 100$ m, se obtiene la *pdf* AOA en la EB, la cual se muestra en la figura 15.

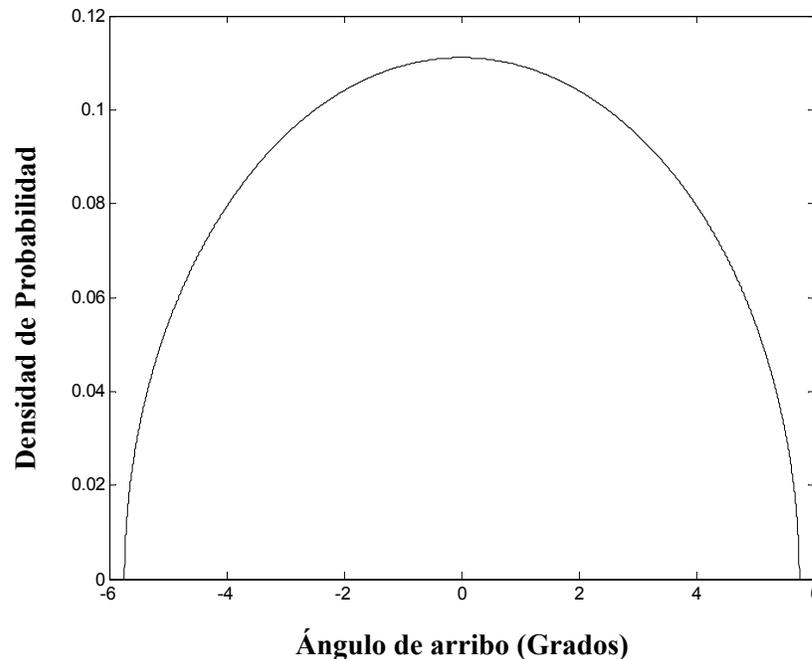


Figura 15. Gráfica de dispersión de la *pdf* marginal AOA: Estación base.

A través de esta función de densidad marginal del AOA, es posible derivar parámetros estadísticos tales como, la media y la desviación estándar, las cuales pueden ser empleadas para definir de una forma más precisa las características espaciales del entorno.

III.2.3.4 FUNCIÓN DE DENSIDAD DE PROBABILIDAD MARGINAL AOA: TM

La deducción de la *pdf* marginal AOA en el terminal móvil es bastante trivial. Dado que los dispersores se encuentran uniformemente distribuidos en una región circular de radio R , la función de densidad del ángulo de arribo será independiente del ángulo, por lo tanto, la *pdf* AOA resultante estará dada por la siguiente expresión:

$$f_{\theta_s}(\theta_s) = \frac{1}{2\pi}, \quad 0 \leq \theta_s \leq 2\pi. \quad (18)$$

III.2.3.5 FUNCIÓN DE DENSIDAD DE PROBABILIDAD MARGINAL TOA: EB y TM

La *pdf* del tiempo de arribo está representada mediante la siguiente expresión [Ertel y Reed, 1999]:

$$f_{\tau}(\tau) = \frac{c}{\pi R^2} \left[\frac{\pi \tau^2 c^2 k_2 - \tau c k_2^2 + \pi k_2 k_1^2 + \tau c k_1^2 - 2R k_1^2}{4k_1 k_2} + \frac{\tau^2 c^2 k_0 k_4 + \tau c k_0 k_1^2}{2k_4^2 + 2k_0^2 k_1^2} \right. \\ \left. + \frac{\tau^2 c^2 + k_1^2}{2k_1} \tan^{-1} \left(\frac{k_0 k_1}{k_4} \right) - \frac{R - \tau c}{(4R^2 D^2 - k_3^2)^{1/2}} \left(2R^2 + \frac{\tau c k_1^2 k_4 (1 + k_0^2)}{2k_4^2 + 2k_0^2 k_1^2} \right) \right] \quad (19)$$

en donde:

$$k_o = \tan \left(\frac{1}{2} \cos^{-1} \left(\frac{-\tau^2 c^2 + D^2 + 2R\tau c}{2RD} \right) \right) \quad (19a)$$

$$k_1 = \sqrt{\tau^2 c^2 - D^2} \quad (19b)$$

$$k_2 = \sqrt{D^2 - 4R^2 - \tau^2 c^2 + 4R\tau c} \quad (19c)$$

$$k_3 = -\tau^2 c^2 + D^2 + 2R\tau c \quad (19d)$$

$$k_4 = D - \tau c \quad (19e)$$

Al evaluar la expresión cerrada descrita en (19) para el caso de una distancia $D = 1$ km y un radio $R = 100$ m, se obtiene la *pdf* TOA mostrada en la figura 16.

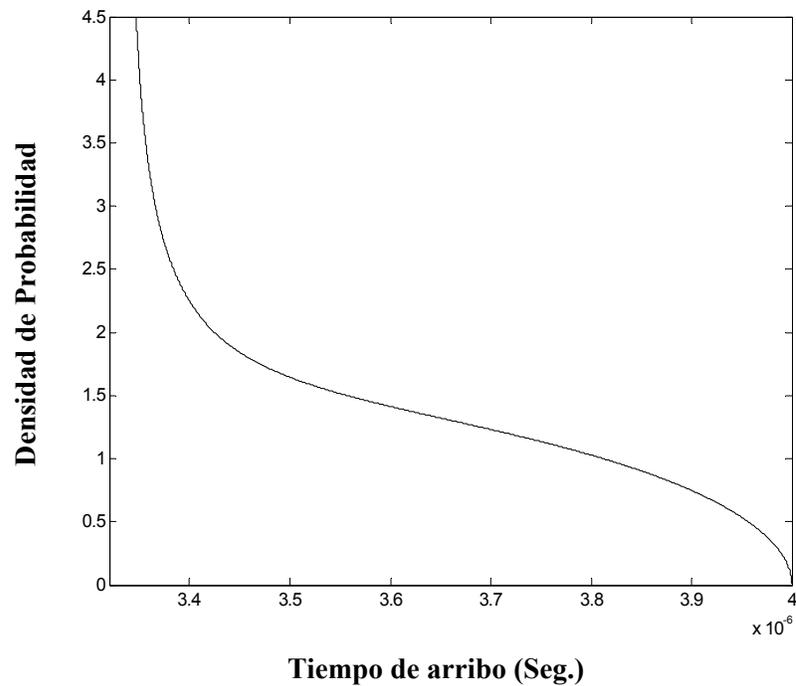


Figura 16. Gráfica de dispersión de la *pdf* marginal TOA.

La gráfica de dispersión de la *pdf* marginal del TOA es la misma para la perspectiva del móvil y de la estación base, dado que el retardo experimentado por cada componente multitrayectoria es independiente de la perspectiva.

III.2.3.6 RESULTADOS TEÓRICOS

Partiendo de los resultados obtenidos en las gráficas de las funciones de densidad de probabilidad marginales tanto de tiempo como de ángulo, es posible obtener los valores de parámetros estadísticos como la media y la desviación estándar.

Haciendo el análisis numérico correspondiente a la figura 15, se puede observar que el valor medio del AOA se encuentra en 0° , lo cual indica que alrededor de este valor se concentran los ángulos de arribo de las diferentes multitrayectorias. Así mismo, la desviación estándar correspondiente muestra un resultado de 3.314° , esto significa que la mayoría de las multitrayectorias que arriban a la EB, llegan con un ángulo dentro del intervalo de $-3.314^\circ \leq \theta_b \leq 3.314^\circ$. Por lo tanto, la mayoría de los dispersores que contribuyen con multitrayectorias hacia la EB, se encuentran ubicados a $\pm 3.314^\circ$, con respecto a la estación base.

En el caso de la *pdf* marginal del TOA, se tiene un valor medio de $3.667\mu\text{s}$, lo cual indica que los tiempos de retardo de las multitrayectorias se concentran alrededor de este valor. La desviación estándar presentada por los tiempos de arribo de las multitrayectorias es de $0.1925\mu\text{s}$, lo cual indica que la mayor densidad de multitrayectorias se presenta en el intervalo de $3.4745\mu\text{s} \leq \tau \leq 3.8595\mu\text{s}$.

Finalmente, a partir de estos parámetros estadísticos podemos inferir que la EB percibe una alta concentración de dispersores ubicados en ángulos y tiempos relativamente

pequeños, en donde la mayor contribución de multitrayectorias se debe precisamente a los dispersores ubicados en las proximidades del TM.

Hasta ahora solo se ha realizado una evaluación de las funciones de densidad de probabilidad conjuntas y marginales descritas por las expresiones matemáticas correspondientes. Sin embargo, es de suma importancia realizar un proceso de simulación en el cual se aplique el modelo circular de dispersores, con el propósito de determinar las características espaciales del entorno en el que se encuentran ubicados la EB y el TM, así como validar el planteamiento analítico desarrollado previamente y establecer una plataforma de comparación entre los resultados teóricos y los obtenidos a través del proceso de simulación.

III.2.3.7 RESULTADOS DE SIMULACIÓN Y ANÁLISIS NUMÉRICO

Para definir el comportamiento de los parámetros estadísticos del modelo circular de dispersores de un solo salto, se realiza el proceso de simulación utilizando la plataforma de Matlab 6.5. Para ello, es necesario definir en primera instancia los parámetros del círculo que delimita la región dispersora en torno al móvil. El radio de la región circular es $R = 100$ m y la distancia de separación entre EB y TM es $D = 1$ km; es decir, los mismos valores que se emplearon en el análisis teórico.

Dentro de la región circular se ubican 10,000 dispersores de acuerdo a una función de distribución uniforme, tal como se muestra en la figura 17.

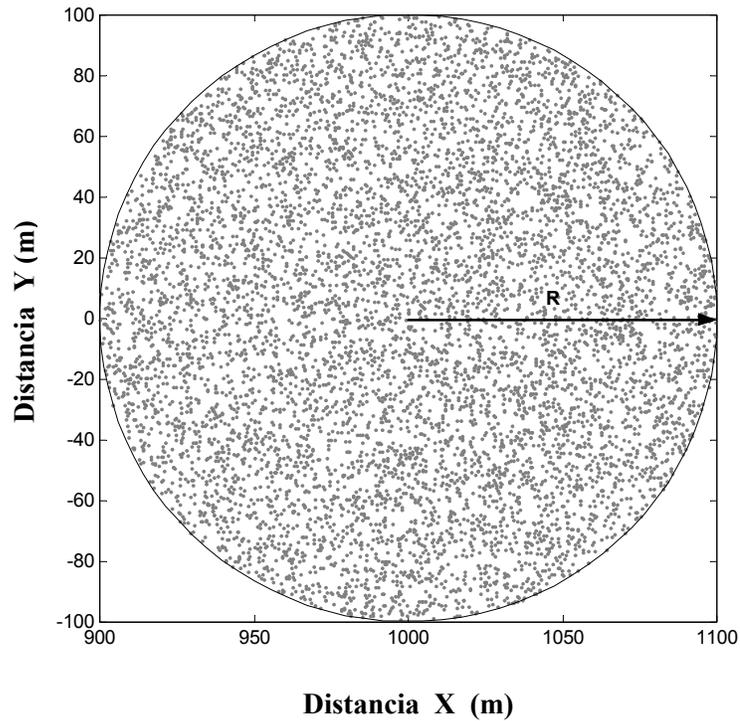


Figura 17. Discriminación de dispersores dentro de la región circular considerando una distribución uniforme.

Posteriormente, se determina la ubicación de cada uno de los dispersores dentro de la región circular en términos de coordenadas cartesianas (x, y) . A partir de la geometría de la región circular, de la distancia de separación entre EB y TM, y aplicando funciones trigonométricas, es posible determinar parámetros importantes como la distancia del TM al n -ésimo dispersor (d_{sn}), el ángulo formado por el n -ésimo dispersor con respecto al TM (θ_{sn}), la distancia del n -ésimo dispersor a la EB (d_{bn}), el ángulo formado entre el n -ésimo dispersor y la EB (θ_{bn}), así como la distancia total que recorre la señal ($d_{sn} + d_{bn}$) en su trayectoria hacia la EB o al TM según sea el caso. A partir de estos datos, se trazan los pares correspondientes TOA/AOA.

En la figura 18 se muestra la *pdf* conjunta TOA/AOA observada en la EB para una distancia $D = 1$ km y un radio $R = 100$ m. En este caso se considera que la EB se encuentra ubicada en el origen del sistema de coordenadas rectangulares que describe la ubicación de los dispersores.

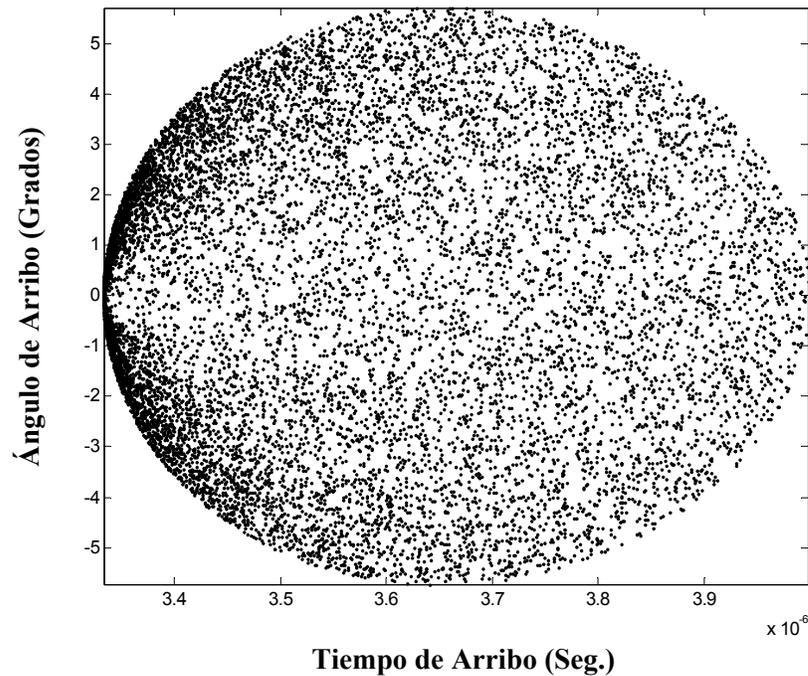


Figura 18. Gráfica de dispersión de la *pdf* conjunta TOA/AOA: EB.

Esta gráfica muestra el entorno espacial visto desde la perspectiva de la estación base. Puede observarse que la mayoría de las multitrayectorias experimentan retardos cortos y se encuentran restringidas a una pequeña región angular. Este comportamiento coincide claramente con el mostrado por la gráfica de la figura 10 y su correspondiente proyección AOA vs TOA mostrada en la figura 11a.

Realizando un análisis similar, trazamos los pares correspondientes TOA/AOA para la perspectiva desde el TM. En este caso se considera que el TM se encuentra ubicado en el origen del sistema de coordenadas cartesianas. En la figura 19 se muestra la *pdf* conjunta TOA/AOA observada en el TM para $D = 1$ km y $R = 100$ m.

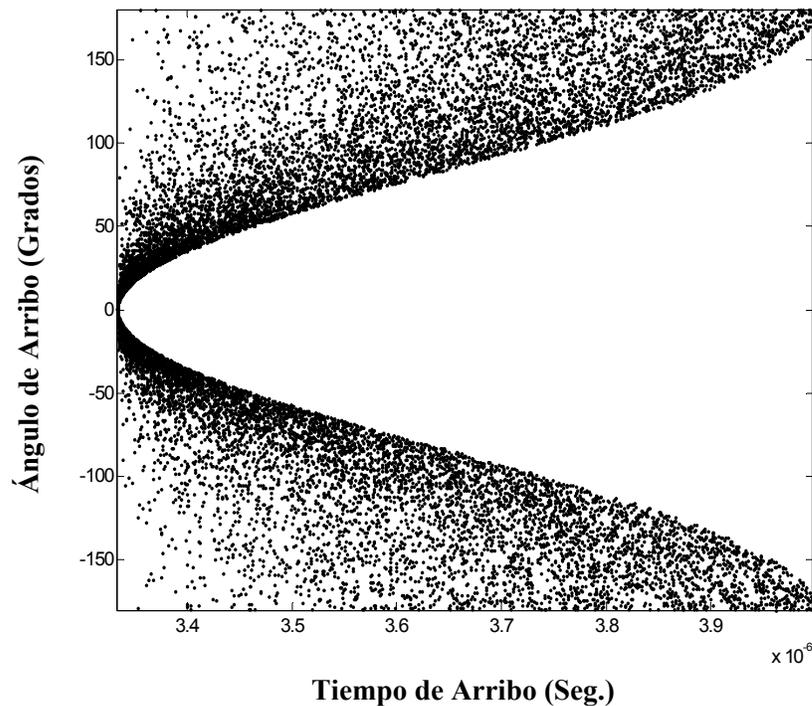


Figura 19. Gráfica de dispersión de la *pdf* conjunta TOA/AOA: TM.

Esta gráfica muestra el entorno espacial visto desde la perspectiva del TM. Puede observarse que existe una alta densidad de multitraectorias con un bajo nivel de retardo, restringidas a una región angular relativamente pequeña, esta respuesta concuerda con el punto más alto de la gráfica mostrada en la figura 12 y sus proyecciones correspondientes (figuras 13 y 14). De esta forma, puede verse como el comportamiento mostrado por la gráfica anterior valida y corrobora los resultados obtenidos mediante el análisis teórico.

De acuerdo a los datos de tiempo y ángulo de arribo de cada multitrayectoria, es posible mostrar la frecuencia de repetición de las multitrayectorias para los diferentes valores de TOA y AOA de manera independiente en forma de histogramas. Este análisis corresponde a las *pdf*'s marginales del AOA y del TOA.

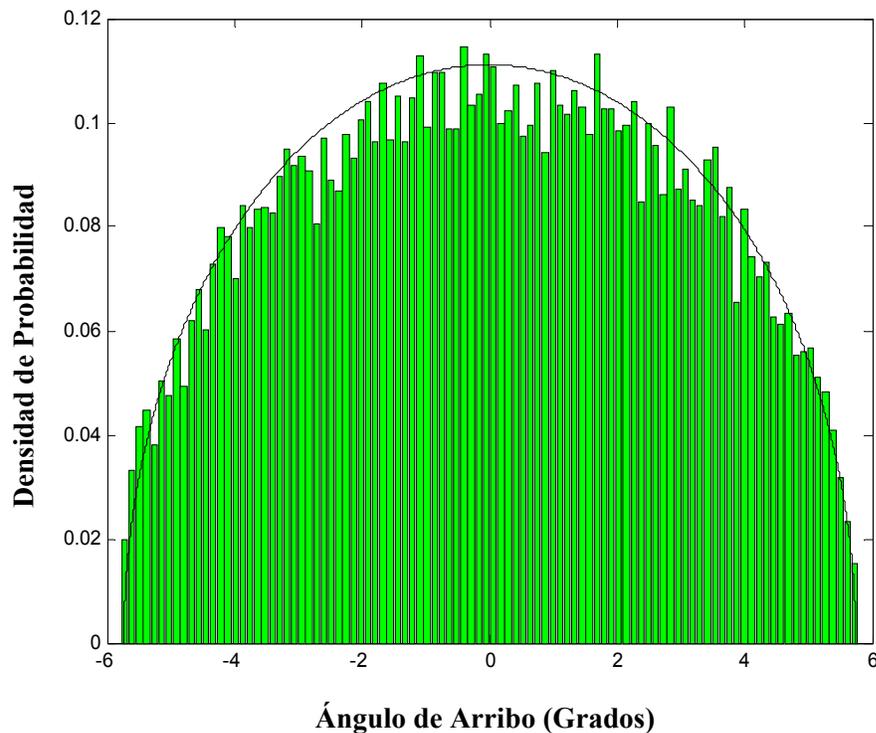


Figura 20. Histograma normalizado de la *pdf* marginal del AOA: EB.

Ambas gráficas tanto del TOA como del AOA (figuras 20 y 21 respectivamente) se obtienen creando histogramas con un total de 100 bins³. La *pdf* marginal del AOA tiene una media teórica de cero, lo que indica que está centrada en el origen; esto coincide con el valor medio calculado en la simulación de Matlab.

³ Un bin es una barra rectangular cuya base representa un intervalo de datos, y cuya altura representa la frecuencia relativa de repetición de los datos existentes.

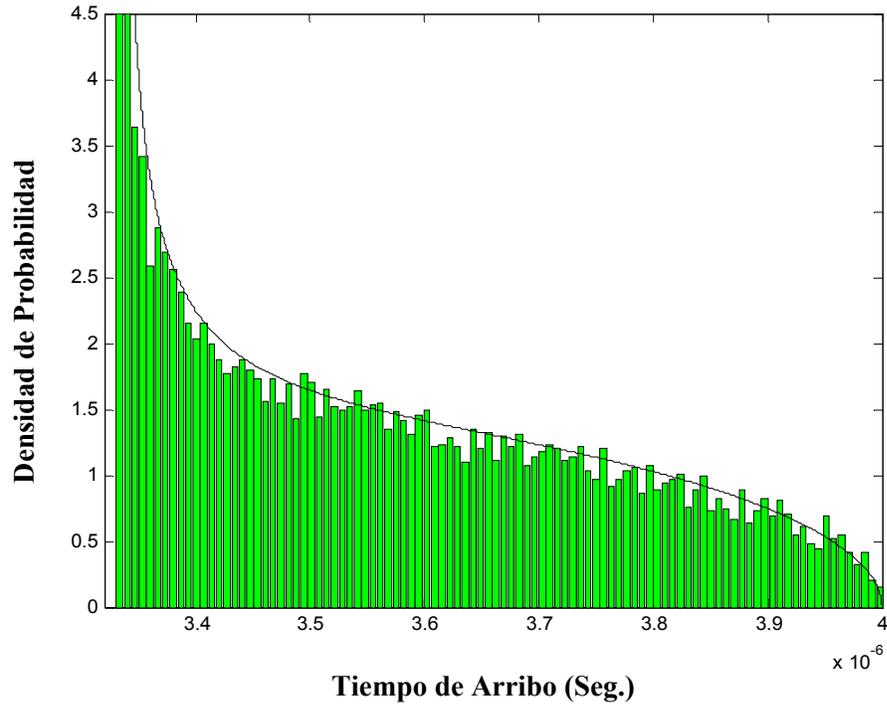


Figura 21. Histograma normalizado de la *pdf* marginal del TOA.

De acuerdo a la figura 21, puede apreciarse que existe una gran concordancia entre la gráfica teórica (representada como línea continua) obtenida al evaluar la expresión cerrada denotada en (19) y el histograma obtenido a partir de la simulación. En la tabla I se presenta una síntesis comparativa de los parámetros estadísticos más importantes obtenidos analíticamente y mediante la simulación.

Tabla I. Parámetros estadísticos de tiempo y ángulo de arribo.

Parámetro	TOA		AOA	
	Teórico	Simulado	Teórico	Simulado
Valor Mín.	3.3333 μ s	3.3333 μ s	-5.739 °	-5.7296 °
Valor Max.	4 μ s	3.9998 μ s	5.739 °	5.7346 °
Media	3.667 μ s	3.655 μ s	0°	0.00013 °
Desv. Estándar	0.1925 μ s	0.1903 μ s	3.314 °	2.988 °
Rango	0.6667 μ s	0.6665 μ s	11.48 °	11.46 °

III.3 CONCLUSIONES

La caracterización adecuada de los parámetros del canal radio, permitirá establecer los parámetros óptimos para la instrumentación de un sistema de antenas inteligentes en un entorno macrocelular. Esta caracterización se ha realizado por medio de *pdf*'s conjuntas y marginales, las cuales proporcionan información acerca de la distribución espacial de los dispersores dentro del escenario celular.

En el modelo circular de dispersores de un solo salto, sólo se han considerado los elementos interferentes de la zona de dispersión que se encuentran dentro de la región circular, lo cual está justificado por el hecho de que los dispersores fuera de ella, reflejan señales hacia la estación base que viajan un tiempo mayor a τ_m , por lo tanto, debido a que recorren una distancia mayor a $D + 2R$, llegan con una atenuación que no cumple con el nivel mínimo de aceptación, por lo que la estación base las desprecia.

Los resultados obtenidos mediante la simulación validan los resultados obtenidos teóricamente y demuestran que existe una alta probabilidad de ocurrencia de componentes multitrayectoria a lo largo de la trayectoria de visibilidad directa, para tiempos de retardo pequeños.

Sin embargo, para una caracterización más precisa y completa de las propiedades del canal radio, se requiere del estudio y análisis de los parámetros de dispersión del canal. Este trabajo se lleva a cabo en el capítulo siguiente.

CAPITULO IV



*PARÁMETROS DE DISPERSIÓN DEL
CANAL RADIO*

IV. PARÁMETROS DE DISPERSIÓN DEL CANAL RADIO

IV.1 INTRODUCCIÓN

Las propiedades espaciales del canal radio tienen un profundo impacto en las prestaciones de los sistemas de arreglos de antenas. Por lo tanto, la caracterización de estas propiedades se convierte en un factor sustancial para el diseño y evaluación de las prestaciones del sistema.

En un sistema de comunicaciones inalámbricas, la señal transmitida dentro del canal interactúa con el entorno en una forma muy compleja. Esto ocasiona que la señal aparezca esparcida en tiempo, frecuencia y ángulo en la estación base (por reciprocidad, esto también se cumple cuando la señal viaja hacia el terminal móvil). Con el propósito de mejorar las prestaciones de un sistema de antenas inteligentes, deben considerarse los tres *parámetros de dispersión* más importantes del canal de comunicaciones inalámbricas:

- *Dispersión temporal (Delay Spread).*
- *Dispersión Doppler (Doppler Spread).*
- *Dispersión angular (Angle Spread).*

La dispersión temporal o dispersión por tiempo de retardo da origen al desvanecimiento selectivo en frecuencia, mientras que la dispersión por efecto Doppler ocasiona el desvanecimiento selectivo en tiempo. Finalmente, la dispersión angular es

responsable del desvanecimiento espacial selectivo y varía dependiendo de si la señal transmitida es reflejada por los objetos cercanos al terminal móvil, a la estación base o incluso debido a objetos remotos.

El efecto de los parámetros de dispersión en torno a las direcciones de arribo de cada una de las componentes multitrayectoria, es transparente cuando se emplea un solo elemento de antena en la estación base. Sin embargo, debido a la ganancia en diversidad espacial proporcionada por los arreglos de antenas, estos factores son considerados parámetros fundamentales dentro del contexto de los sistemas de antenas inteligentes. Es por ello que, para un análisis completo y modelado óptimo del canal radio, se requiere del conocimiento de estos parámetros.

En este capítulo se lleva a cabo el proceso de modelado y simulación de los parámetros de dispersión del canal radio. Se obtienen los valores típicos de dispersión temporal y de dispersión angular para un entorno macrocelular. Además, se analiza su efecto considerando la distancia entre EB y TM, el radio de la región dispersora y el número de multitrayectorias presentes en el canal. También se realiza un análisis del efecto de la dispersión Doppler sobre el esparcimiento en frecuencia de las señales recibidas en la estación base, empleando antenas direccionales. Este análisis se realiza para el caso de un móvil que se desplaza a una velocidad v , partiendo desde dos perspectivas diferentes: 1) cuando el móvil se desplaza en un ángulo de 0° y, 2) cuando el móvil se desplaza en un ángulo de 90° con respecto a la componente de visibilidad directa.

IV.2 DISPERSIÓN ANGULAR (ANGLE SPREAD)

Debido a la dispersión que presenta una señal de comunicaciones al viajar por el canal radio, las componentes multitrayectoria de dicha señal arriban a la EB o al TM en diferentes ángulos con respecto a la componente de visibilidad directa. La medida del esparcimiento angular experimentado por cada una de las componentes multitrayectoria se denomina *dispersión angular*. Una forma de evaluar la dispersión angular $\hat{\sigma}_\phi$ experimentada en un entorno celular, basada en momentos centrales es la siguiente [Petrus y Reed, 2002]:

$$\hat{\sigma}_\phi = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{L-1} P_i \phi_i^2}{\sum_{i=1}^{L-1} P_i} - \left(\frac{\sum_{i=1}^{L-1} P_i \phi_i}{\sum_{i=1}^{L-1} P_i} \right)^2} \quad (20)$$

donde P_i es la potencia y ϕ_i es el ángulo de arribo de la i -ésima componente multitrayectoria a la estación base, L representa el número de multitrayectorias presentes. En esta formulación no se incluye la componente de visibilidad directa. La dispersión angular basada en momentos centrales es una medida de la dispersión de las componentes multitrayectoria con respecto a la componente de visibilidad directa. Una forma de disminuir este efecto indeseable es empleando patrones de radiación más directivos. Esto puede alcanzarse empleando un arreglo de antenas acompañado de un procesamiento digital o analógico de la señal y técnicas precisas para la estimación del parámetro DOA.

Con haces más finos se logra un mayor rechazo de interferentes, este efecto puede lograrse mediante el empleo de antenas inteligentes en la estación base. De hecho, una forma más eficaz de mejorar el rechazo de multitrayectorias sería mediante el empleo de antenas inteligentes en el terminal móvil. No obstante, dado que el ángulo de llegada de las componentes multitrayectoria en el TM tiene una distribución uniforme de arriba en el intervalo de 0 a 2π , la instrumentación de un sistema de antenas inteligentes o de antenas direccionales en el terminal móvil representa una tarea mucho más compleja, ya que se carece de una posición de referencia constante.

Un aspecto muy importante para la instrumentación de un sistema de antenas inteligentes en un entorno macrocelular, es la obtención de los valores precisos de los diferentes parámetros de dispersión del canal. En la literatura y en los estándares de los sistemas de comunicaciones inalámbricas de 3G existen diferentes intervalos de valores de estos parámetros para un entorno macrocelular. Sin embargo, es necesario determinar estos valores de una manera específica considerando las dimensiones físicas particulares del entorno, en este caso un entorno urbano densamente poblado.

IV.2.1 SIMULACIÓN DE LA DISPERSIÓN ANGULAR

Sea R/D la expresión que establece la razón entre el radio de la región dispersora y la distancia de separación entre la estación base y el terminal móvil. En el caso límite, R/D puede tomar un valor máximo de 1. Esto es, porque para valores mayores a 1, las condiciones necesarias para caracterizar un entorno macrocelular ya no se cumplirían, pues

en este caso, tanto el móvil como la estación base formarían parte de la región dispersora (este sería el caso para un entorno microcelular). En la figura 22 se muestra la respuesta obtenida a partir del proceso de simulación de la dispersión angular en función de la razón R/D , empleando la plataforma de simulación de Matlab 6.5. Esta gráfica se obtiene al evaluar la expresión cerrada denotada en (20). Dado que se considera un entorno urbano densamente poblado, se utiliza un exponente de pérdidas de propagación de 3.8 de acuerdo a [Walfisch y Bertoni, 1988], y se grafica considerando diferentes números de multitrayectorias. La distancia entre EB y TM se mantiene constante en $D = 10$ km y el radio de la región dispersora R se considera variable.

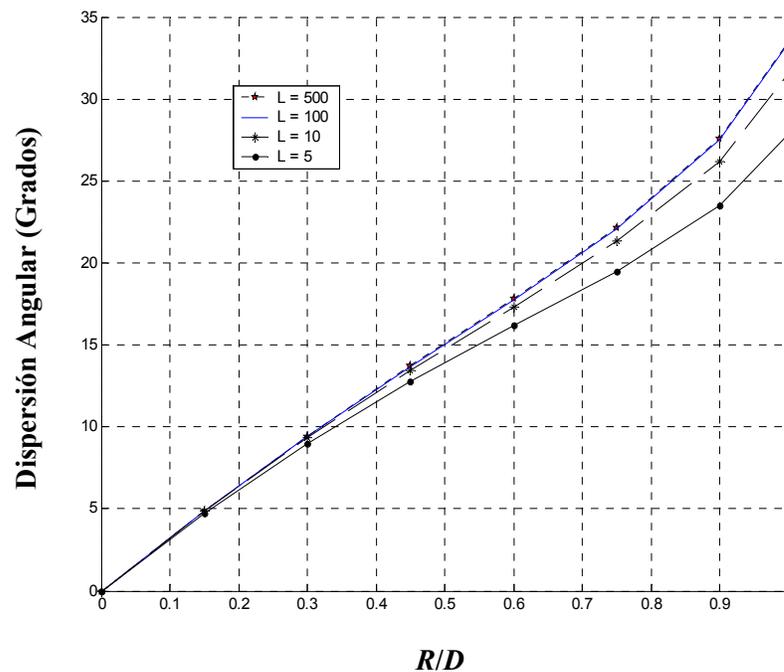


Figura 22. Dispersión angular en función de la razón del radio de la región dispersora con respecto a la distancia de separación entre EB y TM.

De acuerdo a la figura anterior, se puede observar que conforme la razón R/D se incrementa, la dispersión angular crece linealmente. Lo mismo ocurre cuando se considera un número mayor de multitrayectorias, ya que en este caso, la dispersión angular también crece de acuerdo a un patrón de comportamiento lineal.

Además, puede observarse que después de considerar un cierto número de multitrayectorias su impacto sobre la dispersión angular ya no es tan significativo. Esto ocurre para un número mayor a 100 multitrayectorias, en cuyo caso las curvas de dispersión prácticamente se superponen.

Esto conduce a la conclusión de que para realizar un análisis del efecto de las componentes multitrayectoria en la dispersión angular, no se requiere tomar en cuenta todas las multitrayectorias presentes, sino solamente un número que nos permita realizar el análisis de una manera precisa y simple. En este caso, el valor a considerar es el de 100 componentes multitrayectoria.

Con el propósito de caracterizar de una manera más completa el patrón de comportamiento de la dispersión angular en el canal radio, con respecto a diferentes parámetros, en la figura 23 se define la respuesta de la dispersión angular en función de la distancia de separación entre la estación base y el terminal móvil.

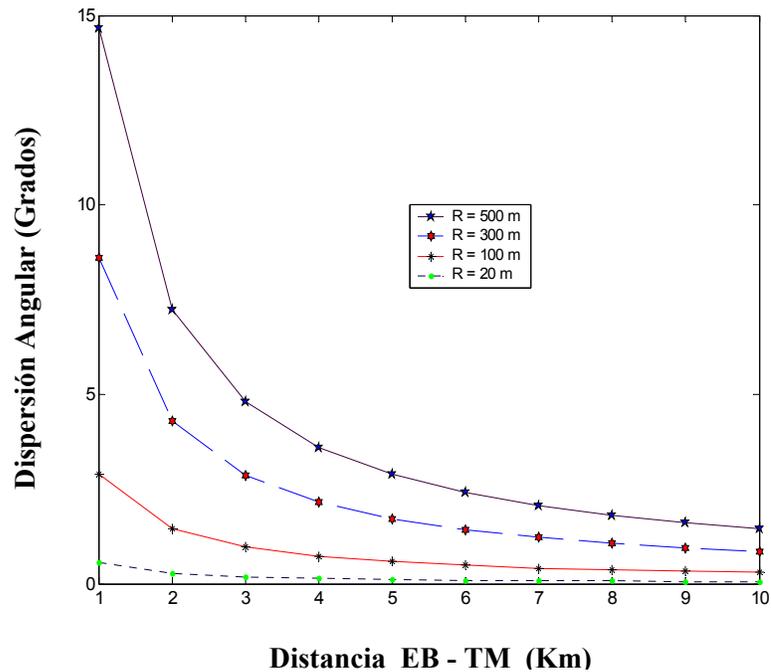


Figura 23. Dispersión angular en el canal radio para diferentes valores de radio de la región dispersora.

De acuerdo al comportamiento mostrado en la figura anterior, puede inferirse que conforme se incrementa la distancia de separación entre EB y TM, el valor de la dispersión angular disminuye, esto se debe a que al incrementar D , la región angular que define las multitrayectorias que arriban a la EB experimenta una reducción. Este decremento en la dispersión angular puede lograrse al incrementar la distancia entre EB y TM, o bien al reducir el radio de la región dispersora.

Un aspecto de gran relevancia que se logra establecer a partir del comportamiento mostrado en la gráfica anterior, es que se define la región de mayor cambio en relación a la dispersión angular para un entorno macrocelular, esto sucede para distancias entre EB y

TM comprendidas entre 1 y 3 km. Este análisis se lleva a cabo, debido a que en la literatura no existe un estándar o norma que defina las dimensiones físicas propias que debe satisfacer un entorno macrocelular. Entonces a partir de esta deducción, se puede considerar este intervalo de valores como una buena aproximación para el modelado y simulación de las propiedades del canal radio en un entorno macrocelular.

Lo anterior sugiere que podrían considerarse distancias entre EB y TM mayores, puesto que conforme se incrementa la distancia de separación entre ambos la dispersión angular disminuye; sin embargo, al realizar esto, el tiempo de retardo se incrementa significativamente. En la figura 24 se presenta un análisis de la dispersión angular para diferentes valores de R y D . En este caso D permanece constante y R varía en un intervalo de 100 m a 3 km.

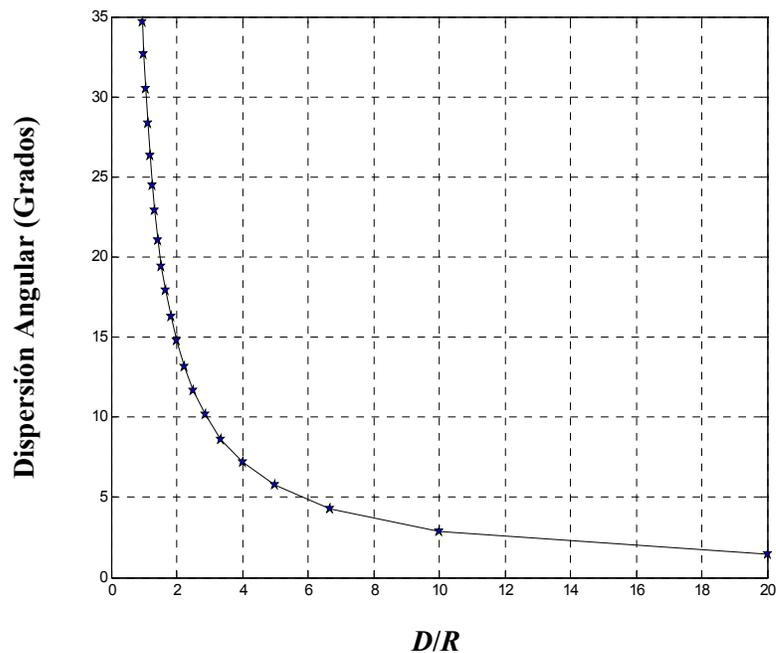


Figura 24. Dispersión angular para diferentes valores de la razón D/R .

El comportamiento de la dispersión angular mostrado en la figura 24 representa un factor de gran relevancia, ya que otro parámetro importante que no está definido para el caso de entornos macrocelulares, es la razón R/D (o D/R dependiendo de la perspectiva que se considere). Este parámetro es muy importante para definir las dimensiones del entorno dispersivo macrocelular a considerar.

A partir de la respuesta mostrada en la gráfica anterior, puede notarse claramente que los valores más adecuados para R y D considerando su impacto en la dispersión angular, son aquellos en los cuales la distancia entre EB y TM es por lo menos tres veces mayor que el radio de la región dispersora. En este caso, el valor máximo que pueda tomar D dependerá del retardo total que se pueda tolerar en la transmisión de la señal.

IV.3 DISPERSIÓN TEMPORAL (DELAY SPREAD)

Debido a la dispersión que presenta una señal de comunicaciones al interactuar con los diferentes elementos interferentes dentro del escenario celular, las componentes multitrayectoria generadas recorren diferentes distancias. Esto provoca que las distintas réplicas de la señal original lleguen a su destino en diferentes instantes de tiempo.

El efecto más significativo de este parámetro de dispersión en el canal radio, se presenta con la interferencia intersímbolo, la cual limita la tasa máxima de símbolos en la transmisión de una señal digital.

La medida del esparcimiento en tiempo experimentado por cada una de las componentes multitrayectoria, se denomina **dispersión temporal** (también conocido como dispersión por tiempo de retardo). Una forma de evaluar la dispersión temporal experimentada en un entorno celular, es a través de momentos centrales:

$$\hat{\sigma}_\tau = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{L-1} P_i \tau_i^2}{\sum_{i=1}^{L-1} P_i} - \left(\frac{\sum_{i=1}^{L-1} P_i \tau_i}{\sum_{i=1}^{L-1} P_i} \right)^2} \quad (21)$$

donde P_i es la potencia, τ_i es el retardo de la i -ésima componente multitrayectoria que arriba a la estación base, y L representa el número de multitrayectorias presentes en el canal de comunicaciones.

IV.3.1 SIMULACIÓN DE LA DISPERSIÓN TEMPORAL

Para la simulación de la dispersión temporal en un entorno dispersivo macrocelular, se utilizan las mismas consideraciones empleadas en la simulación de la dispersión angular. Se considera un exponente de pérdidas de propagación de 3.8 (apropiado para un entorno urbano densamente poblado), y se grafica considerando diferentes números de multitrayectorias. La distancia de separación entre EB y TM se mantiene constante en $D = 10$ km y el radio R de la región dispersora es variable.

En la figura 25 se muestra la respuesta de la dispersión temporal para diferentes valores de la razón R/D , obtenida mediante la plataforma de simulación de Matlab. Este comportamiento se obtiene al evaluar la expresión cerrada denotada en (21).

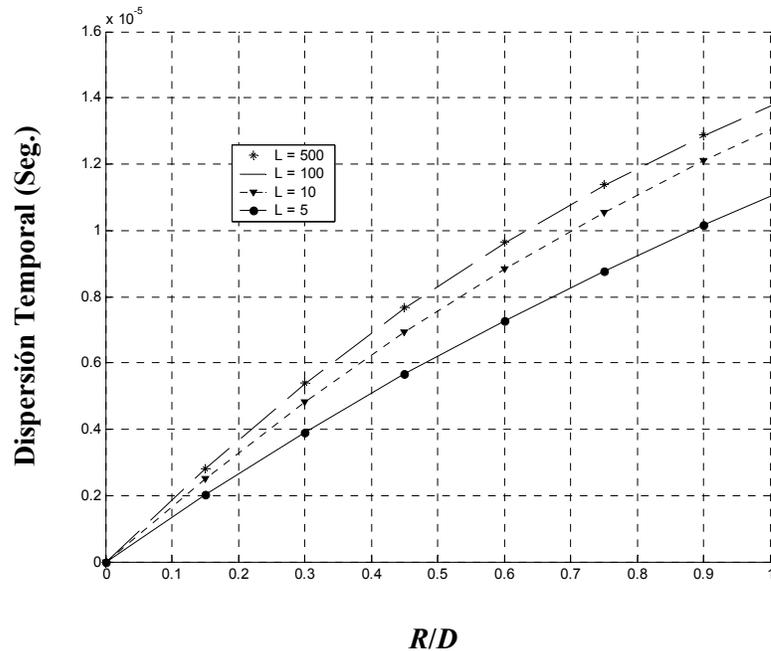


Figura 25. Dispersión temporal en función de la razón del radio de la región dispersora con respecto a la distancia de separación entre EB y TM.

A partir de la figura anterior, puede apreciarse que de manera similar al comportamiento mostrado en la respuesta de la dispersión angular, la dispersión temporal también sufre un incremento lineal conforme la razón R/D crece. Además, la dispersión temporal sufre un decremento para el caso en el que se considera un número menor de multitrectorias. Sin embargo, para casos en los que se considera un número alto de multitrectorias (valores mayores a 100) se observa un comportamiento muy similar en cada una de las curvas representativas de la dispersión temporal.

Por lo tanto, puede inferirse que de la misma forma que en el caso de la dispersión angular, no es necesario considerar todas las multitrayectorias presentes en el canal para realizar un estudio del comportamiento de este parámetro de dispersión dentro del escenario celular, ya que después de un cierto número de multitrayectorias (en este caso 100) la respuesta de la dispersión temporal obtenida es prácticamente la misma.

IV.4 DISPERSIÓN POR EFECTO DOPPLER (DOPPLER SPREAD)

Para realizar el análisis del efecto del esparcimiento Doppler sobre la señal recibida en la antena de la estación base en un entorno dispersivo macrocelular, se requiere de la aplicación del modelo geométrico circular de dispersores de un solo salto. En esta sección se lleva a cabo este procedimiento empleando antenas direccionales en la estación base.

Con el objeto de llevar a cabo el proceso de modelado y simulación de este parámetro de dispersión del canal en un entorno urbano densamente poblado, es necesario obtener las estadísticas del ángulo de arribo de cada una de las componentes multitrayectoria, para el caso en el que se consideran antenas direccionales en la estación base.

En la figura 26 se muestra la condición característica particular para el caso en el que se emplea una antena direccional con ganancia unitaria y un ancho de haz de 2α en la estación base. La región EFGHIJ denota la región dispersora en torno al móvil.

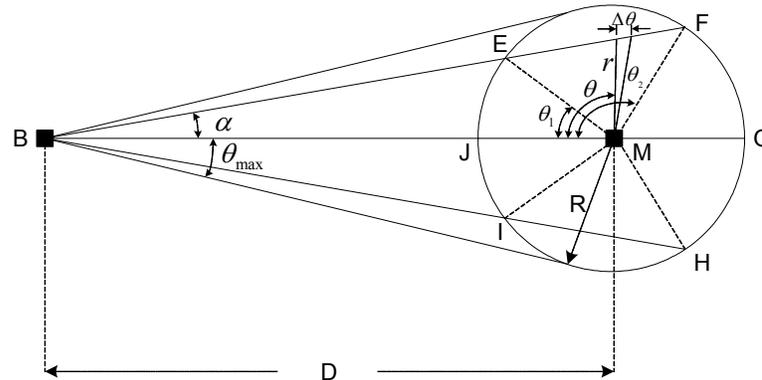


Figura 26. Representación del AOA en el móvil cuando se emplea una antena direccional con un ancho de haz de 2α .

Cuando $\alpha \geq \theta_{max}$, la antena de la estación base (B) iluminará todos los dispersores, y se tendrá como consecuencia una *pdf* AOA uniforme en el terminal móvil (M). Sin embargo, cuando $\alpha < \theta_{max}$, la antena de la estación base iluminará a sólo una parte de la región circular de dispersores, y como consecuencia, la *pdf* AOA en el terminal móvil no será uniforme. En la figura 26 se muestra la sección de dispersores iluminada por la antena de la estación base, la cual está delimitada por la región EFGHIJ.

Para caracterizar el espectro Doppler mediante antenas direccionales en la estación base, primero se debe conocer la función de densidad de probabilidad del ángulo de arribo de las componentes multitrayectoria en el terminal móvil. Esto es necesario debido a que la frecuencia Doppler está en función del AOA.

Para derivar la *pdf* de θ cuando $\alpha < \theta_{max}$ sólo se considera la región EFGMJ donde $0 < \theta \leq \pi$, ya que se cumplen las mismas condiciones para la región GHIJM, en donde $\pi < \theta \leq 2\pi$. La región EFGMJ se divide en tres regiones distintas, JEM, EFM y FGM. Los valores de θ_1 y θ_2 delimitan estas tres regiones. La *pdf* del AOA puede determinarse calculando el área de la región indicada por $\Delta\theta$. Denotando dicha región por A_2 y empleando herramientas de cálculo se obtiene:

$$A_2 = \int_{\theta}^{\theta+\Delta\theta} \frac{1}{2} r^2 d\theta \quad (22)$$

donde el valor de r para las tres regiones es:

$$r = \begin{cases} R & : 0 < \theta \leq \theta_1 \\ \frac{D \tan(\alpha)}{\text{sen}(\theta) + \cos(\theta) \tan(\alpha)} & : \theta_1 < \theta \leq \theta_2 \\ R & : \theta_2 < \theta \leq \pi \end{cases} \quad (23)$$

los valores de θ y α pueden relacionarse mediante la siguiente expresión:

$$\tan(\alpha) = \frac{r \text{sen}(\theta)}{(D - r \cos(\theta))} \quad (24)$$

resolviendo para θ se obtiene:

$$\theta = \cos^{-1} \left[\frac{D}{r} \operatorname{sen}^2(\alpha) \pm \frac{\cos(\alpha)}{r} \sqrt{r^2 - D^2 \operatorname{sen}^2(\alpha)} \right] \quad (25)$$

sustituyendo $r = R$ en (24) se pueden determinar θ_1 y θ_2 :

$$\theta_1 = \cos^{-1} \left(\frac{D}{R} \operatorname{sen}^2(\alpha) + \cos(\alpha) \sqrt{1 - \left(\frac{D}{R} \right)^2 \operatorname{sen}^2(\alpha)} \right) \quad (26)$$

$$\theta_2 = \cos^{-1} \left(\frac{D}{R} \operatorname{sen}^2(\alpha) - \cos(\alpha) \sqrt{1 - \left(\frac{D}{R} \right)^2 \operatorname{sen}^2(\alpha)} \right) \quad (27)$$

dado que los dispersores se encuentran uniformemente distribuidos dentro de la región EFGHIJ, la densidad del área dentro de la región es el recíproco del área dentro de dicha región. Por lo tanto, el área A_3 dentro de la región EFGHIJ puede expresarse como:

$$A_3 = R^2(\pi + \theta_1 - \theta_2) + 2D \operatorname{sen}(\alpha) \sqrt{R^2 - D^2 \operatorname{sen}^2(\alpha)} \quad (28)$$

entonces la densidad del área está dada por:

$$f_{\text{area}} = \frac{1}{R^2(\pi + \theta_1 - \theta_2) + 2D \operatorname{sen}(\alpha) \sqrt{R^2 - D^2 \operatorname{sen}^2(\alpha)}} \quad (29)$$

A partir de las expresiones denotadas en (22), (23) y (28) se puede determinar la función de densidad acumulativa del AOA, $F_{\theta}(\theta)$, para la región delimitada por $\theta_1 < \theta \leq \theta_2$,

$$F_{\theta}(\theta) = \int_0^{\theta} \frac{f_{area}}{2} \left(\frac{D \tan(\alpha)}{\sin(\beta) + \cos(\beta) \tan(\alpha)} \right)^2 d\beta \quad (30)$$

donde β es una variable muda¹. Para las regiones $0 < \theta \leq \theta_1$ y $\theta_2 < \theta \leq \pi$, la función de densidad acumulativa está dada por:

$$F_{\theta}(\theta) = \int_0^{\theta} \frac{f_{area} x R^2}{2} d\beta \quad (31)$$

La función de densidad de probabilidad del ángulo de arribo empleando antenas direccionales en la EB, simplemente será la derivada de la *cdf* mostrada en (30)

$$f_{\theta}(\theta) = \begin{cases} \frac{R^2}{2R^2(\pi + \theta_1 - \theta_2) + 2D \sin(\alpha) \sqrt{R^2 - D^2 \sin^2(\alpha)}}, & -\theta_1 < \theta \leq \theta_1 \\ \frac{(D \tan(\alpha))^2}{\left(2R^2(\pi + \theta_1 - \theta_2) + 2D \sin(\alpha) \sqrt{R^2 - D^2 \sin^2(\alpha)}\right) (\sin(\theta) + \cos(\theta) \tan(\alpha))^2}, & \theta_1 < |\theta| \leq \theta_2 \\ \frac{R^2}{2R^2(\pi + \theta_1 - \theta_2) + 2D \sin(\alpha) \sqrt{R^2 - D^2 \sin^2(\alpha)}}, & \theta_2 < \theta \leq -\theta_2 \end{cases} \quad (32)$$

¹ Una variable muda es una variable que no contiene ningún valor útil, sin embargo reserva espacio que una variable real pudiera usar posteriormente.

La respuesta obtenida a través de la evaluación de la expresión cerrada de la *pdf* del AOA denotada en la expresión (32) y representada como una línea continua se muestra en la figura 27.

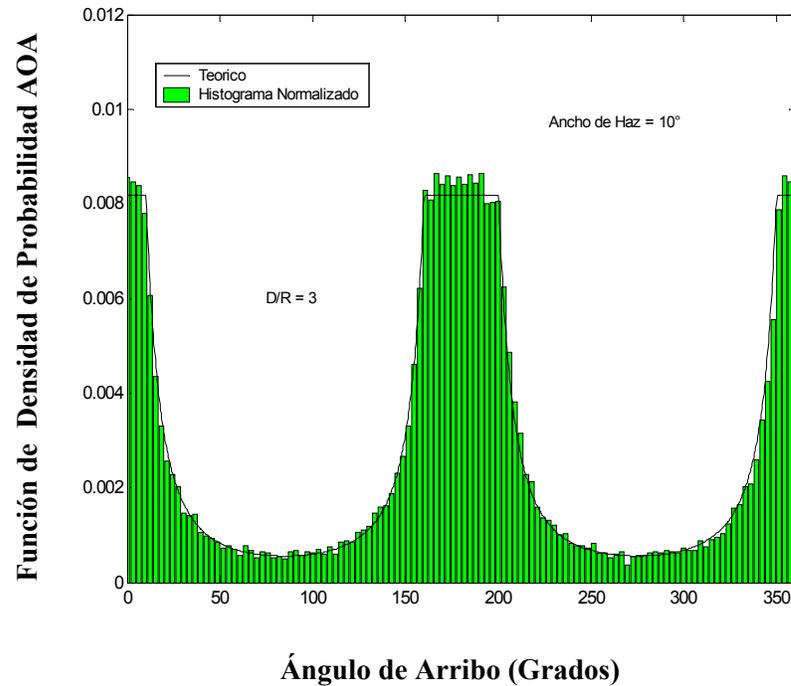


Figura 27. Pdf teórica e histograma normalizado obtenido mediante la simulación del AOA en el móvil.

La validación de la *pdf* AOA teórica se realiza para un caso en el que se considera una distancia entre EB y TM , $D = 3$ km, y un radio de la región de dispersores $R = 1$ km, tal como en [Petrus y Reed, 2002], con lo cual se obtiene $2\theta_{max} = 38.9$ grados, empleando una antena direccional con un ancho de haz $2\alpha = 10$ grados.

Para obtener el histograma normalizado de la *pdf* AOA, se generan dispersores en una región circular de radio R , la ubicación dichos elementos cumple con una distribución uniforme en torno al terminal móvil. Considerando únicamente los dispersores que son iluminados por el haz de la antena, se obtiene el histograma del AOA mostrado en la figura 27. A partir de esta gráfica, puede observarse que el histograma normalizado obtenido mediante simulación, se ajusta claramente a la curva obtenida al evaluar la expresión cerrada de la *pdf* teórica. Para propósitos de simulación se consideraron 100,000 dispersores.

En la figura 28 se muestra la *pdf* AOA teórica obtenida para diferentes anchos de haz de la antena de la EB.

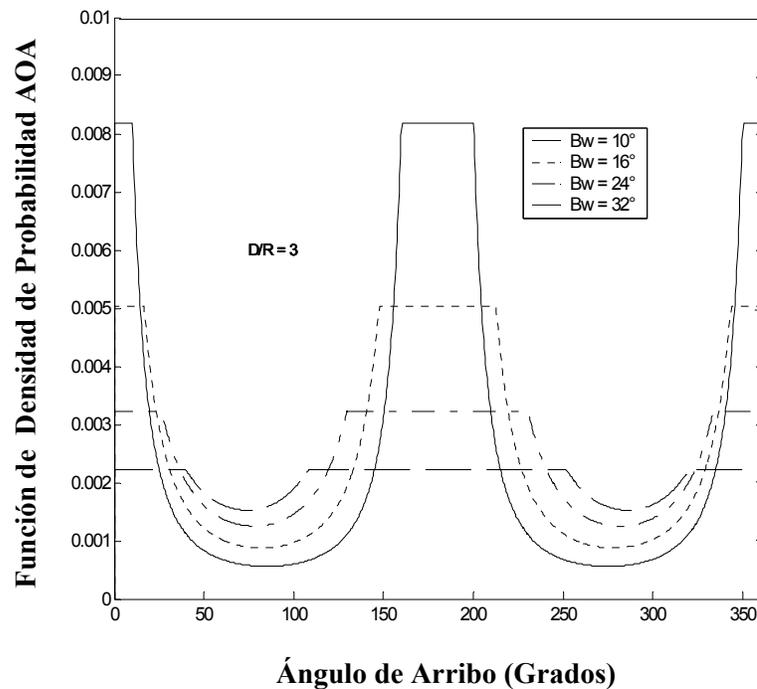


Figura 28. *Pdf* AOA teórica en el móvil para varios anchos de haz de la antena de la EB.

Se sabe que cuando la antena de la EB ilumina a todos los dispersores, la función de densidad de probabilidad del ángulo de arribo en el terminal móvil es uniforme, esto ocurre cuando el ancho del haz de la antena denotado por 2α , es igual a $2\theta_{max}$.

A partir de la figura 28 puede observarse notoriamente como al incrementarse el ancho del haz de la antena de la EB, el comportamiento de la *pdf* AOA en el móvil se aproxima cada vez más a una respuesta uniforme.

Habiendo determinado la *pdf* marginal del AOA, también se puede obtener la representación gráfica de las funciones de densidad de probabilidad conjuntas TOA/AOA en el TM y en la EB.

En la figura 29 se muestra la *pdf* conjunta TOA/AOA observada en la EB para una región iluminada por un ancho de haz de la antena de la EB de 10 grados, un radio de la región de dispersores, $R = 1$ km y una distancia EB - TM, $D = 3$ km, considerando además, una región circular con 10,000 dispersores distribuidos uniformemente. En este caso se considera que la EB se encuentra ubicada en el origen del plano de coordenadas cartesianas.

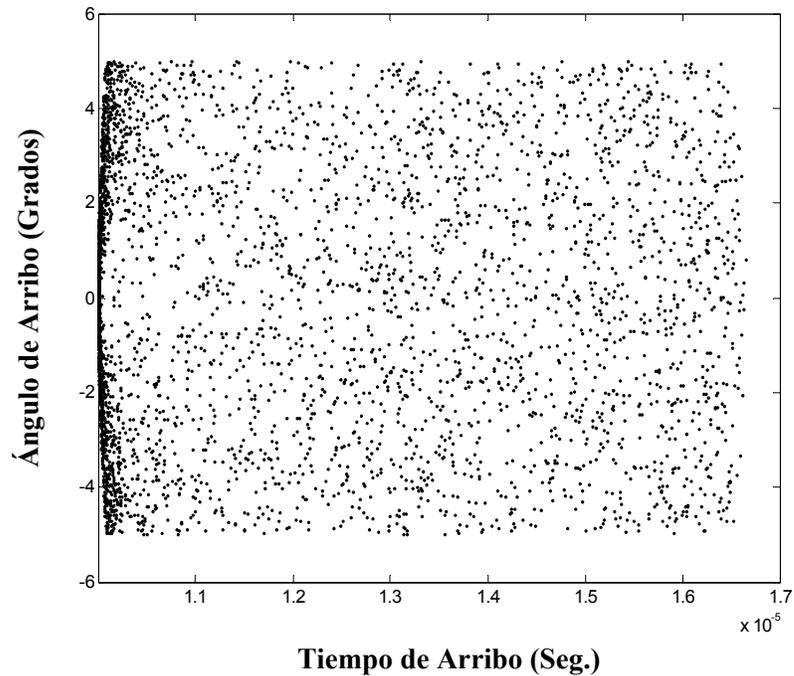


Figura 29. Pdf conjunta TOA/AOA observada en la estación base.

En la figura 29 puede visualizarse claramente que la mayor concentración de componentes multitrayectoria se encuentra en tiempos de retardo relativamente pequeños y en un intervalo angular delimitado por el ancho de haz de la antena de la estación base, en este caso de 10° . Por lo tanto, el arribo de multitrayectorias a la estación base estará delimitado por el intervalo angular de $\pm 5^\circ$.

Realizando un análisis similar, se trazan los pares correspondientes TOA/AOA para la perspectiva desde el TM. En este caso se considera que el TM se encuentra ubicado en el origen del sistema de coordenadas cartesianas.

En la figura 30 se muestra la *pdf* conjunta TOA/AOA observada en el terminal móvil en la cual, para propósitos de simulación, se emplearon los mismos parámetros que en la *pdf* conjunta observada en la EB.

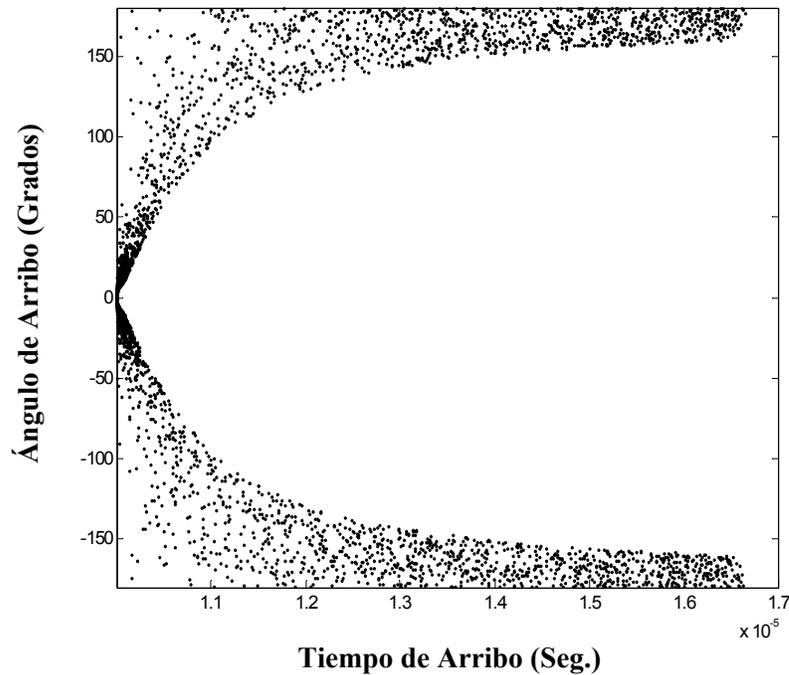


Figura 30. Pdf conjunta TOA/AOA en el terminal móvil.

La figura 30 muestra el entorno espacial visto desde la perspectiva del TM. Puede observarse que existe una alta densidad de multitrayectorias con un retardo bajo, restringidas a una región angular mucho mayor que la obtenida en el análisis de la *pdf* conjunta TOA/AOA en la EB. Ambas *pdf*'s conjuntas se obtienen considerando única y exclusivamente los dispersores iluminados por el haz de la antena de la EB, en este caso igual a 10 grados. Por lo tanto, el AOA de las componentes multitrayectoria en el TM ya no es uniforme.

IV.4.1 ESPECTRO DOPPLER A PARTIR DE LA PDF MARGINAL AOA

Una vez determinada la función de densidad de probabilidad del ángulo de arribo de las componentes multitrayectoria en el terminal móvil se puede proceder a determinar el espectro Doppler. La señal recibida en el móvil experimenta desplazamiento Doppler debido al movimiento del receptor. En la figura 31 puede apreciarse la condición cuando el móvil se está desplazando en un ángulo ϕ_v con respecto a la componente de visibilidad directa.

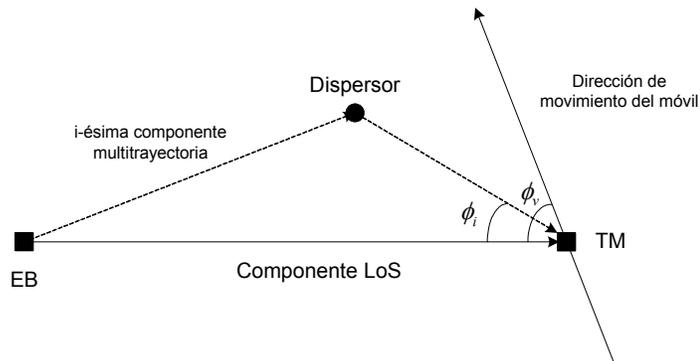


Figura 31. Componente multitrayectoria proveniente de la EB arribando al terminal móvil.

La *i-ésima* componente multitrayectoria arriba al móvil en un ángulo ϕ_i con respecto a la componente de visibilidad directa. El desplazamiento Doppler que experimenten las componentes multitrayectoria en el receptor, dependerá de la dirección de movimiento del terminal móvil. El desplazamiento Doppler experimentado por la *i-ésima* componente multitrayectoria está dado por:

$$v_i = f_m \cos(\phi_i - \phi_v) \quad (33)$$

donde f_m es el máximo desplazamiento Doppler, y está dado por:

$$f_m = \frac{v}{\lambda} \quad (34)$$

v es la velocidad del móvil y λ es la longitud de onda de la señal portadora. Sea la señal recibida $r(t)$ la denotada por la siguiente expresión:

$$r(t) = E_o \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i e^{j2\pi v_i t} \quad (35)$$

entonces el espectro Doppler estará dado por:

$$S_r(f) = A_o^2 f_v(f) \quad (36)$$

donde:

$$A_o^2 = \frac{E_o^2}{4} \sum_{i=1}^{L-1} |\alpha_i|^2 \quad (37)$$

y $f_v(f)$ es la función de densidad de probabilidad de la distribución de frecuencia Doppler.

Asumiendo una antena omnidireccional en el móvil, $f_v(f)$ estará dada por:

$$f_v(f) = \frac{f_\phi(\phi_v + |\cos^{-1}(f/f_m)|)}{f_m \sqrt{1 - (f/f_m)^2}} + \frac{f_\phi(\phi_v - |\cos^{-1}(f/f_m)|)}{f_m \sqrt{1 - (f/f_m)^2}}, \quad |f| < f_m \quad (38)$$

donde $f_\phi(\phi)$ es la *pdf* AOA de las componentes multitrayectoria que arriban al terminal móvil. Por lo tanto, la densidad espectral de potencia (PSD) estará dada por:

$$S_r(f) = \frac{A_o^2}{f_m \sqrt{1 - (f/f_m)^2}} \left[f_\phi(\phi_v + |\cos^{-1}(f/f_m)|) + f_\phi(\phi_v - |\cos^{-1}(f/f_m)|) \right], \quad |f| < f_m. \quad (39)$$

Si el ángulo de arribo de las componentes multitrayectoria en el móvil es uniforme, entonces el espectro Doppler estará denotado por el modelo de Clarke [Clarke, 1968].

$$S_r(f) = \frac{A_o^2}{\pi f_m \sqrt{1 - (f/f_m)^2}}, \quad |f| < f_m \quad (40)$$

El espectro Doppler para una antena direccional en la EB se obtiene cuando se sustituye (32) en (39). Considerando el caso en el cual un móvil se desplaza a una velocidad de 54 km/h y una frecuencia portadora de 2 GHz, se obtiene un máximo desplazamiento Doppler de 100 Hz. Considerando además, una región de dispersores de radio $R = 1$ km y una separación entre EB y TM de 3 km, así como una antena direccional con haces directivos de 2° , 10° y 30° , se tiene que el intervalo del AOA de las componentes multitrayectoria ($2\theta_{max}$) es 38.9° .

En la figura 32 se presenta la gráfica de espectro Doppler para un móvil que se mueve en una dirección $\phi_v = 0^\circ$.

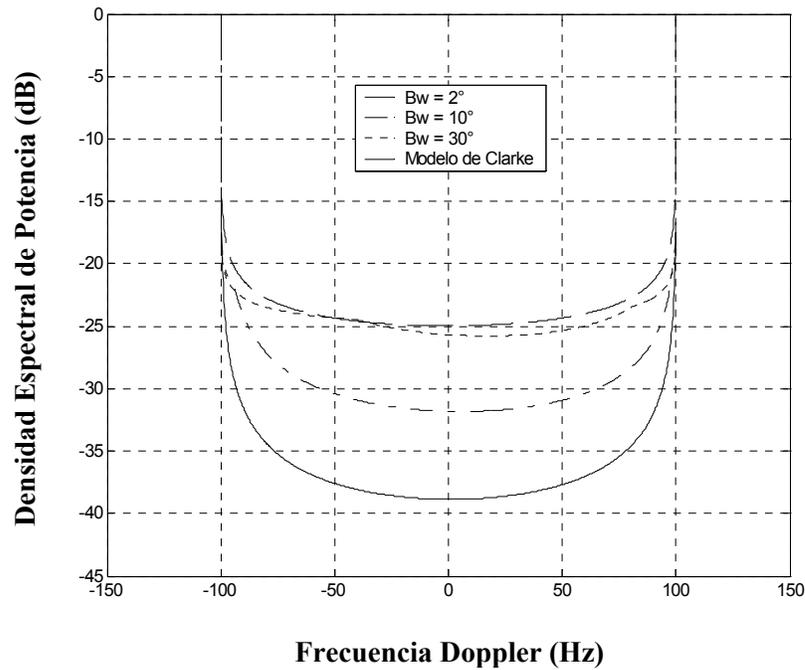


Figura 32. Espectro Doppler obtenido cuando se emplea una antena direccional en la EB comparado con el modelo de Clarke, el móvil se desplaza a una velocidad de 54 km/h formando un ángulo de 0° con respecto a la componente visibilidad directa.

Para $\phi_v = 0^\circ$, el espectro se encuentra desplazado hacia la derecha, esto quiere decir que hay más componentes de frecuencia Doppler negativos que positivos. Esto se debe a que cuando el móvil se mueve en la dirección de la componente de visibilidad directa rumbo a la EB, los componentes de frecuencia Doppler positivos resultan de los dispersores localizados en la región marcada como A_1 y los componentes de frecuencia Doppler negativos de la región A_2 . Puesto que el área de la región A_2 es mayor que el área de la región A_1 , hay más componentes de frecuencia Doppler negativos que positivos en el espectro Doppler, lo cual puede visualizarse claramente en la figura 33.

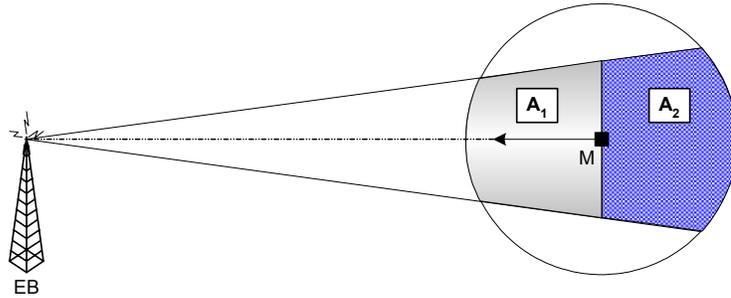


Figura 33. Representación de los dispersores de la región A_1 y A_2 que causan los componentes de frecuencia Doppler positivos y negativos respectivamente, cuando el móvil se desplaza en dirección de la EB.

En la figura 34 se presenta la gráfica de espectro Doppler para un móvil que se mueve en una dirección $\phi_v = 90^\circ$.

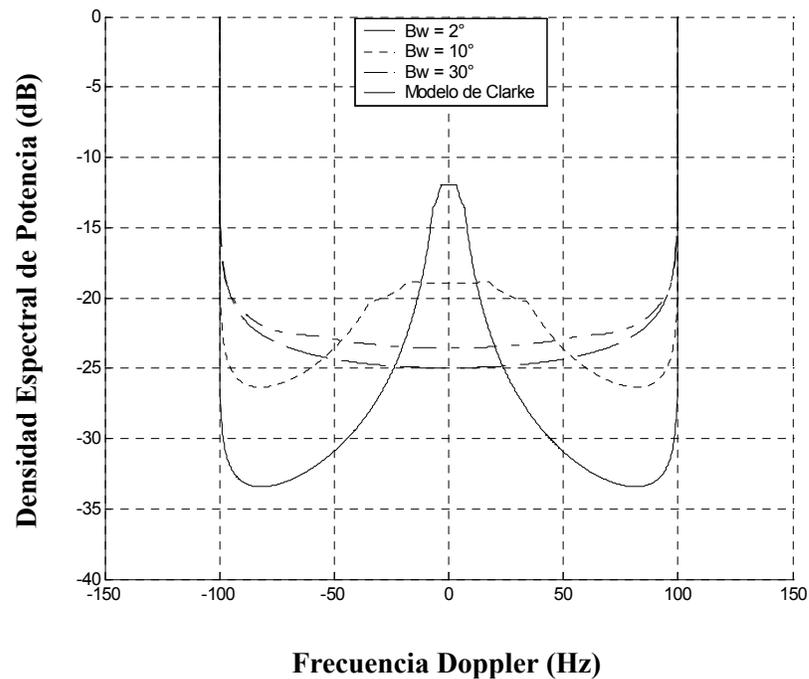


Figura 34. Espectro Doppler obtenido cuando se emplea una antena direccional en la EB comparado con el modelo de Clarke, el móvil se desplaza a una velocidad de 54 km/h formando un ángulo de 90° con respecto a la componente de visibilidad directa.

Para $\phi_v = 90^\circ$ el espectro Doppler es simétrico con respecto a la componente de frecuencia Doppler cero. Cuando el móvil se mueve en dirección perpendicular a la componente de visibilidad directa, el área de la región A_1 es igual al área de la región A_2 , por lo tanto, el espectro Doppler es simétrico con respecto a la frecuencia Doppler cero. Esto puede visualizarse en la figura 35.

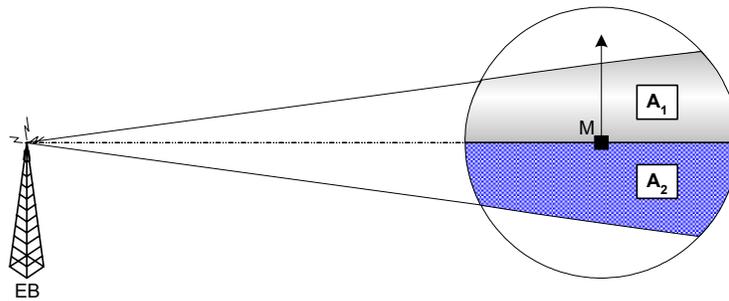


Figura 35. Representación de los dispersores de la región A_1 y A_2 que causan los componentes de frecuencia Doppler positivos y negativos respectivamente, cuando el móvil se desplaza en dirección perpendicular a la EB.

Puede observarse que en ambos casos, tanto para $\phi_v = 0^\circ$ como para $\phi_v = 90^\circ$, el esparcimiento por efecto Doppler decrece significativamente conforme se reduce el ancho de haz de la antena. Esto se debe a que conforme el haz se reduce, la antena es capaz de mitigar multitrayectorias con ángulos de arribo grandes, de ahí la reducción en el esparcimiento Doppler, lo cual a su vez se traduce en una menor variación en el desvanecimiento de envolvente. Para anchos de haz mayores, el espectro Doppler tiende a la forma en U del modelo de Clarke, lo cual se debe a que la *pdf* del AOA en el móvil tiende a una distribución uniforme.

IV.5 CONCLUSIONES

Los parámetros de dispersión del canal proporcionan información estadística que permite una caracterización más completa del escenario celular. Esto constituye las bases de los capítulos siguientes, ya que un arreglo de antenas no sólo recibirá la señal del móvil en una dirección, sino de varias direcciones dependientes del ángulo y del tiempo de arribo de todas las multitrayectorias presentes.

En este capítulo se ha llevado a cabo el proceso de modelado y simulación de los parámetros de dispersión del canal radio, de los cuales se han obtenido parámetros estadísticos que permiten un mejor conocimiento del entorno espacial en el que se encuentran inmersos la estación base, el terminal móvil y los dispersores.

Una vez que se han estudiado y caracterizado los parámetros más importantes del canal radio, el paso siguiente es el muestreo de las diferentes señales que arriban a la estación base, para lo cual se empleará un arreglo lineal uniforme de antenas. Esto con el objeto de aprovechar la diversidad espacial originada por la propagación multitrayectoria. En el siguiente capítulo se realiza el modelado y simulación de un arreglo lineal uniforme (ALU) de antenas en la estación base.

CAPITULO V



ARREGLOS DE ANTENAS

V. ARREGLOS DE ANTENAS

V.1 INTRODUCCIÓN

El propósito fundamental de los arreglos de antenas en un sistema de comunicaciones móviles celulares, es muestrear en diferentes puntos del espacio las señales transmitidas por aquellos usuarios que están empleando el mismo canal de comunicaciones. La eficiencia del muestreo espacial para reducir la interferencia co-canal y mitigar los efectos multitrayectoria depende de la técnica de procesamiento de señales empleada para combinar las señales recibidas por cada uno de los elementos del arreglo de antenas.

El objetivo de cualquier sistema de antenas inteligentes es recuperar la señal de interés (SOI) y generar una salida con la mejor relación C/I posible. Sin embargo, para el procesamiento del enlace de subida, las prestaciones ofrecidas por el arreglo de antenas dependen de como el sistema de antenas inteligentes explota las características espaciales del canal de comunicaciones y elimina su efecto en las propiedades estadísticas y determinísticas de las componentes de onda incidentes en la estación base.

En este capítulo se hace un análisis del arreglo de antenas más empleado en el contexto de las comunicaciones inalámbricas, el arreglo lineal uniforme (ALU). Para ello, se considera únicamente el análisis bidimensional del arreglo, por lo cual los elementos de antena sólo tendrán la perspectiva del ángulo de azimut y despreciarán el ángulo de elevación. También se realiza un análisis de los aspectos más fundamentales de un arreglo

lineal uniforme de antenas, para este propósito se caracteriza el patrón de radiación del arreglo en base al número de elementos que lo conforman y a la distancia de separación entre ellos. Además, se mostrará cómo es posible dirigir el patrón de radiación del arreglo de antenas en la dirección deseada, aplicando un desfase progresivo en cada uno de los elementos que conforman el arreglo.

V.2 FUNDAMENTOS DE LOS ARREGLOS DE ANTENAS

Una antena es un sistema conductor metálico capaz de radiar y recibir ondas electromagnéticas. Una antena es un dispositivo recíproco pasivo; pasivo en cuanto a que en realidad no puede amplificar una señal, por lo menos no en el sentido real de la palabra, y recíproco en cuanto a que las características de transmisión y recepción de una antena son idénticas.

Un arreglo de antenas es la interfaz directa entre el entorno espacial de las señales electromagnéticas y el procesamiento de las mismas. Cada tipo de arreglo está conformado por un número finito de elementos, los cuales están distribuidos de acuerdo a un cierto patrón geométrico y espaciados entre sí una cierta distancia medida en términos de longitudes de onda. Los elementos del arreglo son considerados como *sensores* en la perspectiva de recepción y como *radiadores* en la perspectiva de transmisión.

Un aspecto de fundamental importancia para el modelado y simulación de los arreglos de antenas, es el hecho de que el campo de radiación que se encuentra cerca de la

antena no es igual que el campo de radiación que se encuentra lejos de la antena. El término *campo cercano* se refiere al patrón de campo que se encuentra cerca de la antena, y el término *campo lejano* se refiere al patrón de campo que está a gran distancia. Cuando una antena irradia, parte de la potencia radiada se guarda temporalmente en el campo cercano regresando posteriormente a la antena, el resto de la potencia alcanza la región de campo lejano donde continúa irradiándose lejos y nunca regresa a la antena [Tomasi, 1996]. De esta forma, al campo cercano también se le conoce como *campo de inducción*, ya que su comportamiento es similar al de un inductor. Por su parte, al campo lejano también se le denomina como *campo de radiación*, debido a que la energía que alcanza esta zona continúa irradiándose lejos de la antena.

El patrón de radiación de la antena se define por lo general, en referencia al campo lejano. Esta región se encuentra a distancias mayores que $2D^2/\lambda$, en donde λ representa la longitud de onda de la señal transmitida y D representa el diámetro de la antena en las mismas unidades. El campo lejano se puede definir como la región donde la distribución angular del campo electromagnético es independiente de la distancia a la que se encuentra la antena.

Uno de los parámetros más importantes en la caracterización de los arreglos de antenas es el *factor de arreglo*. El factor de arreglo representa el patrón de radiación de campo lejano de un arreglo cuyos elementos irradian de forma isotrópica. El patrón de radiación por su parte, representa la distribución de la potencia radiada en varias posiciones

angulares en relación con la antena, todo esto por medio de un diagrama polar. En las secciones posteriores de este capítulo se realiza un análisis detallado del factor de arreglo, en las cuales se incluye el modelado y simulación del patrón de radiación del arreglo de antenas con relación a diversos parámetros.

V.3 DIVERSIDAD ESPACIAL MEDIANTE ARREGLOS DE ANTENAS

Debido a la propagación multitrayectoria, en la estación base no sólo se tendrá el arribo de la señal transmitida por el móvil en una sola dirección, sino de varias direcciones dependientes del ángulo y del tiempo de arribo de todas las multitrayectorias presentes en el canal. Una forma de mitigar este efecto es mediante la *diversidad espacial*.

La diversidad espacial se obtiene cuando se emplean dos o más antenas de recepción separadas una cierta distancia física medida en términos de longitudes de onda. La diversidad espacial en la recepción se obtiene cuando una señal es simultáneamente muestreada y combinada a partir de diferentes puntos en el espacio. En la perspectiva de transmisión, la diversidad espacial se obtiene cuando una señal es enviada simultáneamente a diferentes ubicaciones en el espacio.

El uso de antenas de un solo elemento no satisface dichos requerimientos, ya que tan sólo se cuenta con una perspectiva de recepción de señales, lo cual proporciona un muestreo muy pobre de las señales existentes en el entorno espacial. Además, la radiación que se obtiene es bastante amplia, lo cual resulta en una baja directividad.

Por lo tanto, se requiere de una mayor diversidad, lo cual se logra empleando varios elementos de antena dispuestos en base a una cierta configuración geométrica. Un arreglo de antenas proporciona la diversidad necesaria para obtener una muestra de señales representativa del entorno espacial. Además, debido a la contribución de cada uno de los elementos de antena, se puede obtener la directividad deseada en la radiación.

El principio de diversidad espacial señala que cuando un móvil está en movimiento, crea un patrón de señales pico (máximos) y nulos (mínimos). Cuando una de esas señales nulas es recibida por uno de los sensores del arreglo, provoca una interferencia destructiva ocasionando que la intensidad de la señal recibida disminuya. De cualquier forma, si una segunda antena es colocada a una cierta distancia física, ésta se encontrará fuera del área de la señal nula y de esta forma recibirá la señal a un nivel aceptable. Esto permite realizar un muestreo más completo y preciso de las señales que se encuentran en el entorno espacial. De esta manera, el arreglo de antenas es capaz de extraer la señal de interés de todas las señales recibidas, aún cuando éstas ocupen el mismo espectro de frecuencias.

El propósito de un arreglo de antenas es incrementar la directividad de un sistema de antenas y concentrar la potencia radiada dentro de un área geográficamente más pequeña, de tal forma que se logren obtener mejores características de ganancia y diversidad que las conseguidas por cada uno de los elementos individuales.

El campo total radiado por el arreglo de antenas está dado por la suma de los campos radiados por cada uno de los elementos individuales. De esta manera, si se desean patrones de radiación directivos, es necesario que los campos radiados por los elementos del arreglo interfieran constructivamente en las direcciones de interés e interfieran destructivamente en el resto del entorno espacial.

Debido a que este trabajo de tesis está principalmente enfocado a los enlaces de recepción, en el resto de este capítulo se hará referencia a los elementos de antena únicamente como sensores y no como elementos radiadores.

V.4 CONFIGURACIÓN GEOMÉTRICA DE LOS ARREGLOS DE ANTENAS

En los sistemas de antenas inteligentes, un arreglo de antenas es empleado en la EB para recibir información de usuarios de redes inalámbricas que operan bajo el mismo o diferente esquema de acceso múltiple, tal como FDMA, TDMA y CDMA. Un arreglo de antenas puede asumir diferentes geometrías, dependiendo de esta conformación geométrica, se tendrán características específicas de cobertura angular y se tendrá una resolución unidimensional, bidimensional o tridimensional según sea el caso. Las configuraciones geométricas más comunes de arreglos de antenas son las siguientes [Balanis, 1982]:

- ◆ *Arreglo lineal*: en un arreglo lineal los elementos de antena o sensores, se encuentran dispuestos a lo largo de una línea recta y separados una distancia d . Un arreglo lineal es una configuración unidimensional, con la cual se puede dirigir el

lóbulo principal del patrón de radiación dentro de un cierto sector angular en el plano azimutal. El desfase de los frentes de onda incidentes en cada uno de los sensores de un arreglo lineal uniforme, será evaluado tomando como referencia al primer elemento del arreglo de antenas. El arreglo lineal uniforme es el arreglo más empleado debido a su simplicidad de diseño. En la figura 36 se muestra la configuración geométrica de tres diferentes tipos de arreglos lineales.

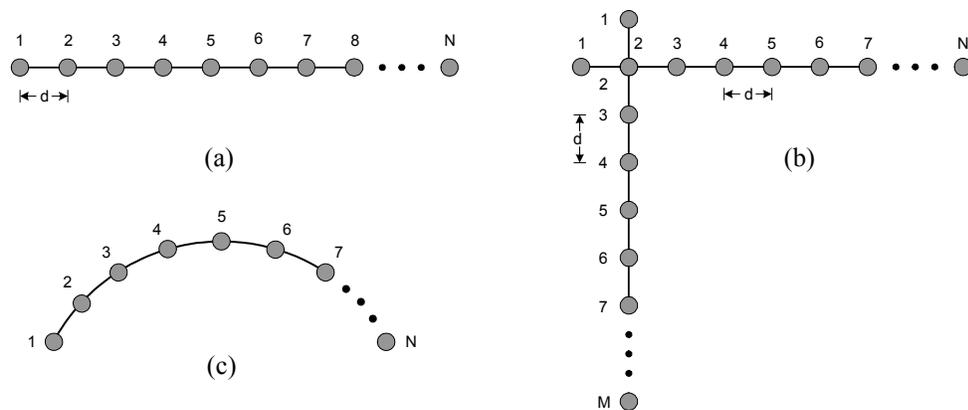


Figura 36. Configuraciones geométricas de arreglos de antenas unidimensionales abiertos.
a) Lineal Uniforme (ULA). b) Lineal Híbrido. c) Lineal Curvo.

◊ Arreglo circular: en un arreglo circular los elementos de antena se encuentran dispuestos sobre una circunferencia de radio R con un espaciamiento uniforme entre ellos de $l = 2\pi / N$, en donde N representa el número de elementos que conforman el arreglo. En contraste con el arreglo lineal, el punto de referencia en el arreglo circular no es un sensor sino el centro del arreglo circular. Por lo tanto, el desfase de los frentes de onda incidentes en cada uno de los sensores será evaluado con respecto al ángulo de arribo del frente de ondas en relación al centro del arreglo. El arreglo circular es una estructura unidimensional con la que se puede

dirigir el lóbulo principal del patrón de radiación en todos los ángulos de azimut. Este tipo de arreglo es muy usado en entornos de exteriores. En la figura 37 se muestra la configuración geométrica de un arreglo circular uniforme.

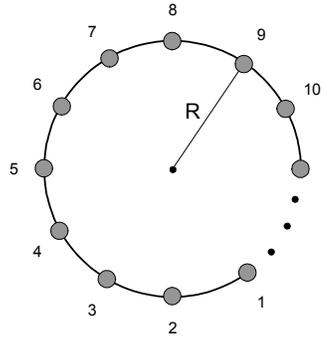


Figura 37. Configuración geométrica de un arreglo de antenas unidimensional cerrado: arreglo circular uniforme (UCA).

◆ Arreglo elíptico: en un arreglo elíptico los elementos de antena se encuentran igualmente espaciados y dispuestos sobre una elipse. Con un arreglo elíptico también se pueden formar lóbulos principales en cualquier dirección azimutal, sin embargo, los lóbulos generados son más directivos que aquellos formados por un arreglo lineal o un arreglo circular. En la figura 38 se muestra la configuración geométrica del arreglo elíptico.

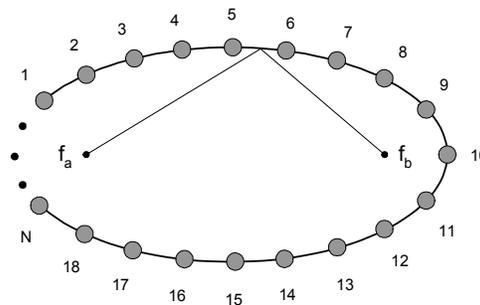


Figura 38. Configuración geométrica de un arreglo de antenas unidimensional cerrado: arreglo elíptico.

◆ Arreglo planar: un arreglo planar es una configuración bidimensional en la cual los elementos de antena se encuentran igualmente distribuidos sobre un plano. Este tipo de estructuras son empleadas para efectuar una conformación de haz en dos dimensiones, tanto en ángulo de azimut como en ángulo de elevación. Los arreglos planares son muy utilizados en interiores o en ambientes urbanos densamente poblados. El arreglo más común dentro de los arreglos planares es sin duda el arreglo planar cuadrado. Este arreglo consta de N elementos en cada columna paralela al eje y , y M elementos en cada fila paralela al eje x , con un espaciamiento uniforme d . El arreglo contiene un total de $M \times N$ elementos. El patrón de radiación total del arreglo planar cuadrado puede considerarse como el producto de los factores de arreglo de dos arreglos lineales, uno sobre el eje x y otro sobre el eje y [Monzingo y Miller, 1980]. En la figura 39 se muestra la configuración geométrica típica de dos arreglos planares.

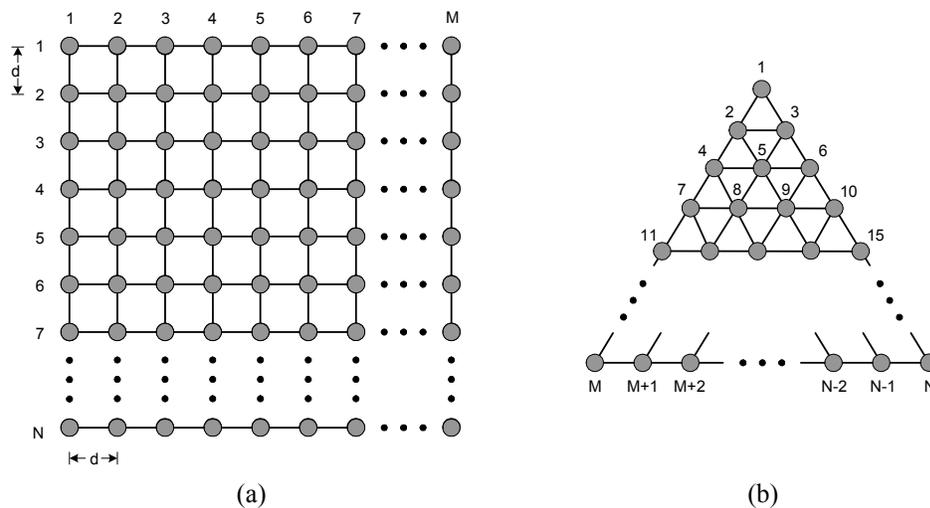


Figura 39. Configuraciones geométricas de arreglos de antenas planares. a) Cuadrado. b) Triangular.

La configuración geométrica del arreglo de antenas, así como el número de sensores que lo conforman y el espaciamiento entre cada uno de los elementos, tienen una profunda repercusión en la región espacial que el arreglo de antenas es capaz de sensor, en el número de usuarios que el sistema puede soportar y en las características del patrón de dirección.

V.5 ARREGLO LINEAL UNIFORME

En un arreglo lineal uniforme, los elementos de antena o sensores son colocados en línea recta con espaciamentos equidistantes. Los sensores que conforman el arreglo de antenas en la estación base pueden tener un patrón de radiación omnidireccional o pueden incluso tener una sensibilidad no uniforme al ángulo y frecuencia del frente de ondas incidente. Se considera que las señales que arriban al arreglo de antenas inciden como un frente de ondas planas, lo cual implica que la fuente radiante es omnidireccional y se encuentra ubicada en la región de campo lejano del arreglo de antenas. En la figura 40 se muestra un arreglo lineal uniforme de N elementos.

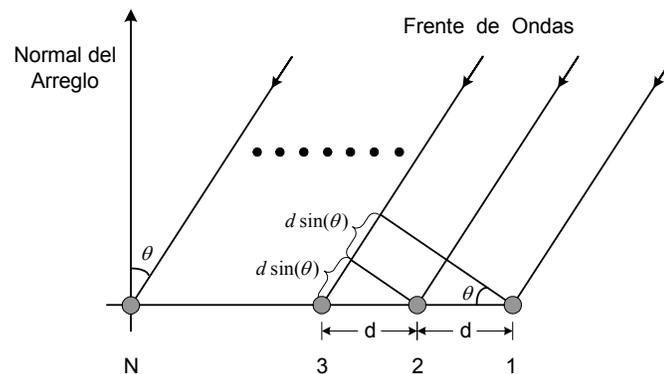


Figura 40. Arreglo lineal de N elementos uniformemente espaciados.

En el arreglo lineal mostrado en la figura 40 se puede observar el arribo de un frente de ondas planas $x(t)$ formando un ángulo θ con respecto a la normal del arreglo. Debido a la disposición geométrica de los elementos, la señal es recibida por cada uno de los elementos del arreglo en diferentes instantes de tiempo. De acuerdo a la figura anterior, el frente de ondas planas arribará primero al elemento 1 del arreglo, el cual será considerado como el sensor de referencia. De esta forma, el frente de ondas recorrerá una distancia adicional $d\sin(\theta)$ antes de arribar al segundo elemento del arreglo, para arribar al tercer elemento, el frente de ondas deberá recorrer una distancia $2d\sin(\theta)$, y así sucesivamente hasta llegar al elemento N , recorriendo para ello, una distancia $(N-1)d\sin(\theta)$.

Por lo tanto, se puede definir el desfase existente entre cada uno de los elementos del arreglo por medio de la siguiente expresión:

$$\psi = 2\pi \left(\frac{d}{\lambda} \right) \sin(\theta) \quad (41)$$

donde d representa la distancia de separación entre elementos y λ es la longitud de onda de la señal en cuestión. Una forma alternativa de definir el desfase de las señales en cada sensor respecto al sensor de referencia es a través de fasores:

$$\bar{v} = \left[1 \quad e^{j2\pi \left(\frac{d}{\lambda} \right) \sin(\theta)} \quad e^{j4\pi \left(\frac{d}{\lambda} \right) \sin(\theta)} \quad \dots \quad e^{j2\pi(N-1) \left(\frac{d}{\lambda} \right) \sin(\theta)} \right], \quad (42)$$

donde \bar{v} se denomina vector de dirección [Litva y Lo, 1996], debido a que contiene la información del ángulo de arribo de la señal.

La contribución de cada uno de los elementos del arreglo define la respuesta de radiación del arreglo. Por lo tanto, la respuesta total del arreglo de antenas se obtiene al considerar la suma fasorial de las contribuciones de señal de cada uno de los elementos del arreglo [Monzingo y Miller, 1980]:

$$y(t) = \sum_{n=1}^N x(t) e^{j(n-1)\psi} \quad (43)$$

lo cual también puede expresarse como:

$$y(t) = x(t) \cdot \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} = x(t) \cdot A(\theta) \quad (44)$$

donde la expresión denotada por $A(\theta) = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi}$ se conoce como **factor de arreglo**, y expresa la sensibilidad de respuesta del arreglo a señales que provienen de varias direcciones en el intervalo $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$, el cual es el intervalo de operación ideal del arreglo lineal uniforme.

La expresión del factor de arreglo mostrada en (44) representa la respuesta del patrón direccional de un ALU puro, es decir, de un ALU sin pesos asignados.

Dependiendo de la dirección en que arriben las señales al arreglo, éstas interferirán constructiva o destructivamente. Empleando el factor de arreglo se puede obtener el patrón de respuesta de un arreglo de antenas. En la figura 41 se muestra la contribución de cada uno de los sensores para formar la respuesta total del arreglo.

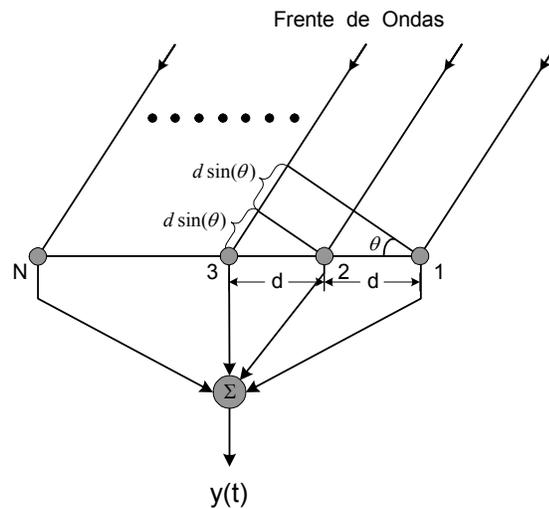


Figura 41. Contribución de los elementos individuales a la respuesta total del arreglo.

La expresión del factor de arreglo puede representarse de una manera más compacta mediante la simplificación de series de potencia. Por lo tanto, partiendo de la expresión del factor de arreglo:

$$A(\theta) = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} = [1 + e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi}] \quad (45)$$

multiplicando la expresión anterior por $e^{j\psi}$ se obtiene:

$$A(\theta) \cdot e^{j\psi} = [e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + e^{j4\psi} + \dots + e^{jN\psi}] \quad (46)$$

restando la expresión dada en (46) a la expresión denotada en (45) y simplificando se obtiene:

$$A(\theta) = \frac{1 - e^{jN\psi}}{1 - e^{j\psi}}, \quad (47)$$

aplicando las identidades de Euler y simplificando, finalmente se obtiene:

$$A(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \cdot e^{j(N-1)\psi/2}. \quad (48)$$

El factor de fase $e^{j(N-1)\psi/2}$ representa el desfaseamiento del arreglo relativo a la fase del arreglo en el origen. Por consiguiente, considerando que el arreglo de antenas se encuentra centrado en el origen y tomando como referencia al primer sensor del arreglo, la expresión (48) se reduce a:

$$A(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)}. \quad (49)$$

donde se obtiene un valor máximo para $\psi = 0$, por lo tanto, el valor máximo de la ecuación (49) es entonces:

$$A(\theta)_{\psi=0} = N \quad (50)$$

dividiendo la ecuación (49) por la ecuación dada en (50), se obtiene el factor de arreglo normalizado.

$$f(\psi) = \frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{N \cdot \sin\left(\frac{\psi}{2}\right)}. \quad (51)$$

Esta es la expresión del factor de arreglo normalizado para un arreglo lineal equidistante de N elementos de antena, centrado en el origen con respecto al plano coordenado. Mediante esta expresión se puede representar el patrón de radiación de un arreglo lineal de antenas [Muñoz, 2002].

En un arreglo conformado por elementos idénticos, existen cinco factores que pueden ser utilizados para controlar la forma del patrón de radiación del arreglo de antenas [Balanis, 1982]:

- ◆ La separación espacial entre los elementos del arreglo de antenas.

- ◆ La configuración geométrica del arreglo de antenas, ya sea ésta lineal, circular, elíptica, esférica, planar, híbrida, etc.
- ◆ La amplitud de excitación de los elementos individuales del arreglo.
- ◆ La fase de excitación de los elementos individuales del arreglo.
- ◆ El patrón de radiación en particular de cada uno de los elementos individuales del arreglo.

Para el análisis y simulación del arreglo de antenas lineal uniforme, se considerará una amplitud de excitación uniforme en cada uno de los sensores del arreglo (dipolos), así como también se considerará que cada uno de ellos radia energía en forma isotrópica, es decir, de manera uniforme en todas las direcciones angulares del espacio.

V.5.1 ARREGLO LINEAL UNIFORME EN FUNCIÓN DEL NÚMERO DE ELEMENTOS

Todo arreglo de antenas tiene la misión de realizar un muestreo espacial del entorno que lo rodea, con el objetivo de conocerlo y definir su comportamiento en un instante de tiempo determinado, a través del procesamiento de la información proporcionada por dicho muestreo espacial.

En un sistema de antenas inteligentes, uno de los propósitos fundamentales es generar patrones de radiación altamente directivos en dirección del usuario de interés, así como áreas de ganancia mínima (nulos) en dirección de los posibles interferentes, dando como resultado una reducción de los efectos de la propagación multitrayectoria, un

consumo menor de potencia por parte de la estación base, y una mayor relación C/I, logrando con esto incrementar de forma sustancial las prestaciones del sistema. Un factor de crucial importancia para definir la forma del patrón de radiación del arreglo y por consecuencia su directividad, es el número de elementos que conforman el arreglo. Por esta razón, es necesario determinar el número óptimo de sensores que deben conformar el arreglo de antenas. La figura 42 muestra el patrón de radiación de un arreglo lineal uniforme en función del número de elementos. Para ello, se considera que todos los elementos de antena son idénticos, y que cada uno presenta un desfase progresivo como consecuencia de su disposición geométrica. Además, se considera que la dirección del lóbulo principal es en $\theta = 0^\circ$.

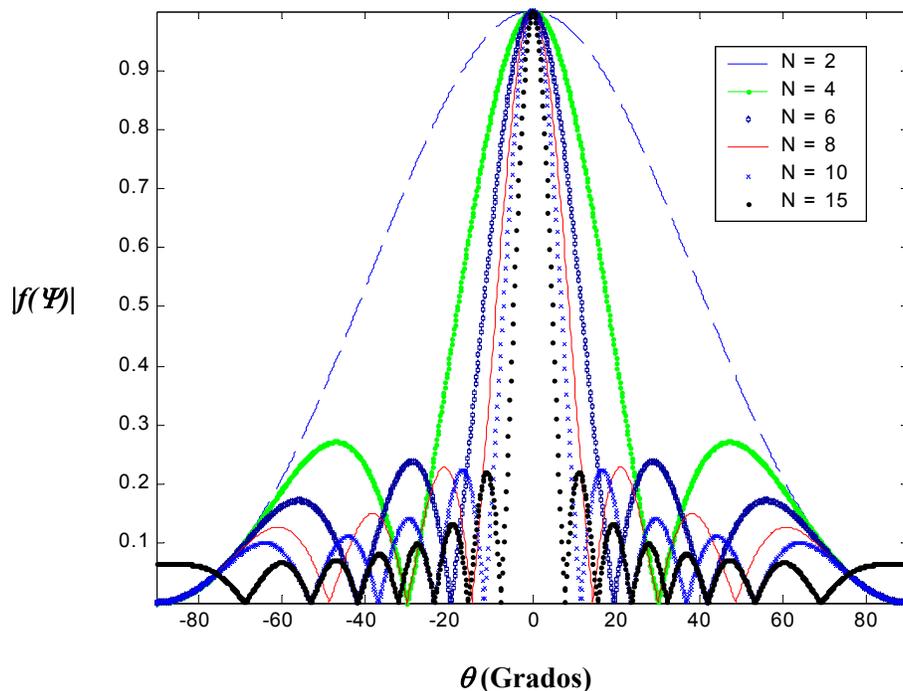


Figura 42. Patrón de radiación de un arreglo lineal uniforme con una distancia de separación entre elementos $d = 0.5\lambda$ para diferente número de elementos de antena.

Para obtener la respuesta mostrada en la figura 42 se evalúa la expresión del factor de arreglo normalizado denotada por la ecuación (51). Además, se considera un espaciamiento entre elementos $d = 0.5\lambda$. Analizando el comportamiento del patrón direccional del arreglo para diferentes números de elementos, puede observarse que conforme se incrementa el número de sensores del arreglo, el lóbulo principal del patrón de radiación se hace cada vez más directivo, sin embargo, conforme esto sucede el número de lóbulos laterales también se incrementa. Por el contrario, cuando el número de sensores disminuye el patrón de radiación del arreglo se hace más ancho, aproximándose con ello al comportamiento que se tendría con un solo elemento de antena (patrón omnidireccional), tal y como puede observarse en la gráfica polar de la figura 43.

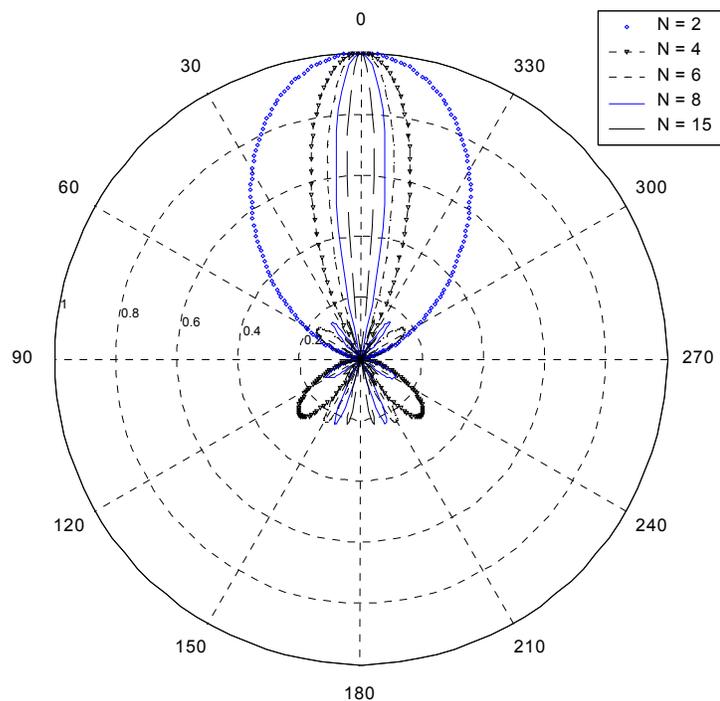


Figura 43. Gráfica polar del patrón de radiación de un arreglo lineal uniforme para diferente número de elementos de antena para una máxima radiación en $\theta = 0^\circ$.

La representación polar de la respuesta del patrón de radiación del arreglo lineal uniforme en función del número de elementos, permite disponer de una perspectiva de análisis más completa de su comportamiento. A partir de la respuesta mostrada en la figura 43 puede observarse que, para un número mayor de ocho elementos de antena, la directividad del lóbulo principal no se incrementa en forma significativa, pero si se incrementa en forma considerable el número de lóbulos laterales. Por el contrario, cuando el número de elementos es menor que ocho, el número de lóbulos laterales disminuye notablemente, sin embargo, la directividad del patrón de radiación del arreglo también disminuye. De esta forma, el número de elementos que conformen el arreglo de antenas debe ser tal que, se tenga la mayor directividad posible, pero a la vez se genere la menor cantidad de lóbulos laterales, ya que éstos causan interferencia con otros patrones de radiación generados por el mismo sistema de antenas.

El número total de lóbulos laterales presentes en el patrón de radiación del arreglo es igual a $N-2$. De esta forma, cuando se dispone de un número par de sensores se tienen lóbulos laterales completos, mientras que cuando se tiene un número impar de elementos, el último par de lóbulos laterales no alcanza a formarse completamente.

Por lo tanto, tomando en consideración el análisis anterior, puede concluirse que en este caso, el número de elementos adecuado para conformar el arreglo lineal uniforme es de ocho sensores.

V.5.2 ARREGLO LINEAL UNIFORME EN FUNCIÓN DEL ESPACIAMIENTO ENTRE ELEMENTOS

En un sistema de comunicaciones inalámbricas, el espaciamiento entre elementos juega un papel muy importante en el desarrollo del método de procesamiento propio para mitigar la distorsión causada por los usuarios que utilizan el mismo canal de comunicaciones. Si los elementos de antena están suficientemente espaciados, entonces es probable que las señales recibidas por cada uno de los sensores no estén correlacionadas con las señales recibidas por el elemento de antena adyacente.

La separación espacial entre los sensores que conforman el arreglo de antenas, es un factor que tiene una repercusión directa en la forma del patrón de radiación total del arreglo de antenas. Ésta se mide en términos de la longitud de onda λ de la señal incidente en los elementos del arreglo.

En la figura 44 se muestran diferentes respuestas del patrón de radiación normalizado de un arreglo lineal uniforme de ocho elementos, considerando diferentes valores de espaciamiento entre elementos.

La respuesta mostrada en la figura 44 se obtiene al evaluar la expresión del factor de arreglo normalizado denotada por la expresión (51). El patrón de radiación se grafica en el intervalo de $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ que es el intervalo de operación ideal del arreglo lineal uniforme.

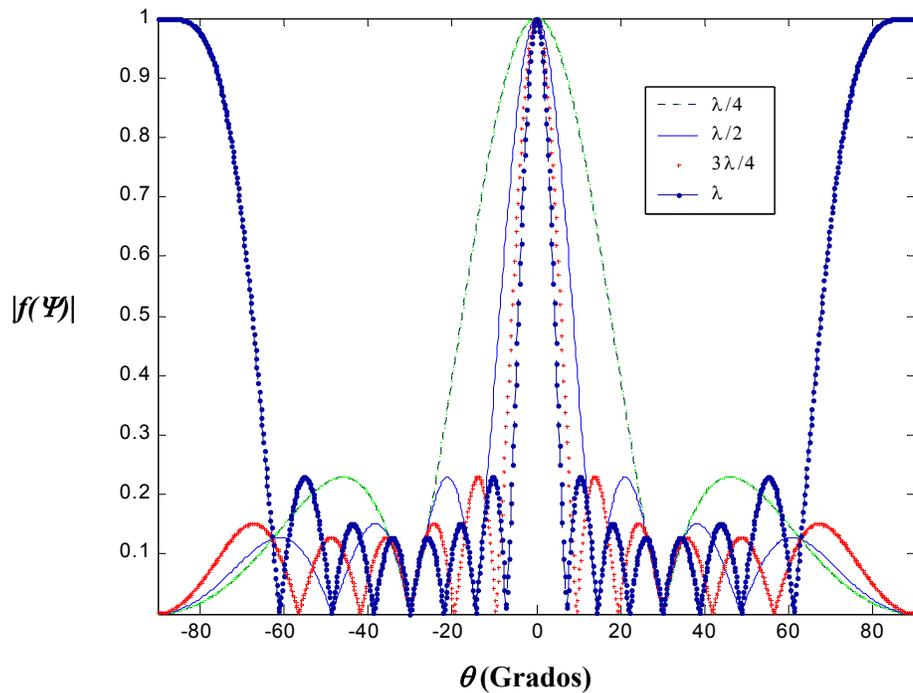


Figura 44. Patrón de radiación de un arreglo lineal uniforme de ocho elementos para diferentes espaciamientos entre elementos de antena.

Analizando el comportamiento del patrón direccional del arreglo de antenas mostrado en la figura 44, puede observarse que conforme se incrementa el espaciamiento entre elementos, se obtiene un lóbulo principal más directivo, sin embargo, conforme esto sucede el número de lóbulos laterales también se incrementa. Cuando el espaciamiento entre elementos es menor que $\lambda/2$, la presencia de lóbulos laterales es mínima, sin embargo, se obtiene una baja directividad. A medida que el espaciamiento entre elementos tiende a cero, el patrón de radiación del arreglo de antenas se asemeja al patrón omnidireccional de un solo elemento. Un análisis semejante para diferentes valores de d puede observarse en la gráfica polar del patrón de radiación mostrada en la figura 45.

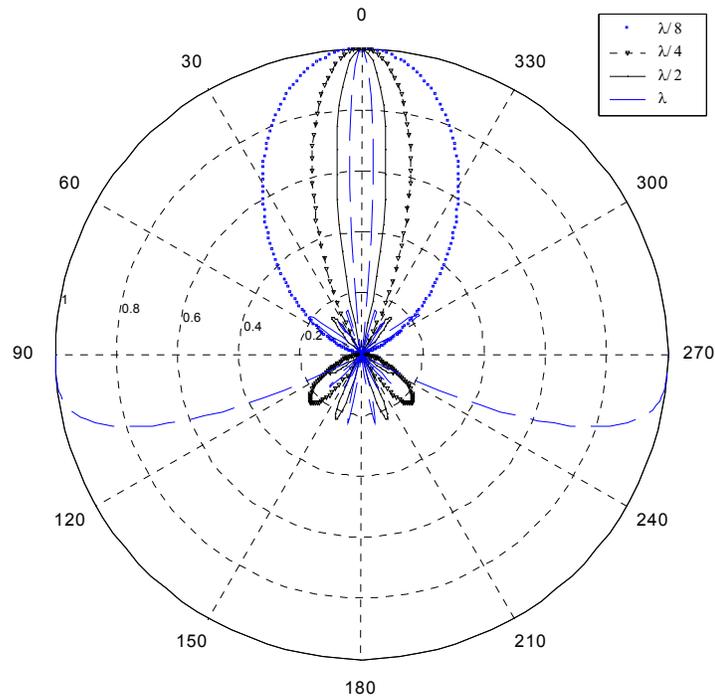


Figura 45. Gráfica polar del patrón de radiación de un arreglo lineal uniforme en función del espaciamiento entre elementos para una máxima radiación en $\theta = 0^\circ$.

Cuando el espaciamiento entre elementos es igual o mayor que λ , se presentan los denominados lóbulos de rejilla¹, los cuales irán surgiendo en pares conforme el cociente de la razón d/λ iguale a un número entero. Lo que se desea obtener en este caso, es un patrón direccional con un lóbulo principal lo más directivo posible, pero a la vez con la menor presencia de lóbulos laterales, así como una ausencia total de lóbulos de rejilla, esto con el objeto de minimizar la interferencia con otros patrones de radiación generados por el mismo arreglo de antenas. Además, cuando los sensores se encuentran separados por una distancia muy pequeña (generalmente menor que $\lambda/2$), el frente de ondas incidente en los diferentes elementos de antena ya no puede considerarse como incorrelado o independiente, por lo que el acoplamiento mutuo se convierte en un factor crítico.

¹ Los lóbulos de rejilla (grating lobes), son lóbulos principales adicionales que se presentan cuando en un arreglo de antenas el espaciamiento entre elementos es mayor o igual que λ .

Por lo tanto, a partir de la respuesta del patrón de radiación obtenida en las figuras 44 y 45 puede concluirse que el espaciamiento promedio que cumple con estos requerimientos es $d = \lambda/2$, lo cual coincide con los resultados obtenidos por [Ma, 1974].

V.5.3 ORIENTACIÓN DEL PATRÓN DE DIRECCIÓN DEL ARREGLO LINEAL UNIFORME

En el contexto de los sistemas de antenas inteligentes se requiere dirigir el patrón de radiación del arreglo en la dirección del usuario de interés. Para este propósito, es necesario ejercer un control sobre la orientación del patrón direccional del arreglo de antenas. Como se ha establecido previamente, el único desfase presente en el arreglo de antenas es el debido a la disposición geométrica de los sensores. Ahora, la forma de controlar la orientación del patrón de radiación, será mediante la inserción de un desfase adicional. Este desfase se introduce en el arreglo de antenas en la forma de pesos complejos.

En su forma más simple, los pesos complejos son etapas de compensación en fase y amplitud colocadas esquemáticamente entre cada uno de los sensores y la etapa de combinación de señales, tal y como se muestra en la figura 46.

Considerando el control de orientación del patrón direccional, la expresión para el factor de arreglo definida previamente, puede describirse de la siguiente manera:

$$A(\theta) = \sum_{n=1}^N w_n e^{j(n-1)\psi} \quad (52)$$

donde w_n representa el peso complejo asignado al n -ésimo elemento del arreglo de antenas.

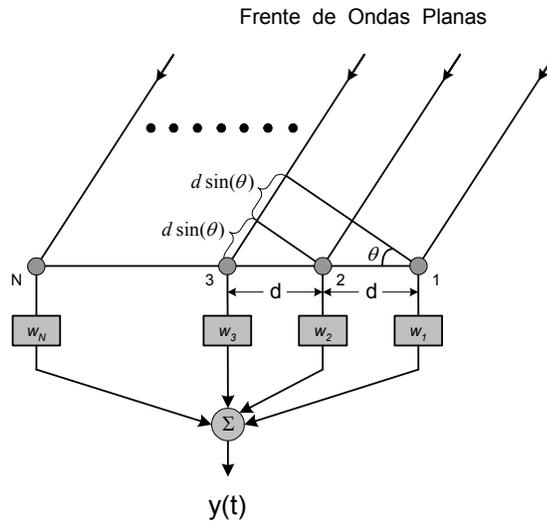


Figura 46. Control de orientación del patrón de dirección del arreglo lineal uniforme por medio de la asignación de pesos complejos.

La expresión que define el peso complejo asignado al n -ésimo sensor del arreglo de antenas es la siguiente:

$$w_n = A_n e^{j(n-1)\beta} \quad (53)$$

donde A_n representa la amplitud del n -ésimo elemento y β es la fase asignada a cada uno de los elementos del arreglo para la orientación del patrón direccional, la cual está denotada por la siguiente expresión:

$$\beta = -2\pi \left(\frac{d}{\lambda} \right) \sin(\theta_o) \quad (54)$$

donde θ_o representa la dirección angular hacia la cual se orientará el lóbulo principal del patrón de dirección. Por lo tanto, la expresión denotada en (54) determina la máxima respuesta del arreglo de antenas, es decir, la dirección del lóbulo principal del patrón direccional del arreglo de antenas.

Considerando que los elementos del arreglo tienen una excitación en amplitud unitaria uniforme, $A_n = 1$ y sustituyendo la expresión dada en (53) en (52), se obtiene:

$$A(\theta) = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1) \frac{2\pi d}{\lambda} (\sin(\theta) - \sin(\theta_o))} \quad (55)$$

A partir de la expresión anterior es posible orientar el patrón direccional del arreglo de antenas hacia la dirección angular θ_o deseada.

Para un arreglo lineal uniforme de ocho elementos, separados una distancia $d = \lambda/2$ y una respuesta deseada máxima en diferentes posiciones angulares $\theta_o = \{-90^\circ, -60^\circ, 0^\circ, 30^\circ, 45^\circ \text{ y } 60^\circ\}$ definidas arbitrariamente, se obtienen los patrones direccionales mostrados en la figura 47.

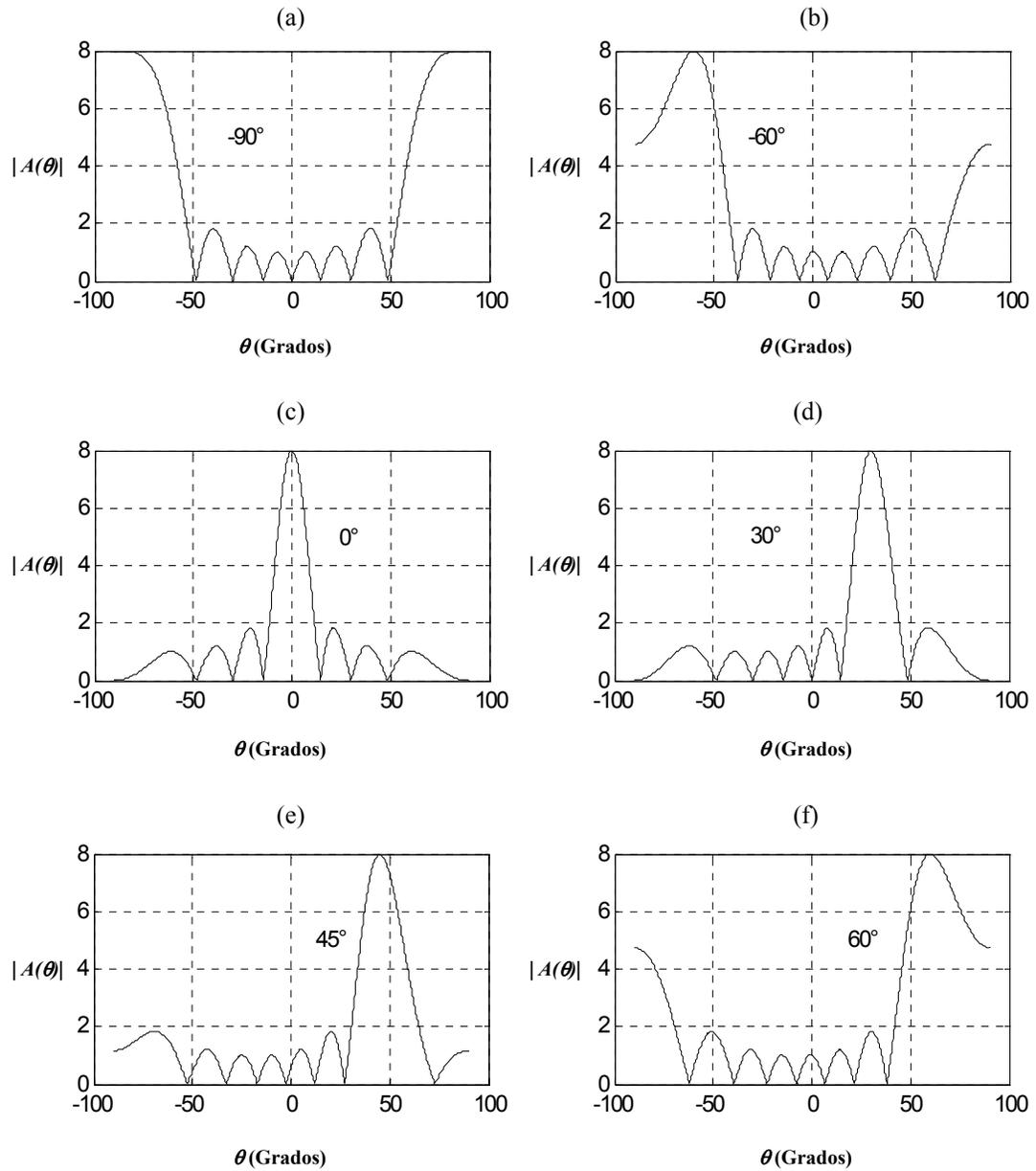


Figura 47. Patrón direccional de un ULA de 8 elementos, separados una distancia $d = \lambda/2$, en donde el lóbulo principal se encuentra orientado en la dirección a) $\theta_o = -90^\circ$, b) $\theta_o = -60^\circ$, c) $\theta_o = 0^\circ$, d) $\theta_o = 30^\circ$, e) $\theta_o = 45^\circ$, f) $\theta_o = 60^\circ$.

A partir de la respuesta del patrón direccional del arreglo de antenas mostrado en la figura 47, puede observarse que no sólo el lóbulo principal sufre un desplazamiento, sino

que también los lóbulos laterales son desplazados en forma conjunta con el lóbulo principal del patrón de radiación. Además, el ancho de haz del lóbulo principal del patrón direccional también sufre cambios conforme el lóbulo principal se desplaza en el intervalo de operación ideal del arreglo lineal uniforme. Cuando el lóbulo principal del patrón de radiación se desplaza en la dirección positiva o negativa, el ancho de haz se va incrementando. Finalmente, cuando el lóbulo principal apunta en la dirección de $\pm 90^\circ$, éste se ve súbitamente cortado debido al intervalo de operación ideal del ALU.

De acuerdo a la respuesta mostrada por el patrón direccional del ALU, el intervalo de operación en el cual el arreglo lineal uniforme todavía tiene un comportamiento aceptable es en el intervalo de $\pm 60^\circ$.

V.5.4 PARÁMETROS DEL PATRÓN DE RADIACIÓN DEL ARREGLO LINEAL UNIFORME

Para describir el comportamiento funcional del arreglo lineal uniforme es necesario definir ciertos parámetros, algunos de ellos interrelacionados, y no todos requieren de su especificación para una descripción completa de las prestaciones del arreglo lineal uniforme. Esto requiere de un nuevo análisis de la expresión del factor de arreglo denotada en (49), ya que a partir de ella es posible determinar las características del patrón direccional del arreglo de antenas. Esto permite definir en forma analítica el lóbulo principal, los nulos y los lóbulos laterales del patrón de radiación del arreglo, así como el ancho de haz del patrón direccional y su directividad.

V.5.4.1 MÁXIMA RESPUESTA DEL PATRÓN DE DIRECCIÓN DEL ARREGLO LINEAL UNIFORME

La máxima respuesta del patrón direccional del arreglo lineal uniforme en una dirección angular específica, está determinada por la siguiente expresión [Balanis, 1982]:

$$\theta_m = \sin^{-1} \left[\frac{\lambda}{2\pi d} (-\beta \pm 2m\pi) \right] \quad (55)$$

$$m = 0, 1, 2, 3, \dots$$

donde β representa la excitación en fase, λ denota la longitud de onda de la señal de interés, y d es la separación entre los elementos del arreglo. Como puede apreciarse en la expresión (55), la respuesta máxima del patrón direccional del arreglo de antenas es independiente del número de elementos del arreglo, y sólo depende del espaciamiento entre ellos y de la excitación en fase.

En aplicaciones de antenas inteligentes se desea que en el patrón direccional del arreglo de antenas sólo aparezca una respuesta máxima, es decir, un solo lóbulo principal en dirección del usuario de interés. Para este propósito, se debe evitar la presencia de lóbulos principales adicionales (lóbulos de rejilla), los cuales afectan las prestaciones del arreglo de antenas y del sistema en general.

Cuando la excitación en fase no está presente ($\beta = 0^\circ$), la expresión (55) se reduce a:

$$\theta_m = \sin^{-1} \left(\pm \frac{\lambda}{d} m \right). \quad (56)$$

A partir de esta expresión y considerando un espaciamiento entre elementos $d = \lambda/2$, puede deducirse que el único valor que puede tomar m sin que el argumento de la función seno inverso exceda la unidad, es $m = 0$. Por lo tanto, se obtiene una respuesta máxima únicamente cuando $\theta_m = 0^\circ$. Por el contrario, si se considera un espaciamiento entre elementos $d = \lambda$ se producirán dos resultados, indicando la presencia indeseable de lóbulos de rejilla en las direcciones $\theta_m = \pm 90^\circ$.

Por lo tanto, la expresión (55) sólo tiene un máximo y éste ocurre cuando $\theta_m = 0^\circ$. De esta forma, la expresión que define la respuesta máxima del patrón direccional es la siguiente:

$$\theta_m = \sin^{-1} \left[\frac{\lambda \beta}{2\pi d} \right]. \quad (57)$$

V.5.4.2 NULOS EN EL PATRÓN DIRECCIONAL DEL ARREGLO LINEAL UNIFORME

Para determinar la posición angular en la cual aparecerán los nulos en el patrón direccional del arreglo lineal de antenas, el numerador de la expresión del factor de arreglo se iguala a cero, es decir:

$$\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right) = 0 \Rightarrow \frac{N}{2}\psi|_{\theta=\theta_n} = \pm n\pi \quad (58)$$

por lo tanto, la expresión que define la ubicación espacial de los nulos en el patrón direccional del arreglo lineal uniforme es la siguiente:

$$\theta_n = \sin^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d}\left(-\beta \pm \frac{2n}{N}\pi\right)\right] \quad (59)$$

$$n = 1, 2, 3, \dots$$

donde el valor de n determina el orden de los nulos. Esto quiere decir que, si $n = 1$, se obtendrá la posición angular del primer nulo; si $n = 2$, se obtendrá la posición angular del segundo nulo, y así sucesivamente. Por su parte, N representa el número de elementos que conforman el arreglo de antenas.

A partir de la expresión denotada en (59), se puede observar que en realidad se obtendrán dos nulos, lo cual se debe a que el intervalo de operación del arreglo lineal uniforme es simétrico.

Para establecer la existencia de un nulo, el argumento de la función seno inverso mostrado en (59) no deberá exceder la unidad. Por lo tanto, el número de nulos presentes en el patrón direccional quedará determinado por la separación entre los elementos de antena y la excitación en fase.

Cuando el lóbulo principal del patrón de radiación se encuentra orientado en la dirección $\theta = 0^\circ$, se dice que no existe excitación en fase y por lo tanto, $\beta = 0^\circ$. En este caso, la expresión (59) se reduce a:

$$\theta_n = \sin^{-1} \left(\pm \frac{\lambda n}{dN} \right) \quad (60)$$

mediante la cual es posible definir la existencia y ubicación espacial de nulos en el patrón direccional del arreglo lineal uniforme, ante la ausencia de una excitación en fase.

V.5.4.3 LÓBULOS LATERALES EN EL PATRÓN DIRECCIONAL DEL ARREGLO LINEAL UNIFORME

La posición angular de los lóbulos laterales en el patrón direccional puede determinarse al encontrar los puntos críticos que sean máximos en (49). Esto ocurre cuando el numerador de esta expresión alcanza su máximo. De esta forma, la ubicación angular de los lóbulos laterales en el patrón de radiación del arreglo lineal uniforme queda determinada por la siguiente expresión:

$$\theta_s \approx \sin^{-1} \left\{ \frac{\lambda}{2\pi d} \left[-\beta \pm \left(\frac{2s+1}{N} \right) \pi \right] \right\} \quad (61)$$

$$s = 1, 2, 3, \dots$$

donde los valores de s representan el orden de los lóbulos laterales.

Como puede observarse a partir de la expresión (61), el número de lóbulos laterales presentes en el patrón direccional solamente depende de la excitación en fase, del espaciamiento y del número de elementos que conforman el arreglo de antenas.

V.5.4.4 ANCHO DE HAZ DEL PATRÓN DIRECCIONAL DEL ARREGLO LINEAL UNIFORME

El ancho de haz representa una forma de medir la directividad de un arreglo de antenas. Existen básicamente tres formas de medir el ancho de haz del patrón de radiación de un arreglo lineal de antenas, mediante:

- ▣ El nivel relativo de lóbulo lateral (SLL).
- ▣ El ancho de haz de potencia media (HPBW).
- ▣ El ancho de haz entre los primeros nulos (BWFN).

V.5.4.4.1 NIVEL RELATIVO DEL LÓBULO LATERAL

Este parámetro define el grado en el que la potencia está concentrada dentro del lóbulo principal. El nivel relativo del lóbulo lateral representa la relación del valor pico del patrón del lóbulo lateral, al valor pico del patrón del lóbulo principal. El nivel del lóbulo lateral más grande para el patrón de radiación completo, se define como el máximo nivel relativo del lóbulo lateral (SLL), y se denota mediante la siguiente expresión:

$$SLL_{dB} = 20 \log \left| \frac{F(SLL)}{F(\max)} \right| \quad (62)$$

donde $F(\max)$ representa el valor máximo de la magnitud del patrón de radiación, y $F(SLL)$ representa el valor de la magnitud del lóbulo lateral más grande.

V.5.4.4.2 ANCHO DE HAZ DE POTENCIA MEDIA

El ancho de haz de potencia media representa la separación angular entre los puntos de potencia media del lóbulo principal del patrón de radiación. Esta es la forma más empleada para medir el ancho de haz del patrón de radiación. Los puntos de potencia media se encuentran 3dB por debajo del punto de ganancia máxima del lóbulo principal. La ubicación angular de los puntos de potencia media del lóbulo principal está dada por:

$$\theta_h = \sin^{-1} \left[\frac{\lambda}{2\pi d} \left(-\beta \pm \frac{2.782}{N} \right) \right]. \quad (63)$$

Debido a la simetría del arreglo de antenas, la separación angular entre los puntos de potencia media, es dos veces la separación angular del punto máximo del lóbulo principal a uno de los puntos de potencia media. Por lo tanto, el ancho de haz de potencia media puede encontrarse una vez que se determinen los ángulos del primer máximo θ_m y del punto de potencia media θ_h . De esta forma, para un patrón de radiación simétrico, la expresión del ancho de haz de potencia media es la siguiente:

$$\Theta_h = 2|\theta_m - \theta_h| \quad (64)$$

V.5.4.4.3 ANCHO DE HAZ ENTRE LOS PRIMEROS NULOS

El ancho de haz entre los primeros nulos representa la separación angular entre los nulos de primer orden del patrón direccional. La expresión que determina el BWFN de un arreglo lineal de antenas cuyos elementos se encuentran uniformemente espaciados es la siguiente:

$$\Xi = \sin^{-1}\left(-\frac{\lambda}{Nd}\right) - \sin^{-1}\left(+\frac{\lambda}{Nd}\right) \quad (65)$$

V.5.4.5 VARIACIÓN DEL ANCHO DE HAZ EN EL PATRÓN DIRECCIONAL DEL ARREGLO LINEAL UNIFORME

Un factor crítico que presenta el arreglo lineal uniforme es la inestabilidad inherente del ancho de haz en el lóbulo principal del patrón direccional, conforme éste se desplaza por el intervalo de operación del ALU. De acuerdo a la expresión del patrón direccional mostrada en (55), y redefiniendo la expresión del ancho de haz de potencia media obtenida en (64), se obtiene la siguiente expresión [Monzingo y Miller, 1980]:

$$\Theta_h = \left| \sin^{-1}\left(\sin(\theta_o) + \frac{\lambda}{Nd}\right) - \sin^{-1}\left(\sin(\theta_o) - \frac{\lambda}{Nd}\right) \right| \quad (66)$$

donde θ_o representa la dirección angular hacia la cual está dirigido el lóbulo principal, N representa el número de elementos, y d representa la distancia de separación entre cada uno de los sensores que conforman el arreglo de antenas. En la figura 48 se muestra la

respuesta obtenida al variar el ancho de haz del lóbulo principal del patrón de radiación, en función de la dirección angular θ_o en el intervalo de operación ideal de un ALU ($-90^\circ \leq \theta_o \leq 90^\circ$), considerando un número diferente de sensores y un espaciamiento entre éstos de $\lambda/2$.

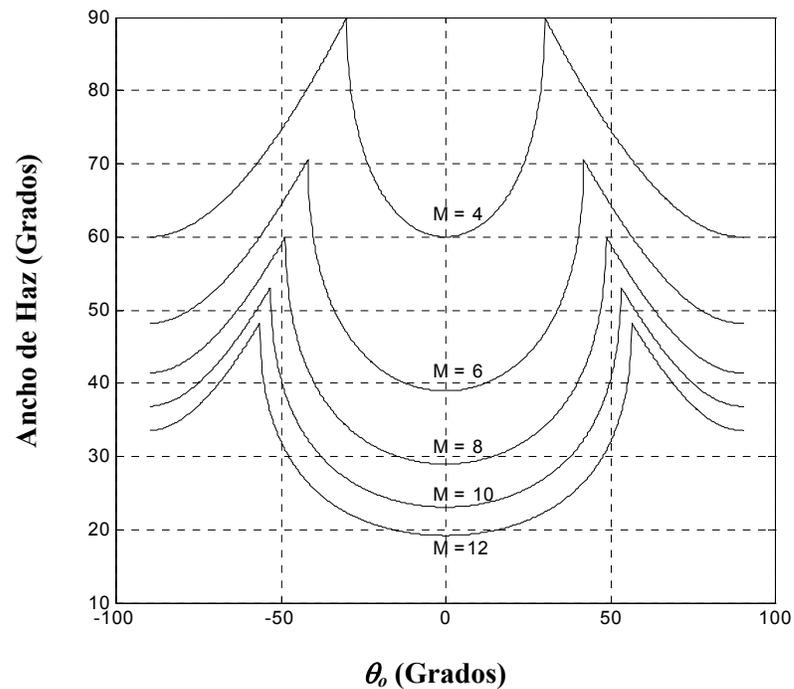


Figura 48. Ancho de haz para un arreglo lineal uniforme de $N = 4, 6, 8, 10$ y 12 elementos, separados una distancia $d = \lambda/2$.

A partir de la respuesta mostrada en la figura anterior, puede observarse que el ancho de haz del patrón direccional del ALU muestra un comportamiento simétrico con respecto a la dirección angular $\theta_o = 0^\circ$, por lo que basta con definir el valor de θ_h para direcciones positivas. Además, conforme se incrementa el número de sensores en el arreglo, el ancho de haz se aproxima cada vez más a un valor constante.

V.5.4.6 DIRECTIVIDAD DEL ARREGLO LINEAL UNIFORME

La directividad indica el grado en el que la energía se encuentra concentrada en una dirección determinada, en relación a la distribución de energía radiada en el espacio. La ganancia de un arreglo lineal puede determinarse al multiplicar la directividad del arreglo por la eficiencia del arreglo de antenas. En un arreglo lineal uniforme, la directividad se determina multiplicando el patrón isotrópico de cada elemento de antena por el factor de arreglo. La expresión de la directividad de un arreglo lineal de sensores uniformemente espaciados es la siguiente (ver apéndice B):

$$D = \frac{1}{\frac{1}{N} + \frac{2}{N^2} \sum_{m=1}^{N-1} \frac{N-m}{mkd} \sin(mkd)} \quad (67)$$

V.6 CONCLUSIONES

En este capítulo se ha realizado el proceso de modelado y simulación de un arreglo lineal de antenas. Para ello, ha sido necesario el análisis del parámetro denominado factor de arreglo, el cual determina la razón de las señales recibidas disponibles a la salida del arreglo, siendo posible determinar el patrón de radiación resultante de un arreglo lineal de antenas. A través de la caracterización del factor de arreglo se han obtenido los parámetros óptimos del arreglo lineal de antenas.

Además, se demostró que mediante la inserción de pesos complejos es posible orientar el patrón direccional del arreglo lineal de antenas en la dirección de interés. Esto

último es muy importante dentro del contexto de los sistemas de antenas inteligentes, ya que uno de los objetivos fundamentales es dirigir el patrón de radiación resultante en la dirección del usuario de interés.

El uso de los parámetros adecuados en el arreglo lineal uniforme, constituye un factor clave en la determinación de la dirección de arribo de las señales deseadas. Esto representa un factor de sustancial importancia de cara al objetivo principal de esta tesis: *la optimización en la estimación de la dirección de arribo en un entorno dispersivo macrocelular*. A través del muestreo espacial realizado por el arreglo de antenas es posible captar la información del entorno, dentro del cual se encuentran inmersos los datos complejos de las señales de interés, y a partir de los cuales es posible determinar su ángulo de arribo.

En el siguiente capítulo se presenta el análisis, modelado y simulación de una de las técnicas más empleadas en la estimación del parámetro DOA, este algoritmo se conoce como MUSIC (Multiple Signal Classification) y está basada en estructuras de valor propio.

CAPITULO VI



*ESTIMACIÓN DE LA DIRECCIÓN DE
ARRIBO (DOA)*

VI. ESTIMACIÓN DE LA DIRECCIÓN DE ARRIBO (DOA)

VI.1 INTRODUCCIÓN

Un aspecto de fundamental importancia dentro de cualquier sistema de antenas inteligentes lo constituye la estimación de la dirección de arribo, ya que a partir del conocimiento de este parámetro es posible determinar la posición angular de los usuarios activos con respecto a la estación base.

Con el creciente interés en los sistemas de antenas inteligentes, la estimación de la dirección de arribo ha ganado importancia en los sistemas de comunicaciones inalámbricas. Las técnicas de estimación del DOA pueden ser empleadas para determinar la estructura espacio-temporal del canal radio y en la localización de fuentes de interés.

El problema de la estimación del DOA, ha sido investigado ampliamente en sistemas de radar y sonar. Sin embargo, dentro del contexto de los sistemas de comunicaciones inalámbricas, la estimación de la dirección de arribo representa un problema de mayor complejidad, dado que las fuentes pueden parecer espacialmente distribuidas debido a los dispersores cercanos al terminal móvil [Fuhl *et al.*, 1998].

Un factor de sustancial importancia en la determinación de la dirección de arribo de las señales deseadas lo constituye el arreglo de antenas, ya que es a través de él, que se

capta la información compleja del entorno espacial. A partir de la cual, es posible determinar la posición angular de las fuentes activas dentro del escenario celular.

En los capítulos anteriores se ha realizado el modelado y simulación del canal radio, de los parámetros de dispersión del canal y del arreglo lineal uniforme de antenas. A partir de esta serie de procesos ha sido posible caracterizar los dispersores, definir el comportamiento de las componentes multitrayectoria y realizar el muestreo espacio-temporal de las señales existentes en el entorno celular. El siguiente paso consiste en determinar la ubicación de las fuentes activas a partir de la información sensada por el arreglo de antenas.

En este capítulo se realiza el proceso de modelado y simulación de la estimación de la dirección de arribo en un entorno dispersivo macrocelular. Para este propósito, se emplea un algoritmo de estimación del DOA basado en eigenestructuras, conocido como MUSIC (Multiple Signal Classification). También se realiza un análisis detallado de los alcances y limitaciones de este algoritmo en términos de precisión y separabilidad espacial.

VI.2 TÉCNICAS DE ESTIMACIÓN DE LA DIRECCIÓN DE ARRIBO

Existe una gran diversidad de métodos para estimar la posición de las fuentes de interés dentro de un entorno celular, en base a la dirección de arribo de los frentes de ondas de las señales electromagnéticas a los sensores del arreglo de antenas. Sin embargo, podemos destacar cuatro grandes categorías [Liberti y Rappaport, 1999]:

- ❖ *Métodos convencionales.*
- ❖ *Métodos basados en subespacios vectoriales.*
- ❖ *Métodos de máxima verosimilitud.*
- ❖ *Métodos integrados.*

Los *métodos convencionales*, dirigen lóbulos de radiación en todas las direcciones posibles, tratando de identificar máximos en la potencia de salida que pudieran representar fuentes activas. Este tipo de métodos de estimación del DOA están basados en los conceptos de conformación de haz y direccionamiento de nulos, y no explotan la naturaleza del modelo estadístico de las señales y el ruido. Además, requieren de arreglos de antenas con un gran número de sensores para alcanzar un nivel aceptable de resolución. Entre los algoritmos más importantes se encuentran el *método de Bartlett* [Lacoss, 1971] y el *método de varianza mínima de Capon* [Capon, 1969].

Los *métodos basados en subespacios vectoriales* representan técnicas subóptimas de alta resolución, que explotan la eigenestructura de la matriz de datos obtenida a partir del muestreo espacio-temporal realizado por el arreglo de antenas. Entre los algoritmos más importantes basados en subespacios vectoriales podemos mencionar los siguientes: *MUSIC* [Schmidt, 1986], *ESPRIT* (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) [Roy y Kailath, 1989] y *Min-Norm* [Kumaresan y Tufts, 1983]. Los métodos basados en subespacios o eigenestructuras difieren en la forma en como son procesadas las

señales que arriban al arreglo de antenas, la geometría del arreglo requerida y el modelo de datos aplicado entre otros factores.

Los *métodos de máxima verosimilitud* (ML) son métodos óptimos que proporcionan una alta resolución incluso en situaciones donde se tiene una baja relación señal a ruido, o cuando el número de muestras es reducido. Sin embargo, estos métodos requieren de una alta carga computacional. A diferencia de los métodos basados en subespacios, los métodos de máxima verosimilitud tienen un buen desempeño, aún en aquellos casos donde las señales provenientes de distintos usuarios pudieran estar correlacionadas. Existen en la literatura diferentes algoritmos que cumplen con este criterio, entre los cuales se pueden mencionar el *método de proyección alternativa* [Ziskind y Wax, 1988] y el *método de Newton-Raphson* [Wax y Kailath, 1983].

Por su parte, los *métodos integrados* son métodos híbridos que incorporan características de los métodos basados en subespacio junto con métodos de restauración. Estos métodos determinan la dirección de arribo a partir de las características espaciales de las señales incidentes en el arreglo de antenas. Si una señal tuviera solamente una componente, su representación espacial sería idéntica a la del vector de dirección correspondiente a su DOA. Por lo tanto, si se tiene una estimación de la representación espacial de una señal con una sola componente, se puede determinar su DOA buscando entre todos los vectores de dirección posibles y seleccionando aquél cuya norma sea la más próxima a la representación espacial obtenida. El algoritmo ILSP-CMA (Iterative Least

Squares Projection-Based Constant Modulus Algorithm) propuesto por [Talwar y Viberg, 1994], es una técnica eficiente para estimar en forma simultánea, la ubicación espacial de múltiples señales de módulo constante. Esta técnica, se combina generalmente con algoritmos basados en subespacios vectoriales para dar forma a los denominados métodos integrados.

A diferencia de los métodos convencionales, los métodos basados en subespacios no requieren de una gran cantidad de sensores para alcanzar un nivel óptimo de resolución, lo cual implica un alto costo y una mayor complejidad en el diseño del sistema. Por su parte, los métodos de máxima verosimilitud disponen de una gran precisión incluso en condiciones de SNR desfavorables, sin embargo, consumen una gran cantidad de recursos en términos de programación, lo cual limita su aplicación en situaciones que requieren de procesamiento en tiempo real. Finalmente, los métodos integrados representan técnicas de estimación del DOA basadas en algoritmos híbridos, esto incrementa considerablemente no solo la cantidad de procesamiento, sino también la complejidad del sistema y obviamente su costo.

Analizando las cuatro alternativas antes mencionadas en términos de precisión en la estimación del DOA, complejidad de instrumentación y carga computacional, los métodos basados en subespacios vectoriales representan la mejor opción. Es por esto, que en este capítulo se realiza un profundo análisis de un algoritmo de estimación de la dirección de arribo basado en subespacios vectoriales, conocido como MUSIC.

VI.3 ESTIMACIÓN DEL DOA POR MEDIO DEL ALGORITMO MUSIC

El algoritmo MUSIC es un método de estimación de la dirección de arribo basado en estructuras de valor propio, el cual determina la posición angular de las fuentes activas dentro del entorno celular mediante la generación de un espectro espacial, en el cual los máximos o picos corresponden a las posibles fuentes en el entorno celular. MUSIC requiere del empleo de un arreglo de antenas para formar una matriz de correlación a partir de los datos sensados por cada uno de los elementos que conforman el arreglo. Este algoritmo no restringe la geometría del arreglo, pero si requiere del previo conocimiento de su estructura geométrica y en particular del vector de dirección \bar{v} .

A partir de la información obtenida por MUSIC no sólo es posible determinar la ubicación espacial de los usuarios de interés dentro del entorno celular, sino también de aquellos usuarios que son considerados como interferentes. Este proceso constituye la base para la instrumentación de las técnicas de conformación de haz.

El principio de operación del algoritmo MUSIC se basa en la estructura ortogonal del espacio muestreado, y señala que éste puede descomponerse en dos subespacios complementarios y mutuamente ortogonales, denominados subespacio de señal y subespacio de ruido. De esta forma, en vez de realizar una búsqueda exhaustiva en todo el espacio muestreado, se puede confinar dicha búsqueda al subespacio de señal, el cual usualmente es de menor dimensión. El algoritmo MUSIC en su forma estándar también es conocido como *MUSIC espectral*.

Un aspecto de peculiar importancia es el hecho de que los métodos que implican eigenanálisis tal como MUSIC, dejan de ser útiles cuando dos o más señales que inciden sobre el arreglo de antenas están altamente correlacionadas entre sí. En un entorno con desvanecimiento multitrayectoria, las señales existentes en el entorno están generalmente correlacionadas.

La decorrelación efectiva de las señales es necesaria para garantizar la operación propia del algoritmo MUSIC, aunque el desplazamiento espacial del terminal móvil por sí mismo puede decorrelacionar las señales debido a la existencia de efecto Doppler en el escenario celular [Haber y Zoltowski, 1986].

Uno de los aspectos fundamentales para la estimación del DOA en métodos basados en eigenestructuras tal como MUSIC espectral, es explotar adecuadamente el conjunto de datos obtenido por el arreglo de antenas a través de un *modelo de datos*.

VI.3.1 MODELO DE DATOS

Se considera un arreglo lineal de M elementos uniformemente espaciados, sobre los cuales inciden los frentes de ondas planas provenientes de N fuentes de banda estrecha ($M > N$), las cuales se encuentran ubicadas en la región de campo lejano del arreglo de antenas. El vector de salida del arreglo $\bar{y}(t)$ de dimensión $M \times 1$ está dado por:

$$\bar{y}(t) = \mathbf{V}\bar{x}(t) + \bar{w}(t) \quad (68)$$

donde $\mathbf{V} = [\bar{v}(\theta_1), \bar{v}(\theta_2), \dots, \bar{v}(\theta_N)]$, es la matriz de dimensión $M \times N$ que contiene todos los vectores de dirección correspondientes a las N fuentes activas, ubicadas en $\theta_i = \{\theta | \theta = \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_N\}$; $\bar{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]$ es la representación compleja de N señales no coherentes de banda estrecha; $\bar{w}(t) = [w_1(t), w_2(t), \dots, w_M(t)]$ representa M elementos complejos de ruido blanco Gaussiano y media cero, asociados a cada sensor del arreglo; se asume que las señales y el ruido están incorrelados entre sí. Debe notarse que $\bar{y}(t), \bar{w}(t) \in \mathbb{C}^M$; $\bar{x}(t) \in \mathbb{C}^N$; y $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{M \times N}$, donde \mathbb{C} representa el campo de los números complejos.

Como se mencionó anteriormente, la etapa básica de todo algoritmo de estimación del parámetro DOA, la constituye la obtención de un conjunto adecuado de datos del entorno espacial, a partir de la información recibida por el arreglo de antenas. Esto se consigue, realizando una serie de muestreos a distintos tiempos en cada uno de los elementos del arreglo. En cada muestreo en el dominio del tiempo, se obtiene un total de M resultados correspondientes a la salida de señal compleja, de cada uno de los sensores que conforman el arreglo de antenas. Cada uno de estos resultados representa una perspectiva diferente del entorno espacial a un determinado tiempo t . Esto quiere decir que, entre más muestras se tengan, mayor será la caracterización del entorno reunida en el conjunto de datos. A partir de este muestreo espacio-temporal se obtiene la **matriz de datos**.

Considerando un total de K muestreos realizados por los M sensores que conforman el arreglo de antenas, se obtiene una matriz de datos \mathbf{Y} de dimensión $K \times M$:

$$\mathbf{Y} = [\bar{y}_1(t), \bar{y}_2(t), \dots, \bar{y}_M(t)]^T = \begin{bmatrix} y_1(t_1) & y_2(t_1) & y_3(t_1) & \dots & y_M(t_1) \\ y_1(t_2) & y_2(t_2) & y_3(t_2) & \dots & y_M(t_2) \\ y_1(t_3) & y_2(t_3) & y_3(t_3) & \dots & y_M(t_3) \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ y_1(t_K) & y_2(t_K) & y_3(t_K) & \dots & y_M(t_K) \end{bmatrix}^T \quad (69)$$

donde $y_i(t_j)$ denota el i -ésimo muestreo en tiempo correspondiente al j -ésimo muestreo en el espacio, T representa el operador de transposición. Las columnas de la matriz de datos corresponden a la información espacial proporcionada por cada uno de los elementos del arreglo, mientras que las filas representan el muestreo en el dominio del tiempo. Es por ello, que la matriz de datos representa el punto de partida para determinar la dirección de arribo de las señales transmitidas por las fuentes activas dentro del entorno celular.

A partir de la matriz de datos \mathbf{Y} se deduce la matriz de correlación $\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}$. Esta matriz proporciona un resumen útil de la relación que existe entre los datos recibidos por el arreglo de antenas, en donde un nivel alto de correlación implica una cantidad sustancial de redundancia, mientras que un nivel bajo implica información no encontrada en otro elemento del arreglo. La matriz de correlación se expresa mediante la siguiente relación [Swindlehurst y Kailath, 1992]:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\mathbf{xx}} &= [\bar{\mathbf{y}}(t)\bar{\mathbf{y}}(t)^H] \\ &= \mathbf{V}E[\bar{\mathbf{x}}(t)\bar{\mathbf{x}}^H(t)]\mathbf{V}^H + E[\bar{\mathbf{w}}(t)\bar{\mathbf{w}}^H(t)] \end{aligned}$$

$$= \mathbf{V}\mathbf{X}_{ss}\mathbf{V}^H + \mathcal{G}_n^2\mathbf{I}_M \quad (70)$$

donde el operador $E[\cdot]$ denota el valor esperado, y el operador hermítico H indica la transpuesta conjugada, \mathbf{X}_{ss} es la matriz de correlación de la señal, \mathcal{G}_n^2 es la varianza del ruido (potencia de ruido blanco), y \mathbf{I}_M es una matriz identidad de dimensión $M \times M$. Por lo tanto, la matriz de correlación queda determinada de la siguiente manera:

$$\mathbf{R}_{xx} = \begin{bmatrix} \overline{y_1(t) \cdot y_1(t)^H} & \overline{y_1(t) \cdot y_2(t)^H} & \overline{y_1(t) \cdot y_3(t)^H} & \cdots & \overline{y_1(t) \cdot y_M(t)^H} \\ \overline{y_2(t) \cdot y_1(t)^H} & \overline{y_2(t) \cdot y_2(t)^H} & \overline{y_2(t) \cdot y_3(t)^H} & \cdots & \overline{y_2(t) \cdot y_M(t)^H} \\ \overline{y_3(t) \cdot y_1(t)^H} & \overline{y_3(t) \cdot y_2(t)^H} & \overline{y_3(t) \cdot y_3(t)^H} & \cdots & \overline{y_3(t) \cdot y_M(t)^H} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \overline{y_M(t) \cdot y_1(t)^H} & \overline{y_M(t) \cdot y_2(t)^H} & \overline{y_M(t) \cdot y_3(t)^H} & \cdots & \overline{y_M(t) \cdot y_M(t)^H} \end{bmatrix} \quad (71)$$

donde el elemento i, j de la matriz de correlación corresponde al valor esperado del producto escalar del vector fila $y_i(t)$ y el complejo conjugado del vector fila $y_j(t)$ de la matriz de datos \mathbf{Y} , por lo cual la matriz de correlación \mathbf{R}_{xx} es una matriz cuadrada de dimensión $M \times M$.

La matriz de correlación se descompone con respecto de sus eigenvalores (valores propios) y sus eigenvectores (vectores propios), para formar *la matriz de información espacial* ξ . Los eigenvalores de \mathbf{R}_{xx} son los valores, $\{\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{M-1}\}$ tales que:

$$p(\lambda) = \det(\mathbf{R}_{xx} - \lambda\mathbf{I}) = a_0\lambda^M + a_1\lambda^{M-1} + a_2\lambda^{M-2} + \dots + a_M = 0, \quad (72)$$

de esta forma, se tiene que los eigenvalores pueden determinarse al deducir las raíces del polinomio característico $p(\lambda)$. El eigenvector asociado con un eigenvalor específico λ_i (ver apéndice C), es el vector r_i tal que [Liberti y Rappaport, 1999]:

$$(\mathbf{R}_{xx} - \lambda_i \mathbf{I}) r_i = 0. \quad (73)$$

Al sustituir cada uno de los eigenvalores en la expresión anterior, se forma un sistema homogéneo de M ecuaciones y M incógnitas. Al resolver el sistema se obtienen los vectores propios o característicos correspondientes a cada valor propio.

La matriz de información espacial se forma al colocar los eigenvectores como columnas de la matriz de información espacial, de acuerdo a la magnitud de los eigenvalores. En este caso, el vector propio ubicado en la primera columna corresponde al valor propio mayor, y el vector propio ubicado en la M -ésima columna corresponde al valor propio menor. De esta forma, la matriz de información espacial queda representada de la siguiente manera:

$$\xi = [\bar{r}_1, \bar{r}_2, \bar{r}_3, \dots, \bar{r}_M] = \begin{matrix} \lambda_1 > \lambda_2 > \lambda_3 > \dots > \lambda_M \\ \Downarrow & \Downarrow & \Downarrow & \dots & \Downarrow \\ \bar{r}_1 & \bar{r}_2 & \bar{r}_3 & \dots & \bar{r}_M \\ \Downarrow & \Downarrow & \Downarrow & \dots & \Downarrow \\ \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & \dots & r_{1M} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} & \dots & r_{2M} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} & \dots & r_{3M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{M1} & r_{M2} & r_{M3} & \dots & r_{MM} \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (74)$$

donde $\bar{r}_i = [r_{1M}, r_{2M}, r_{3M}, \dots, r_{MM}]$ es el i -ésimo vector columna de la matriz de información espacial. A partir de la matriz de información espacial se pueden separar dos subespacios: el **subespacio de señal** y el **subespacio de ruido**, al considerar dos subconjuntos de vectores propios. La separación de estos subespacios se basa en el número de usuarios activos N . Considerando esta representación a través de subespacios vectoriales, la matriz de información espacial se puede expresar como:

$$\xi = [E_s \ E_n], \quad (75)$$

donde E_s y E_n denotan los subespacios de señal y ruido respectivamente. El conjunto de eigenvectores $\xi = [E_s \ E_n]$ forma una base ortonormal, ya que $\xi \xi^H = \xi^H \xi = \mathbf{I}$. En forma desarrollada, la matriz de información espacial se puede representar como:

$$\xi = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & \cdots & r_{1N} & || & r_{1N+1} & r_{1N+2} & \cdots & r_{1M} \\ r_{21} & r_{22} & \cdots & r_{2N} & || & r_{2N+1} & r_{2N+2} & \cdots & r_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & || & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{M1} & r_{M2} & \cdots & r_{MN} & || & r_{MN+1} & r_{MN+2} & \cdots & r_{MM} \end{bmatrix} \quad (76)$$

donde los eigenvectores correspondientes a los N mayores eigenvalores corresponden al subespacio de señal, y los $M - N$ eigenvectores restantes corresponden al subespacio de ruido. Tanto en el subespacio de ruido como en el subespacio de señal, se encuentra resumida la información espacial de todo el entorno.

Una vez determinado el subespacio de ruido, se realiza una búsqueda espacio-vectorial para estimar la dirección de las N fuentes, para lo cual se buscan aquellos vectores de dirección que sean lo más ortogonales posible al subespacio de ruido. Esto generalmente se cumple al buscar máximos en el espectro espacial de MUSIC dado por [Schmidt, 1986]:

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{\bar{\mathbf{v}}^H(\theta) E_n E_n^H \bar{\mathbf{v}}(\theta)} = \frac{\bar{\mathbf{v}}^H(\theta) \bar{\mathbf{v}}(\theta)}{\bar{\mathbf{v}}^H(\theta) E_n E_n^H \bar{\mathbf{v}}(\theta)} \quad (77)$$

o alternativamente,

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{|\bar{\mathbf{v}}^H(\theta) E_n|^2}. \quad (78)$$

La ortogonalidad entre $\bar{\mathbf{v}}(\theta)$ y E_n minimizará el denominador y se obtendrá un máximo en el espectro espacial MUSIC definido por (77) y (78). Los N picos más grandes en el espectro espacial corresponden a las direcciones de arribo de las señales que inciden en el arreglo de antenas, obteniendo de esta forma la posición espacial de las N fuentes activas en el entorno celular.

Deberá notarse que, en lugar de usar el subespacio de ruido y buscar aquellas direcciones con vectores de dirección ortogonales a este subespacio, se puede utilizar el subespacio de señal y buscar aquellas direcciones con vectores de dirección contenidos en

este subespacio [Godara, 1997]. De esta forma, el espectro espacial MUSIC empleando el subespacio de señal queda determinado por:

$$P_{MUSIC}(\theta) = \left| E_s^H \bar{v}(\theta) \right|^2. \quad (79)$$

La ventaja con relación a escoger ya sea el subespacio de señal o el subespacio de ruido, radica en elegir aquel subespacio de menor dimensión, ya que esto reduce la complejidad y el tiempo de procesamiento del algoritmo.

VI.4 ESTIMACIÓN DEL DOA EN UN ENTORNO DISPERSIVO MACROCELULAR EMPLEANDO EL ALGORITMO MUSIC ESPECTRAL

Debido a la presencia de multitrayectorias en un entorno dispersivo, existe una mayor cantidad de direcciones de arribo para cada fuente. Es por ello, que para el proceso de modelado y simulación del DOA en un entorno dispersivo macrocelular, se incorpora el concepto de modelo circular de dispersores de un solo salto analizado en el capítulo III. Este proceso representa una propuesta original de este trabajo.

En un entorno macrocelular se considera que la altura de la antena de la EB, es mayor que la altura de los elementos interferentes circundantes, por lo tanto, estos elementos no contribuyen a la generación de multitrayectorias. De esta forma, la cantidad de multitrayectorias dentro del entorno celular, sólo depende del número de elementos interferentes dentro de la región de dispersión circular en la que se encuentra inmerso el terminal móvil. Para aplicar el algoritmo MUSIC espectral en un entorno dispersivo

macrocelular, es necesario definir la matriz \mathbf{V} de dimensión $M \times N$ representada en la ecuación (68), de la siguiente manera [Asztély y Ottersten, 1998]:

$$\mathbf{V} = \left[\sum_{k=1}^{K_1} \alpha_k \bar{\mathbf{v}}(\theta_1 + \tilde{\theta}_{\chi_{1k}}) \quad \sum_{k=1}^{K_2} \alpha_{2k} \bar{\mathbf{v}}(\theta_2 + \tilde{\theta}_{\chi_{2k}}) \quad \cdots \quad \sum_{k=1}^{K_N} \alpha_{Nk} \bar{\mathbf{v}}(\theta_N + \tilde{\theta}_{\chi_{Nk}}) \right], \quad (80)$$

donde α_{ik} es la amplitud compleja de la k -ésima componente multitrayectoria, $\tilde{\theta}_{\chi_{ik}}$ representa el ángulo de la k -ésima multitrayectoria respecto de la dirección de la i -ésima fuente, θ_i , y K_i es el número de dispersores que contribuyen con multitrayectorias de la señal correspondiente a la i -ésima fuente. La matriz \mathbf{V} contiene todos los vectores de dirección correspondientes a las N fuentes activas dentro del entorno.

VI.4.1 PLANTEAMIENTO DEL ENTORNO CELULAR PARA LA SIMULACIÓN DE MUSIC ESPECTRAL

Dentro de un entorno ideal no dispersivo, el frente de ondas consecuente de la radiación electromagnética del terminal móvil arriba al arreglo de antenas en una sola dirección. Sin embargo, en un entorno dispersivo uniformemente distribuido, las componentes multitrayectoria (réplicas de la señal original) arriban a la EB en direcciones y tiempos de arribo diferentes. Cada multitrayectoria experimenta un nivel de atenuación diferente de acuerdo a las características del entorno y a la distancia total recorrida.

Para la simulación del algoritmo MUSIC espectral en un entorno dispersivo macrocelular, primero se planteó el entorno espacial donde estarán ubicadas las fuentes.

Para ello, se propone una región celular circular con un radio de 10 km, en cuyo centro se encuentra ubicada la estación base. Esta es la región dentro de la cual pueden desplazarse las fuentes. El sector celular se encuentra ubicado dentro de una región global dispersora de 12.5 km de radio. Dentro de esta región de dispersión se encuentran aleatoriamente distribuidos 10,000 dispersores. Para este propósito, se emplea la plataforma de simulación de Matlab 6.5. En la figura 49 se muestra el entorno dispersivo macrocelular propuesto.

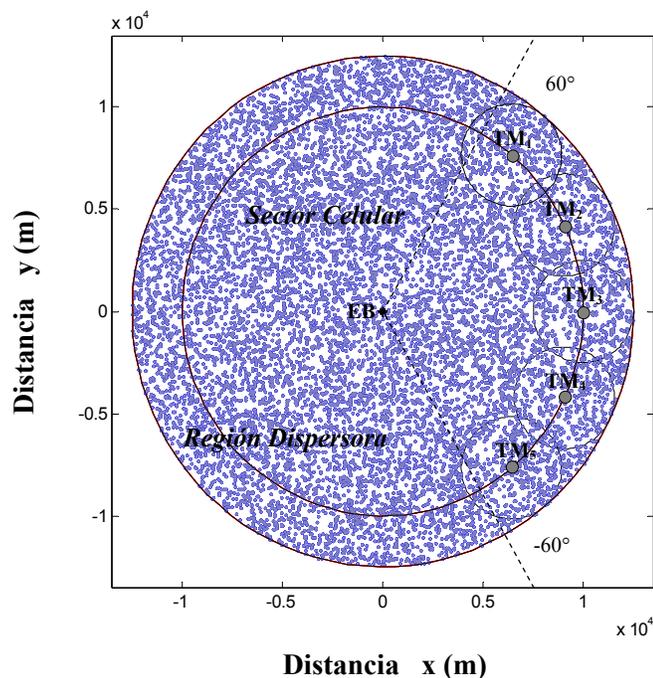


Figura 49. Entorno macrocelular circular con dispersores uniformemente distribuidos, propuesto para la simulación de MUSIC espectral.

De acuerdo a la figura anterior, puede notarse que aunque los móviles se encuentran ubicados dentro del sector celular, existen multitraectorias que arriban a la EB procedentes de la reflexión en dispersores que se encuentran fuera de dicho entorno. Esto se debe a que el móvil representa el origen de la región dispersora que contribuye a la

generación de multitrayectorias en el arreglo de antenas de la estación base. Esta región de dispersión en torno a cada uno de los móviles tiene un radio $R = 2.5$ km, de acuerdo al análisis de dispersión angular realizado en el capítulo IV. Además, considerando que los móviles se encuentran separados de la EB una distancia $D = 10$ km, se obtienen valores de dispersión angular $\hat{\sigma}_\phi = 7.2^\circ$ y de dispersión temporal $\hat{\sigma}_\tau = 4.66 \mu\text{s}$, los cuales cumplen con las especificaciones de dispersión angular y dispersión temporal emitidas por normativas internacionales tales como UMTS, para entornos macrocelulares. De esta forma, el entorno celular descrito en la figura 49 puede ser representado considerando solamente aquellos dispersores que contribuyen con multitrayectorias en el arreglo de antenas de la estación base, como se muestra en la figura 50.

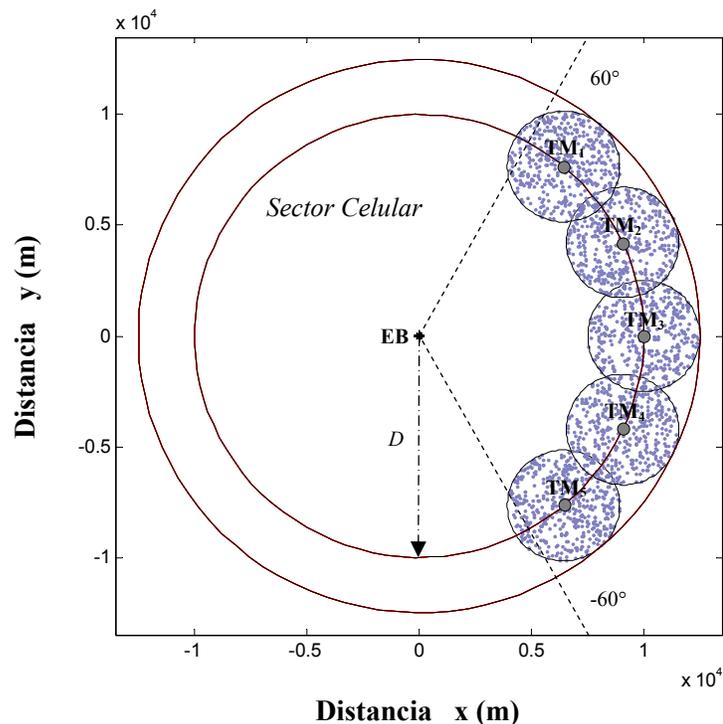


Figura 50. Dispersores que contribuyen a la generación de multitrayectorias en un entorno macrocelular, caracterizados mediante el modelo circular de dispersores.

De acuerdo a los parámetros anteriores, el retardo máximo experimentado por la señal debido a la propagación multitrayectoria es $\tau_m = 50\mu\text{s}$. Se considera además, el empleo de un arreglo lineal uniforme de antenas en la estación base, de esta forma, el intervalo de “visión” del arreglo es de $[-60^\circ, 60^\circ]$, como se estableció en el capítulo V. Por lo tanto, sólo los dispersores ubicados dentro de esta región de operación del arreglo lineal uniforme serán considerados en el modelo de datos.

VI.4.2 SIMULACIÓN Y ANÁLISIS NUMÉRICO DE MUSIC ESPECTRAL EN UN ENTORNO DISPERSIVO MACROCELULAR PARA EL CASO DE UN MÓVIL

Para el proceso de simulación del algoritmo MUSIC espectral en un entorno dispersivo macrocelular, se emplea la plataforma de simulación de Matlab 6.5. Dado que se considera un entorno urbano densamente poblado, se emplea un exponente de pérdidas $n = 3.8$, de acuerdo a [Walfish y Bertoni, 1988]. Se emplea un arreglo lineal uniforme de ocho elementos, con un espaciamiento entre elementos $d = 0.5\lambda$, dispuesto en el sentido del eje de las ordenadas. La orientación de los ángulos de arribo de las señales al arreglo de antenas es respecto a la normal del arreglo, que en este caso está representada por el eje de las abscisas.

De acuerdo a todo lo anterior, se considera un móvil ubicado en la región de campo lejano del arreglo de antenas, el cual transmite una señal de prueba de banda estrecha a una frecuencia $f_0 = c/\lambda_0$. La estación base realiza 4,815 muestreos en tiempo de la señal sensada en cada elemento que conforma el arreglo de antenas, formando una matriz de

datos de dimensión $[4,815 \times 8]$. A partir de la matriz de datos, se aplica el algoritmo MUSIC espectral utilizando el subespacio de ruido y el subespacio de señal. En la figura 51 se muestra el espectro espacial obtenido mediante el subespacio de ruido y el subespacio de señal en la estimación del DOA, para un móvil ubicado a una distancia $D = 10$ km, y diferentes posiciones angulares respecto de la estación base.

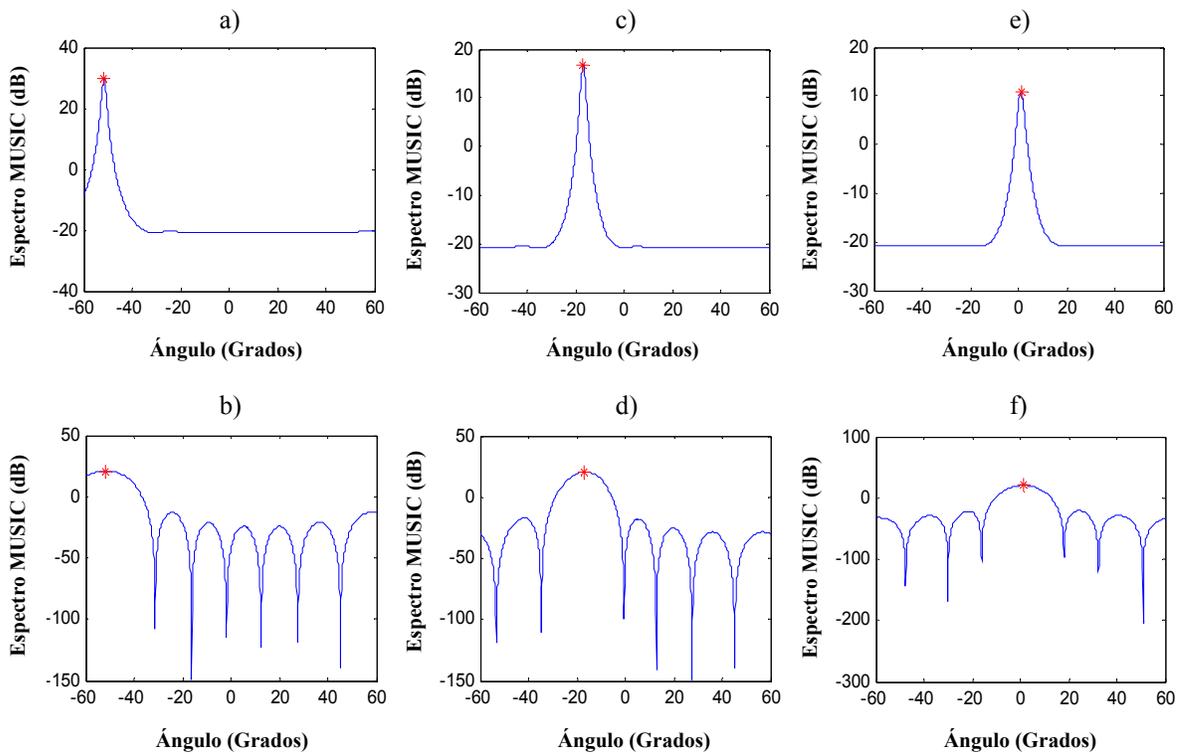


Figura 51. Espectros MUSIC para estimar la posición angular de un móvil dentro de un entorno dispersivo, empleando el subespacio de ruido y el subespacio de señal respectivamente, a) y b) para $\theta_0 = -52^\circ$, c) y d) para $\theta_0 = -17^\circ$, y e) y f) para $\theta_0 = 0^\circ$.

De acuerdo a la figura anterior, se puede apreciar que los espectros obtenidos mediante el subespacio de ruido son más angostos que los obtenidos mediante el subespacio de señal, esto se debe a que, en el subespacio de ruido se encuentra contenida

una mayor cantidad de información, ya que el subespacio de señal en este caso, es un vector de dimensión $[8 \times 1]$, mientras que el subespacio de ruido está formado por una matriz de $[8 \times 7]$, lo cual le da una mayor redundancia para distinguir la dirección del móvil al evaluar la expresión de MUSIC denotada en (78). Las posiciones angulares estimadas mediante el subespacio de señal y de ruido respectivamente son: a) $\theta_0 = -51.291^\circ$ y b) $\theta_0 = -51.482^\circ$; c) $\theta_0 = -17.147^\circ$ y d) $\theta_0 = -17.096^\circ$; y e) $\theta_0 = 0.1193^\circ$ y f) $\theta_0 = 0.1013^\circ$.

De acuerdo a los resultados obtenidos mediante la simulación, puede apreciarse que en ambos casos, el nivel de precisión es bastante aproximado a la ubicación real del móvil dentro del entorno. Sin embargo, el procesamiento realizado para obtener el espectro espacial mediante el subespacio de señal es más sencillo, razón por la cual es preferido en aquellos casos en los que se tiene un número reducido de fuentes. En la tabla II se presenta un análisis de la estimación de la dirección de arribo mediante el subespacio de ruido, para un móvil ubicado a diferentes distancias y ángulos con respecto a la estación base.

Tabla II. Estimación del DOA mediante el algoritmo MUSIC para 1 móvil ubicado a diferentes distancias y ángulos con respecto a la estación base.

MUSIC				
Distancia EB-TM	3 km	5 km	7 km	10 km
Posición del TM ($^\circ$)	DOA (Subespacio de Ruido)			
-55	-59.159	-57.637	-56.396	-56.015
-35	-39.069	-37.456	-35.678	-35.255
-25	-26.103	-25.747	-24.805	-24.912
-15	-20.213	-18.438	-16.136	-14.835
-5	-10.425	-8.1832	-5.3551	-5.1017
0	-0.4241	-0.3801	-0.1801	-0.1153
5	8.3213	6.542	5.2134	5.0876
15	18.357	17.328	16.654	15.116
25	27.965	26.332	25.896	24.494
35	41.2612	38.243	36.975	35.128
55	59.039	58.114	56.768	56.106

A partir de la información proporcionada por la tabla II, es posible obtener una caracterización más completa de la estimación de la dirección de arribo en un entorno dispersivo macrocelular. Puede apreciarse que para un móvil que se encuentra ubicado más cerca de la EB, se tiene un margen de error mayor en la estimación del DOA. Esto se debe a que, para distancias menores de separación entre TM y EB, el efecto de la dispersión angular es mayor, lo cual tiene un efecto directo en la precisión de los resultados obtenidos. Es por ello que, conforme el móvil se aleja de la EB, se obtiene una mejor resolución en la estimación de la dirección de arribo. Además, el nivel de precisión también se ve afectado considerablemente cuando el móvil se encuentra ubicado en los límites del intervalo de visión del arreglo lineal. Este comportamiento tiene su origen en el hecho de que parte de la región dispersora queda fuera del intervalo de operación del ULA, y éste no es capaz de realizar un muestreo adecuado de las multitrayectorias que arriban a cada uno de los sensores.

VI.4.3 SIMULACIÓN Y ANÁLISIS NUMÉRICO DE MUSIC ESPECTRAL EN UN ENTORNO DISPERSIVO MACROCELULAR PARA VARIOS MÓVILES

En esta sección se analiza la precisión en la estimación de la dirección de arribo proporcionada por el algoritmo MUSIC, para el caso de múltiples fuentes dentro del entorno celular. El entorno dispersivo de cada una de las fuentes está caracterizado mediante el modelo de dispersión circular. Las señales emitidas por cada uno de los móviles, son señales de banda estrecha incorreladas entre sí. Todos los móviles se encuentran ubicados en la región de campo lejano del arreglo de antenas. La primera

simulación se realiza para dos fuentes ubicadas en tres posiciones angulares diferentes. El espectro espacial de MUSIC se obtiene tanto por el subespacio de ruido, como por el subespacio de señal. En la figura 52 se muestra el espectro MUSIC obtenido para dos fuentes ubicadas a una distancia $D = 10$ km con respecto a la estación base.

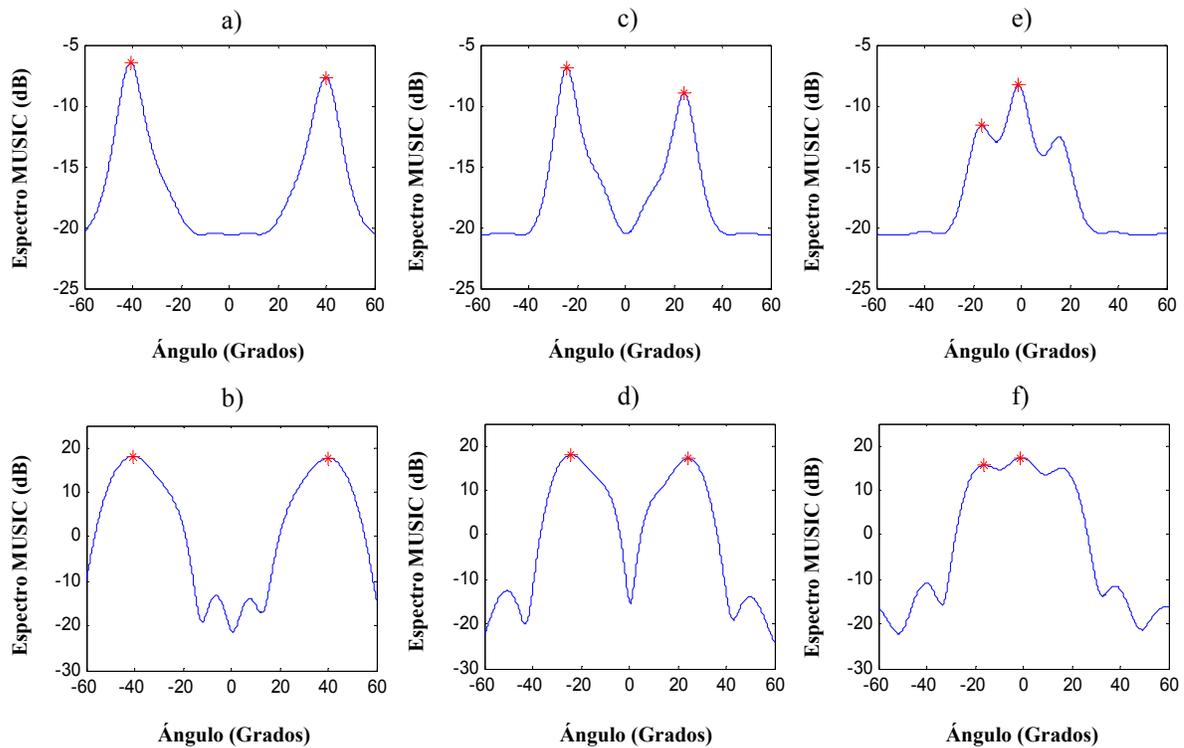


Figura 52. Espectros MUSIC para estimar la posición angular de dos fuentes dentro de un entorno dispersivo, empleando el subespacio de ruido y el subespacio de señal respectivamente, a) y b) para $\theta_{01} = -35^\circ$, $\theta_{02} = 35^\circ$, c) y d) para $\theta_{01} = -20^\circ$, $\theta_{02} = 20^\circ$, e) y f) para $\theta_{01} = -12^\circ$, $\theta_{02} = 12^\circ$.

De manera semejante a los resultados obtenidos para el caso de un móvil dentro del entorno dispersivo, los espectros obtenidos mediante el subespacio de ruido son más estrechos que los obtenidos mediante el subespacio de señal. En este caso, el subespacio de señal es una matriz de dimensión $[8 \times 2]$, mientras que el subespacio de ruido está formado

por una matriz de $[8 \times 6]$, lo cual le permite al subespacio de ruido, disponer de una mayor redundancia para distinguir la dirección del móvil. Las posiciones angulares estimadas mediante el subespacio de señal y de ruido respectivamente son: a) $\theta_{01} = -40.901^\circ$, $\theta_{02} = 39.821^\circ$, y b) $\theta_{01} = -40.895^\circ$, $\theta_{02} = 39.812^\circ$; c) $\theta_{01} = -25.165^\circ$, $\theta_{02} = 23.604^\circ$, y d) $\theta_{01} = -25.163^\circ$, $\theta_{02} = 23.598^\circ$; e) $\theta_{01} = -16.517^\circ$, $\theta_{02} = -1.1411^\circ$, y f) $\theta_{01} = -16.513^\circ$, $\theta_{02} = -1.1408^\circ$.

A partir de los resultados numéricos y de lo observado en la figura 52, puede apreciarse que existe un nivel de resolución aceptable cuando las fuentes se encuentran suficientemente espaciadas, es decir, cuando cumplen con un nivel mínimo de separabilidad espacial. Sin embargo, cuando la separación entre móviles supera este límite, la precisión del algoritmo MUSIC decae considerablemente, e incluso, puede proporcionar mediciones erróneas, como es el caso mostrado en las figuras 52.e y 52.f, en las cuales se presenta un máximo adicional en el espectro. Este comportamiento se debe a que, cuando las dos fuentes se encuentran muy próximas entre sí, las regiones de dispersión individuales se traslapan, lo cual quiere decir, que existen dispersores comunes para ambas fuentes, los cuales se encuentran ubicados en la intersección de estas zonas de dispersión circulares. Estos dispersores representan un factor de ruido en la estimación de la dirección de arribo para cada una de las fuentes involucradas, por lo cual la medición se ve alterada.

En la figura 53 se presenta un análisis semejante al realizado para el caso de dos fuentes dentro del entorno celular, pero ahora considerando los casos para 3 y 4 móviles.

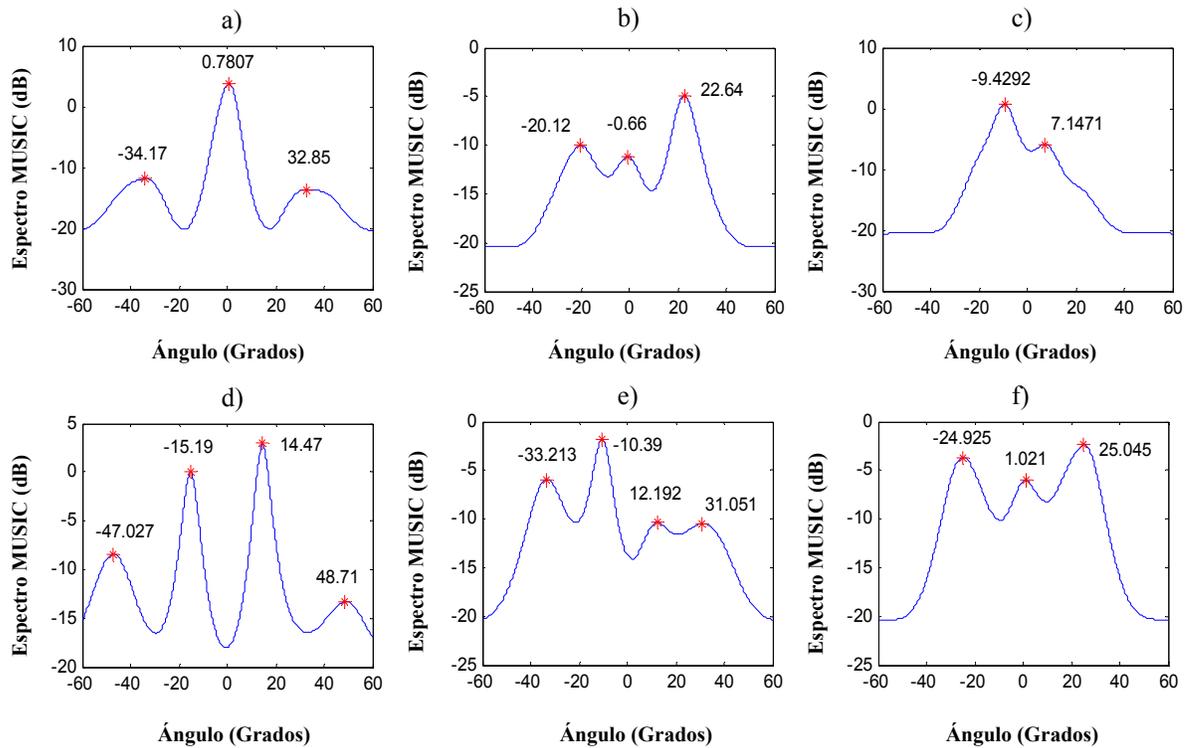


Figura 53. Espectros MUSIC en la estimación de la dirección de arribo mediante el subespacio de ruido, considerando los casos para 3 y 4 fuentes dentro del entorno, ubicadas respectivamente en a) $\theta_{01} = -35^\circ$, $\theta_{02} = 0^\circ$, $\theta_{03} = 35^\circ$; b) $\theta_{01} = -25^\circ$, $\theta_{02} = 0^\circ$, $\theta_{03} = 25^\circ$; c) $\theta_{01} = -20^\circ$, $\theta_{02} = 0^\circ$, $\theta_{03} = 20^\circ$, y d) $\theta_{01} = -45^\circ$, $\theta_{02} = -15^\circ$, $\theta_{03} = 15^\circ$, $\theta_{04} = 45^\circ$; e) $\theta_{01} = -35^\circ$, $\theta_{02} = -12^\circ$, $\theta_{03} = 12^\circ$, $\theta_{04} = 35^\circ$, y f) $\theta_{01} = -30^\circ$, $\theta_{02} = -10^\circ$, $\theta_{03} = 10^\circ$, $\theta_{04} = 30^\circ$.

De manera semejante a los casos anteriores, se consideraron fuentes de banda estrecha no coherentes, ubicadas en la región de campo lejano del arreglo de antenas, a una distancia $D = 10$ km con respecto a la EB. En ambos casos (tanto para el caso de tres usuarios como para el de cuatro), MUSIC es capaz de determinar la posición angular de cada una de las fuentes dentro del entorno, con un valor muy aproximado al real. Sin embargo, a medida que las fuentes presentan una separabilidad espacial menor, la resolución de MUSIC disminuye a tal grado que, cuando las fuentes se encuentran muy

próximas entre sí, los espectros se confunden y el algoritmo no es capaz de ubicar a todas las fuentes dentro del entorno espacial.

Finalmente, se presenta el espectro espacial obtenido por MUSIC considerando un total de 5 fuentes en el entorno celular mediante el subespacio de ruido, en la figura 54.

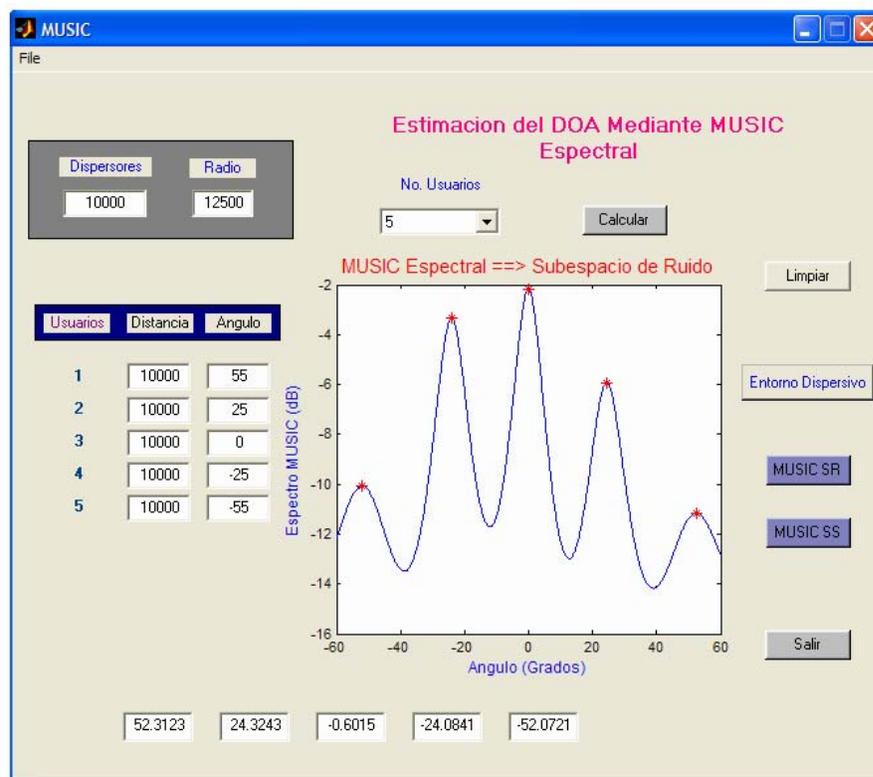


Figura 54. Interfaz gráfica para la representación de los espectros MUSIC, en la estimación de la dirección de arribo mediante el subespacio de ruido, considerando 5 fuentes dentro del entorno espacial.

En la figura anterior se presenta una interfaz gráfica diseñada especialmente para la estimación del DOA en un entorno dispersivo macrocelular, considerando diferentes números de fuentes. Por medio de esta interfaz es posible, seleccionar el número de

dispersores dentro del sector celular, el radio de la región dispersora del entorno global, la ubicación espacial de los distintos móviles y obtener el espectro espacial con ambos subespacios, como puede observarse en la figura 55.

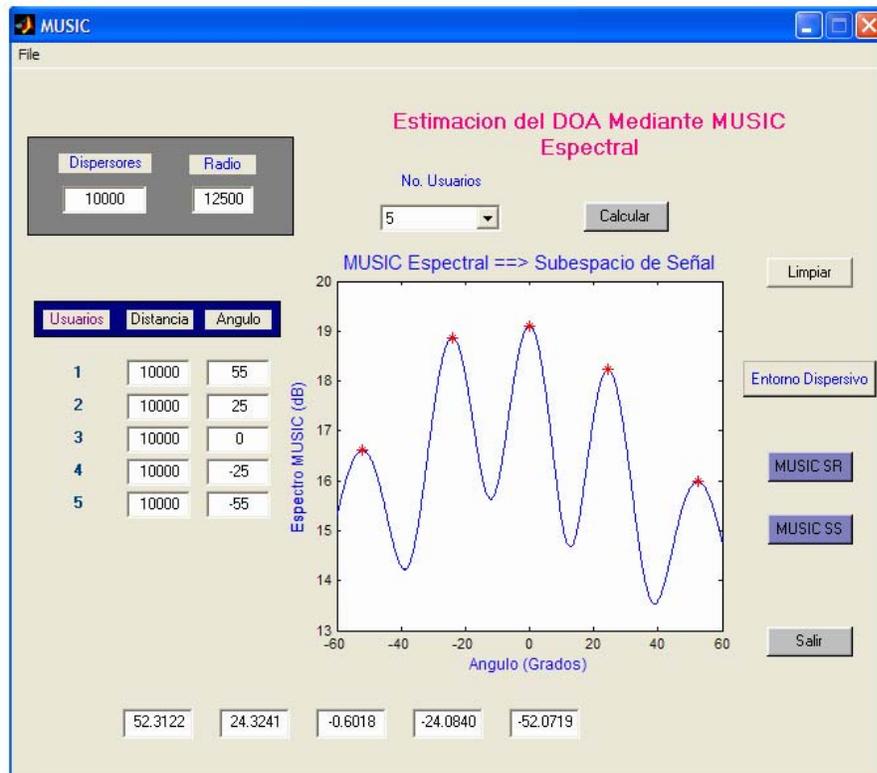


Figura 55. Interfaz gráfica para la representación de los espectros MUSIC, en la estimación de la dirección de arribo mediante el subespacio de señal, considerando 5 fuentes dentro del entorno espacial.

En ambos casos (figuras 54 y 55), es posible determinar la posición angular de todos los móviles con un nivel de precisión muy alto, ya que se cumple con un cierto nivel de separabilidad espacial entre usuarios. Sin embargo, no siempre se puede garantizar este nivel de separabilidad espacial ya que se depende de la ubicación de los usuarios, por lo que la aplicación de MUSIC no se puede generalizar para todos los casos.

VI.5 CONCLUSIONES

Se ha presentado un análisis detallado del algoritmo MUSIC espectral para la estimación de la dirección de arribo en un entorno dispersivo macrocelular. Para lo cual se llevó a cabo el proceso de modelado y simulación del DOA, aplicando el concepto de modelo de dispersión circular de un solo salto, lo cual representa una propuesta original de este trabajo. De esta forma, fue posible identificar las señales de interés (fuentes) del conjunto de señales proporcionadas por el arreglo de antenas. Además, se plantearon distintos escenarios en los que se modificó tanto el número de fuentes dentro del entorno, como su posición angular con respecto a la estación base.

El algoritmo MUSIC es un método de estimación del parámetro DOA basado en eigenestructuras, que determina la ubicación de las fuentes de interés mediante la generación de un espectro espacial, en el cual los máximos o picos corresponden a las posibles fuentes en el entorno.

Los métodos basados en eigenestructuras tales como MUSIC, se basan en la eigen-descomposición de la matriz de correlación, en dos subespacios complementarios y mutuamente ortogonales: el subespacio de ruido y el subespacio de señal.

El principio de operación de MUSIC espectral, se basa en la selección de los picos predominantes en el espectro, de acuerdo al número de fuentes activas en el entorno. Sin embargo, cuando dos o más fuentes se encuentran muy próximas entre sí, es posible que se

presenten picos adicionales, o bien que los espectros se confundan debido al factor de interferencia inducido por los dispersores comunes, que se encuentran en las zonas de intersección de las regiones de dispersión circulares, correspondientes a cada uno de los móviles en el entorno. De esta forma, la precisión en la estimación de la dirección de arribo representa un aspecto de crucial importancia dentro del contexto de los sistemas de antenas inteligentes, ya que la aplicación de muchas técnicas de conformación de haz depende precisamente, de la información proporcionada por el DOA. Por lo que el deterioro en la resolución de la estimación del DOA, o bien la ubicación errónea de las fuentes activas, repercute directamente en las prestaciones del sistema.

De aquí surge la necesidad de instrumentar un algoritmo de estimación del DOA con un nivel de precisión superior al mostrado por MUSIC, no sólo en términos de resolución, sino también en cuanto a separabilidad espacial se refiere. Esto con el objeto de optimizar y garantizar la detección de fuentes de una forma precisa, incluso cuando la separabilidad espacial entre ellas no sea suficiente.

En el siguiente capítulo se lleva a cabo el proceso de optimización en la estimación de la dirección de arribo por medio del algoritmo Root MUSIC, realizando un análisis comparativo en términos de precisión y separabilidad espacial. La diferencia entre Root MUSIC y MUSIC espectral es que Root MUSIC determina las raíces de un polinomio, en lugar de identificar y localizar máximos en un espectro espacial.

CAPITULO VII



*OPTIMIZACIÓN EN LA ESTIMACIÓN
DE LA DIRECCIÓN DE ARRIBO*

VII. OPTIMIZACIÓN EN LA ESTIMACIÓN DE LA DIRECCIÓN DE ARRIBO

VII.1 INTRODUCCIÓN

La capacidad de un sistema de antenas inteligentes no sólo depende de las propiedades espaciales del canal radio y de la configuración geométrica del arreglo de antenas, un factor de sustancial importancia lo constituye la dirección de arribo. Es a través de este parámetro, que es posible determinar la posición angular de las fuentes activas dentro del entorno celular.

En un canal con desvanecimiento multitrayectoria, la señal transmitida por el terminal móvil interactúa con el entorno en forma muy compleja, de tal manera que, en el arreglo de antenas de la estación base, no sólo se tiene el arribo de la señal en una dirección, sino de varias direcciones dependientes del ángulo y del tiempo de arribo de todas las multitrayectorias presentes en el canal. De esta forma, surge la imperante necesidad de emplear técnicas precisas de estimación del parámetro DOA en entornos dispersivos, con el objeto de mantener las prestaciones del sistema en un nivel tan alto como sea posible.

Con la aplicación de antenas inteligentes en sistemas de comunicaciones móviles celulares, se pretende dirigir patrones de radiación altamente directivos en dirección de los usuarios de interés, y nulos en dirección de los posibles interferentes. Es por ello, que la

precisión en la estimación de la dirección de arribo representa un aspecto de trascendental importancia dentro de las prestaciones de un sistema de antenas inteligentes. Si la estimación del parámetro DOA es deficiente o incluso errónea, no será posible aplicar técnicas de conformación de haz adecuadas, y las prestaciones de un sistema de antenas inteligentes se ven considerablemente afectadas.

En el capítulo anterior, se desarrolló de manera extensa la estimación del DOA mediante el algoritmo MUSIC espectral. Sin embargo, en situaciones en las que no se cumplía un nivel de aislamiento mínimo entre usuarios, así como en los límites de operación del arreglo lineal uniforme, la eficiencia del algoritmo se veía considerablemente deteriorada.

En este capítulo se llevan a cabo los procesos de modelado y simulación necesarios para la optimización en la estimación de la dirección de arribo, en un entorno dispersivo macrocelular, mediante un algoritmo alternativo basado en estructuras de valor propio, denominado Root MUSIC. Además, se realiza un estudio comparativo entre ambos algoritmos, en el cual se demuestra la superioridad de Root MUSIC, tanto en términos de precisión, como de separabilidad espacial entre usuarios. Cabe mencionar que los resultados obtenidos en este capítulo, constituyen la principal aportación de este trabajo de tesis.

VII.2 *ROOT MUSIC*

Root MUSIC es un algoritmo robusto bastante directo, de alta resolución en la estimación de la dirección de arribo. En este método, la estimación del DOA se lleva a cabo al determinar las raíces de un polinomio, en lugar de identificar y localizar máximos en la representación espectral obtenida, como en el caso de MUSIC espectral.

Aunque MUSIC es aplicable a arreglos de diferente, pero conocida estructura geométrica, Root MUSIC sólo es aplicable dentro del contexto de los arreglos lineales uniformes. Ambos algoritmos son muy semejantes, excepto que en Root MUSIC, el DOA es obtenido por medio de las raíces de un polinomio de grado $2M - 2$, formado a partir del subespacio de ruido (donde M corresponde al número de sensores del arreglo). Las N raíces del polinomio correspondientes a los N usuarios activos dentro del entorno celular, caerán idealmente en un círculo unitario, representado en un plano cartesiano complejo. La fase de estas raíces complejas determina la posición de las fuentes activas dentro del entorno [Swindlehurst *et al.*, 2000].

Bajo condiciones libres de ruido, el polinomio de Root MUSIC tendrá exactamente N raíces en el círculo unitario, en valores de z que corresponden a los verdaderos ángulos de arribo. Sin embargo, bajo condiciones de ruido y de desvanecimiento multitrayectoria, las raíces correspondientes a las N fuentes son alejadas del círculo unitario. Para aislar las N raíces de interés, de los $2M - 2$ ceros del polinomio, el algoritmo Root MUSIC simplemente escoge aquellas raíces cuya norma sea más próxima a la unidad. Sólo las

raíces que se encuentran dentro del círculo unitario son consideradas, puesto que todas las raíces ocurren en pares complejos [Swindlehurst y Kailath, 1992].

VII.3 MODELO DE DATOS

Básicamente, las consideraciones son las mismas que las presentadas en la evaluación del algoritmo MUSIC espectral. Se considera un arreglo lineal uniforme compuesto por M sensores uniformemente espaciados, sobre los cuales inciden los frentes de ondas planas, provenientes de N fuentes de banda estrecha, ubicadas en la región de campo lejano del arreglo de antenas. El m -ésimo elemento del vector de dirección $\bar{v}(\theta)$, puede ser expresado como:

$$\bar{v}_m(\theta) = e^{(j2\pi m(d/\lambda)\sin\theta)}; \quad m = 1, \dots, M \quad (81)$$

donde d representa el espaciamiento entre elementos y λ es la longitud de onda de la señal incidente. Rescribiendo la expresión del espectro espacial de MUSIC desarrollada en el capítulo VI, se tiene:

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{\bar{v}^H(\theta) E_n E_n^H \bar{v}(\theta)} = \frac{1}{\bar{v}^H(\theta) C \bar{v}(\theta)} \quad (82)$$

donde $C = E_n E_n^H$. Usando la expresión denotada en (81), el denominador de la ecuación anterior puede expresarse como:

$$P^{-1}_{MUSIC}(\theta) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^M e^{\left(-j \frac{2\pi m d}{\lambda} \sin \theta\right)} C_{mn} e^{\left(j \frac{2\pi n d}{\lambda} \sin \theta\right)}, \quad (82)$$

donde C_{mn} es el elemento de la m -ésima fila, en la n -ésima columna de \mathbf{C} . Combinando ambas sumatorias se obtiene:

$$P^{-1}_{MUSIC}(\theta) = \sum_{l=-M+1}^{M-1} C_l e^{\left(-j \frac{2\pi d}{\lambda} l \sin \theta\right)}, \quad (83)$$

en donde $C_l = \sum_{m-n=l} C_{mn}$ es la sumatoria de los elementos correspondientes a la l -ésima diagonal de \mathbf{C} . Definiendo el polinomio $D(z)$ como:

$$D(z) = \sum_{l=-M+1}^{M-1} C_l z^{-l}, \quad (84)$$

la evaluación del espectro $P_{MUSIC}(\theta)$ resulta entonces equivalente a evaluar el polinomio $D(z)$ en el círculo unitario, y los picos (máximos) en el espectro MUSIC existen debido a que las raíces de $D(z)$ caen cerca del círculo unitario.

Idealmente, las raíces caerán exactamente en el círculo unitario en las posiciones angulares determinadas por la dirección de arribo. Dicho de otra forma, un polo del polinomio $D(z)$ en $z = z_1 = |z_1| e^{j \arg(z_1)}$ resulta en un máximo en el espectro MUSIC en:

$$\sin \theta = \left(\frac{\lambda}{2\pi d} \right) \arg(z_1) \quad (85)$$

esto quiere decir, que la dirección θ_k de la señal para la k -ésima raíz, queda determinada a partir de:

$$\theta_k = \sin^{-1} \left(\frac{\lambda}{2\pi d} \arg(z_k) \right). \quad (86)$$

El proceso desarrollado por Root MUSIC evalúa las raíces de $D(z)$, y asigna aquellas raíces cercanas al círculo unitario a señales, y las raíces restantes que se encuentran lejos del círculo unitario a ruido.

VII.4 OPTIMIZACIÓN DEL DOA EN UN ENTORNO DISPERSIVO MACROCELULAR EMPLEANDO EL ALGORITMO ROOT MUSIC

Para la simulación del algoritmo Root MUSIC en un entorno dispersivo macrocelular, se tomó en consideración el entorno espacial obtenido en el capítulo VI. El sector celular está compuesto por una región circular con un radio de 10 km, en cuyo centro se encuentra ubicada la estación base. Esta zona se encuentra inmersa dentro de una región dispersora de 12.5 km de radio, en la cual se encuentran uniformemente distribuidos 10,000 dispersores. En la estación base se dispone de un arreglo lineal de sensores uniformemente espaciados, cuyo intervalo de operación es de $[-60^\circ, 60^\circ]$. Las fuentes se consideran omnidireccionales y están ubicadas en la región de campo lejano del arreglo de antenas. La región dispersora circular, dentro de la cual se encuentra cada una de las fuentes activas, tiene un radio de 2.5 km. El proceso global de simulación es realizado a partir de la plataforma de simulación de Matlab 6.5.

VII.4.1 SIMULACIÓN Y ANÁLISIS NUMÉRICO DE ROOT MUSIC EN UN ENTORNO DISPERSIVO MACROCELULAR PARA EL CASO DE UN MÓVIL

Se considera un móvil ubicado en la región de campo lejano del arreglo de antenas, el cual transmite una señal de prueba de banda estrecha a una frecuencia $f_0 = c/\lambda_0$, la estación base realiza un total de 4,726 muestreos en tiempo de la señal sensada por cada uno de los elementos que conforman el arreglo. De esta manera, se forma una matriz de datos de dimensión $[4,726 \times 8]$. Se deduce la matriz de correlación a partir de la expresión (71), y se descompone de acuerdo a sus eigenvectores y eigenvalores para formar la matriz de información espacial. A partir de la matriz de información espacial se forman el subespacio de señal y el subespacio de ruido, de acuerdo a la magnitud de los eigenvalores. Como puede observarse, hasta este punto el procedimiento es exactamente el mismo que el empleado por MUSIC espectral. Finalmente, se forma el polinomio $D(z)$ de grado 14 a partir del subespacio de ruido y se determinan sus raíces, donde la fase de estas raíces complejas determina la dirección de arribo.

Estas raíces son representadas en un plano complejo, en el cual se grafica un círculo unitario con el objeto de determinar la raíz correspondiente, a la verdadera dirección de arribo. Puesto que las raíces complejas ocurren en pares, sólo se consideran las raíces que se encuentran dentro del círculo unitario. En la figura 56 se muestra una comparación en la estimación de la dirección de arribo, empleando los algoritmos MUSIC y Root MUSIC en un entorno dispersivo macrocelular, para un móvil ubicado en diferentes posiciones angulares a una distancia $D = 10$ km con respecto a la estación base.

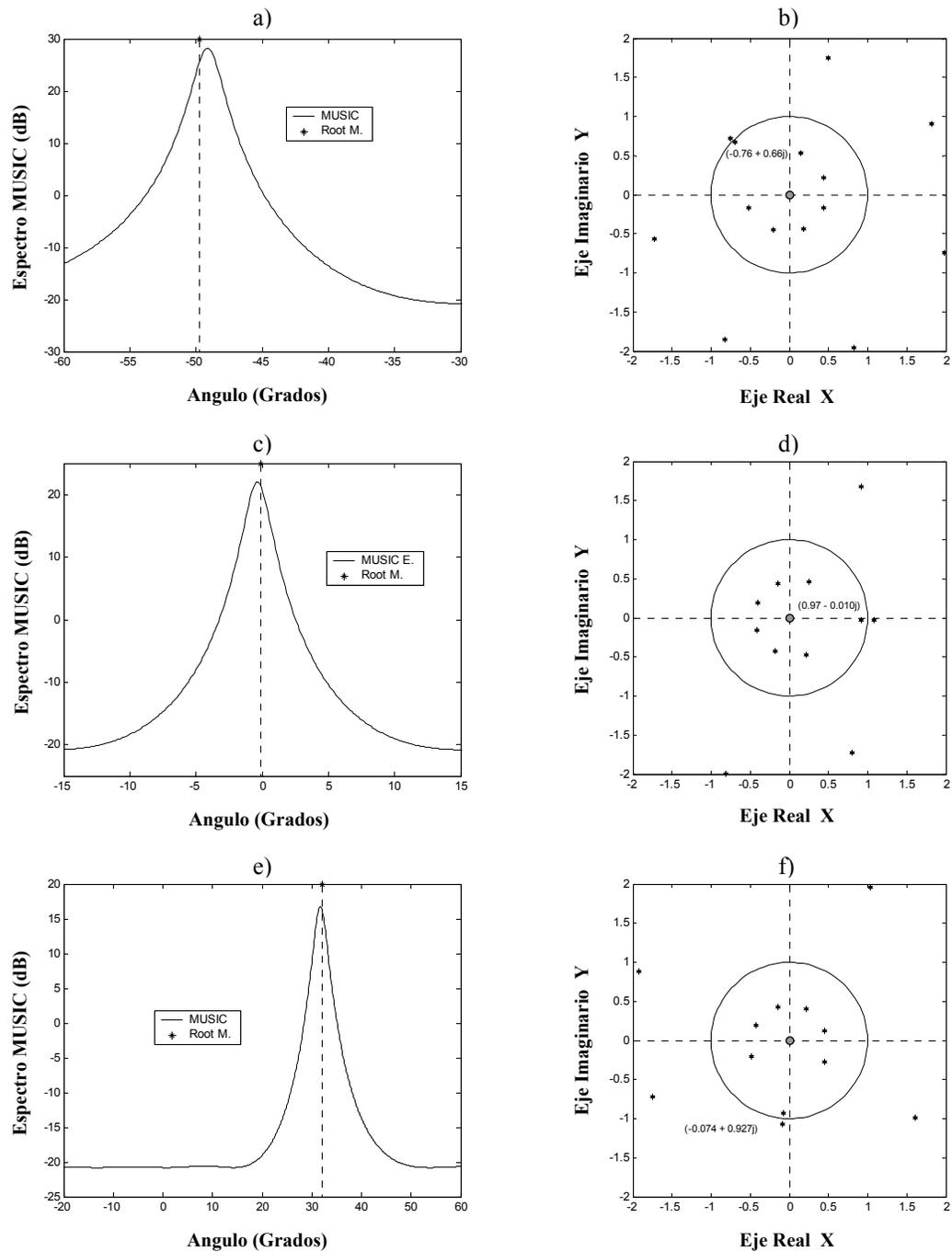


Figura 56. Estimación de la dirección de arriba por medio de MUSIC espectral y Root MUSIC, para un móvil que se encuentra en a) $\theta_0 = -50^\circ$, c) $\theta_0 = 0^\circ$ y e) $\theta_0 = 32^\circ$; b), d) y f) representan la ubicación en el plano complejo de las raíces del polinomio de Root MUSIC, con respecto al círculo unitario, para cada una de las fuentes.

De acuerdo a la figura 56, se puede apreciar que los espectros obtenidos a partir de MUSIC espectral identifican plenamente la posición angular del móvil dentro del entorno dispersivo. Dado que Root MUSIC forma un polinomio de grado $2M - 2$ a partir del subespacio de ruido, en la figura 56 se grafica la representación espectral de MUSIC, obtenida a partir de dicho subespacio. En la columna derecha de esta misma figura, se muestra la ubicación de las raíces del polinomio de Root MUSIC, para cada caso. Se puede apreciar que, existen raíces tanto dentro, como fuera del círculo unitario. Sin embargo, debido a que las raíces complejas se presentan en pares, sólo se consideran las raíces que se encuentran dentro del círculo unitario. En este caso, la raíz asociada con el DOA verdadero es la más próxima a la circunferencia del círculo unitario.

Las posiciones angulares estimadas mediante MUSIC espectral y Root MUSIC respectivamente son: a) $\theta_0 = -49.161^\circ$ y $\theta_0 = -49.872^\circ$, c) $\theta_0 = -0.4322^\circ$ y $\theta_0 = -0.1881^\circ$, y e) $\theta_0 = 31.55^\circ$ y $\theta_0 = 31.727^\circ$.

De acuerdo a los resultados obtenidos mediante el proceso de simulación, puede notarse que en ambos casos se tienen valores muy aproximados a la ubicación real del móvil dentro del entorno. Sin embargo, los resultados obtenidos por medio de Root MUSIC, presentan una aproximación aún mayor a la posición real del móvil dentro del entorno. En la tabla III se presenta un análisis comparativo entre MUSIC espectral y Root MUSIC, con el objeto de definir su nivel de precisión en la estimación del DOA, dentro del intervalo de operación del arreglo lineal uniforme.

Tabla III. Comparación entre MUSIC espectral y Root MUSIC, en términos de precisión en la estimación de la dirección de arriba, para un móvil ubicado en diferentes posiciones angulares.

MUSIC Espectral Vs Root MUSIC						
Ubicación del TM	DOA MUSIC E.	DOA Root MUSIC	Error Absoluto MUSIC	Error Absoluto Root M.	Precisión MUSIC	Precisión Root
-60°	-51.152°	-59.886°	8.848°	0.114°	85.253%	99.810%
-56°	-55.13°	-55.934°	0.87°	0.066°	98.446%	99.882%
-52°	-51.28°	-51.979°	0.72°	0.021°	98.615%	99.960%
-48°	-48.112°	-48.012°	0.112°	0.012°	99.767%	99.975%
-44°	-43.971°	-43.993°	0.029°	0.007°	99.934%	99.984%
-40°	-40.009°	-40.006°	0.009°	0.006°	99.978%	99.985%
-36°	-36.014°	-36.011°	0.014°	0.011°	99.961%	99.969%
-32°	-32.016°	-32.009°	0.016°	0.009°	99.950%	99.972%
-28°	-28.068°	-28.032°	0.068°	0.032°	99.758%	99.886%
-24°	-24.024°	-24.018°	0.024°	0.018°	99.900%	99.925%
-20°	-20.017°	-20.008°	0.017°	0.008°	99.915%	99.960%
-16°	-16.057°	-16.023°	0.057°	0.023°	99.645%	99.856%
-12°	-12.016°	-12.006°	0.016°	0.006°	99.867%	99.950%
-8°	-7.9903°	-7.9929°	0.0097°	0.0071°	99.879%	99.911%
-4°	-4.0179°	-4.0154°	0.0179°	0.0154°	99.554%	99.616%
-2°	-2.0987°	-2.0353°	0.0987°	0.0353°	95.297%	98.265%
2°	2.1086°	2.0382°	0.1086°	0.0382°	94.849%	98.125%
4°	3.9564°	3.9588°	0.0436°	0.0412°	98.910%	98.970%
8°	8.0127°	8.011°	0.0127°	0.011°	99.842%	99.863%
12°	12.017°	12.012°	0.017°	0.012°	99.859%	99.900%
16°	16.01°	16.007°	0.01°	0.007°	99.938%	99.956%
20°	20.052°	20.036°	0.052°	0.036°	99.741%	99.820%
24°	23.883°	23.982°	0.117°	0.018°	99.513%	99.925%
28°	28.018°	28.008°	0.018°	0.008°	99.936%	99.971%
32°	32.035°	32.027°	0.035°	0.027°	99.891%	99.916%
36°	36.02°	36.011°	0.02°	0.011°	99.944%	99.969%
40°	40.12°	40.021°	0.12°	0.021°	99.701%	99.948%
44°	43.978°	43.988°	0.022°	0.012°	99.950%	99.973%
48°	48.132°	48.003°	0.132°	0.003°	99.726%	99.994%
52°	51.929°	51.95°	0.071°	0.05°	99.863%	99.904%
56°	55.619°	55.91°	0.381°	0.09°	99.320%	99.839%
60°	50.1°	59.878°	9.9°	0.122°	83.500%	99.797%

Para cada posición angular mostrada en la tabla III se realizaron 100 mediciones del DOA empleando ambos algoritmos. La distribución de los dispersores dentro del entorno fue diferente para todos los casos. Esto con el objeto de evaluar la precisión de ambos algoritmos ante un entorno de naturaleza variante. Las columnas del DOA en ambos casos, representan el valor promedio de todas las mediciones realizadas.

A partir de la información proporcionada en la tabla III, es posible obtener una caracterización más completa de la estimación de la dirección de arribo en un entorno macrocelular, y de esta forma comparar la precisión de estos dos algoritmos en el intervalo de operación del arreglo lineal uniforme.

Ambos algoritmos presentan un nivel alto de precisión en la mayoría de los casos. Sin embargo, puede apreciarse que cerca del límite de operación del arreglo, la precisión mostrada por MUSIC espectral es considerablemente menor que la mostrada por Root MUSIC. En los límites $\{-60^\circ$ y $60^\circ\}$ Root MUSIC obtiene una precisión superior al 99.7%, mientras que MUSIC espectral no alcanza siquiera el 86% en ambos casos. En el resto del intervalo de “visión” del ULA, el nivel de precisión mostrado por Root MUSIC sigue siendo superior a MUSIC espectral (aunque en un factor menor). Para fuentes ubicadas en direcciones cercanas a $\theta_0 = 0^\circ$, el nivel de precisión tanto de Root MUSIC como de MUSIC espectral decae considerablemente, debido a que el arreglo de antenas no percibe diversidad espacial. Dicho de otra manera, la mayor parte de la información contenida en el subespacio de ruido se debe a multitrayectorias alejadas de 0° . Estas multitrayectorias arriban a todos los sensores casi al mismo tiempo, ya que se propagan en una dirección casi perpendicular al arreglo, por lo que el arreglo de antenas no puede percibir diferencias notables entre las muestras obtenidas por cada sensor.

En la figura 57 se presenta la gráfica correspondiente a los valores de precisión obtenidos en la tabla III.

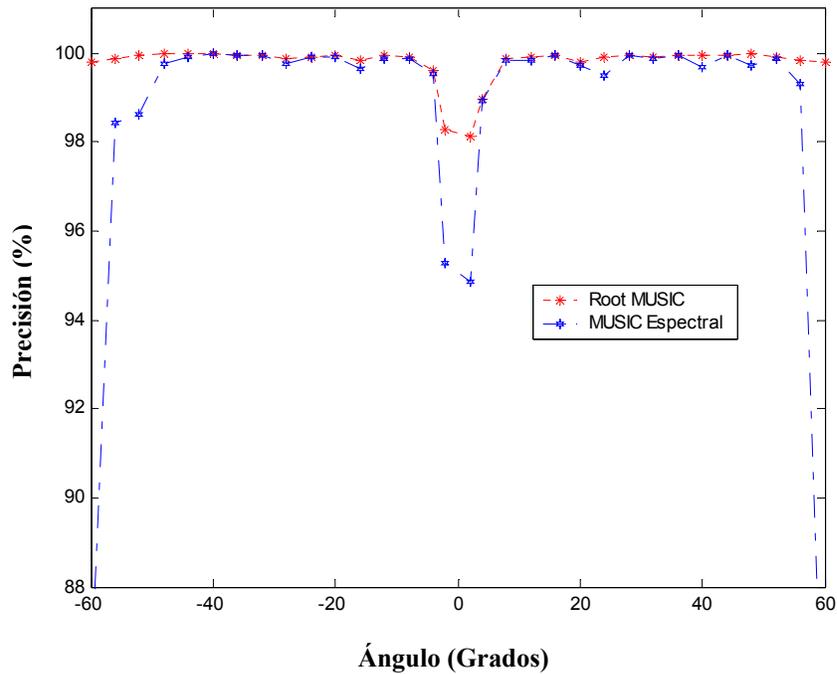


Figura 57. Precisión en la estimación de la dirección de arribo en un entorno dispersivo macrocelular, empleando MUSIC espectral y Root MUSIC.

A partir de la respuesta mostrada en la figura anterior, es posible percibir de una manera más simple el comportamiento de ambos algoritmos en términos de precisión dentro del intervalo de operación del arreglo lineal uniforme. Como se mencionó con anterioridad, cuando un móvil se encuentra cerca de la dirección $\theta_0 = 0^\circ$, el arreglo de antenas ya no percibe diversidad espacial y, por ende, se tiene un deterioro en el nivel de precisión en la estimación de la dirección de arribo en ambos algoritmos. Aún así, Root MUSIC presenta una respuesta más estable que MUSIC espectral.

El hecho de que Root MUSIC presente un nivel de precisión mayor en la estimación del DOA, se debe a que en la mayor parte de los casos, la presencia de

multitrayectorias y de errores afecta la posición radial de la raíz correspondiente al DOA verdadero, y no su posición angular dentro del círculo unitario. En contraparte, el efecto de las multitrayectorias en la estimación del DOA empleando MUSIC espectral afecta directamente al espectro nulo, provocando un deterioro mayor en la precisión.

VII.4.2 SIMULACIÓN Y ANÁLISIS NUMÉRICO DE ROOT MUSIC EN UN ENTORNO DISPERSIVO MACROCELULAR PARA EL CASO DE DOS MÓVILES

Uno de los principales problemas en la estimación de la dirección de arribo por medio de MUSIC espectral (el cual se estableció en el capítulo VI), se presenta cuando las fuentes activas dentro del entorno no cumplen con un nivel mínimo de separabilidad espacial. Es por esto, que en esta sección se realiza un análisis comparativo entre Root MUSIC y MUSIC espectral, para aquellos casos en los que no se cumple con este nivel mínimo de aislamiento entre usuarios.

Como se ha establecido previamente, se considera un entorno dispersivo macrocelular caracterizado a través del modelo circular de dispersores. Las señales emitidas por cada uno de los móviles, son señales de prueba de banda estrecha incorreladas entre sí, donde todos los móviles se encuentran ubicados en la región de campo lejano del arreglo de antenas. El espectro espacial de MUSIC es obtenido a partir del subespacio de ruido de la matriz de información espacial. En la figura 58 se muestra el espectro espacial MUSIC y la estimación del DOA mediante Root MUSIC, para dos fuentes ubicadas a una distancia $D = 10$ km con respecto a la estación base.

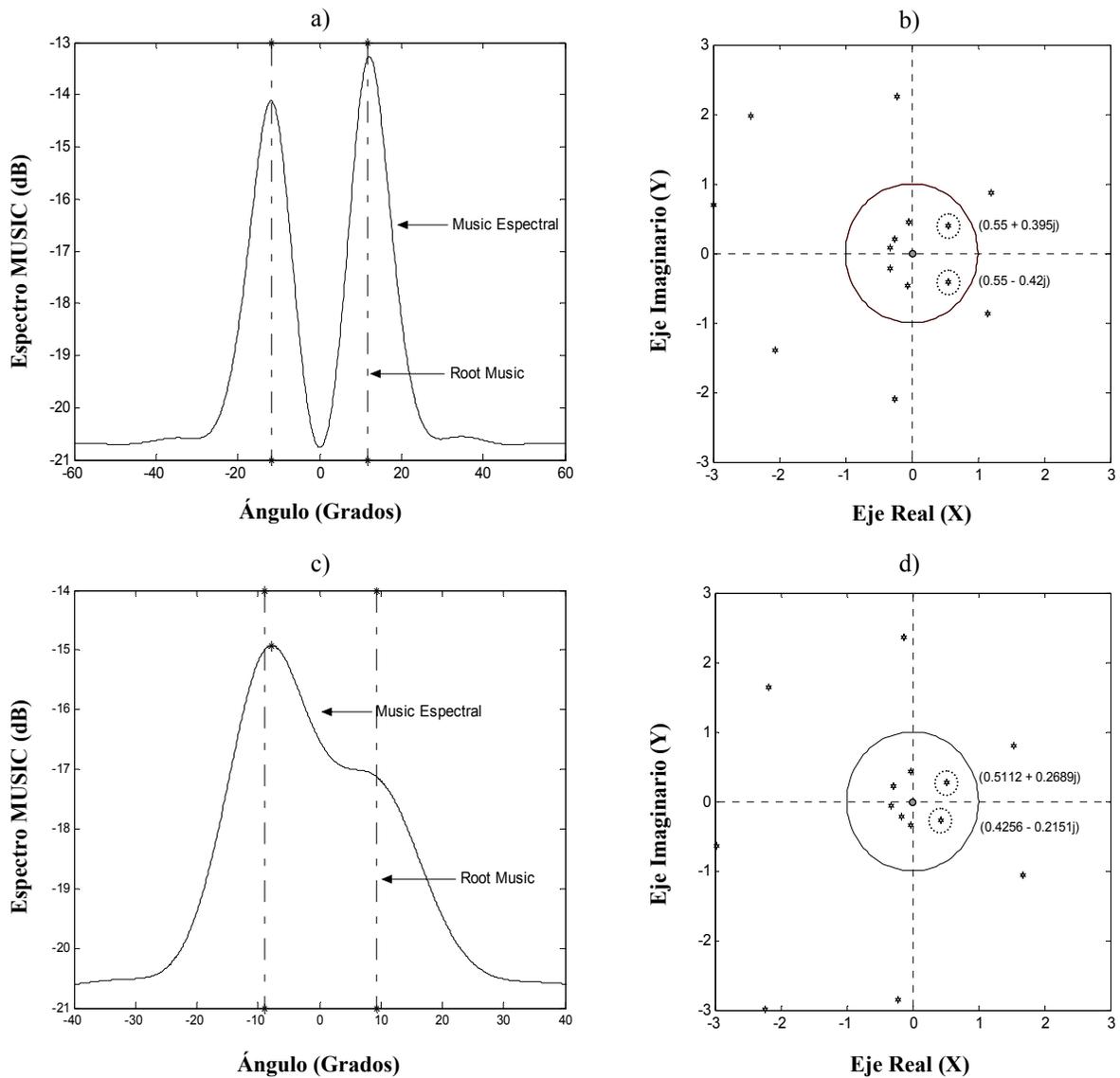


Figura 58. Resolución en la estimación de la dirección de arriba en un entorno dispersivo macrocelular, empleando los algoritmos MUSIC espectral y Root MUSIC, para dos fuentes localizadas en a) $\theta_{11} = -12^\circ$, $\theta_{12} = 12^\circ$, y c) $\theta_{21} = -9^\circ$, $\theta_{22} = 9^\circ$; b) y d) representan la ubicación en el plano complejo de las raíces del polinomio de Root MUSIC, con respecto al círculo unitario, para cada una de las fuentes.

Como puede apreciarse en la figura anterior, MUSIC espectral es capaz de percibir los dos máximos correspondientes a cada uno de los móviles en el espectro espacial, cuando existe un nivel de separación suficiente entre fuentes (figura 58.a), sin embargo, cuando se rebasa un cierto límite de separabilidad espacial, MUSIC espectral falla en la

estimación del DOA (figura 58.c). A diferencia de MUSIC espectral, Root MUSIC es capaz de estimar los DOA's verdaderos, a partir de las raíces que se encuentran más próximas a la circunferencia del círculo unitario, ya que existe una notable diferencia en cuanto a su magnitud con respecto al resto de las raíces.

Las posiciones angulares estimadas mediante MUSIC espectral son: a) $\theta_{11} = -12.89^\circ$, $\theta_{12} = 12.83^\circ$, y c) $\theta_{21} = -7.71^\circ$, mientras que θ_{22} no fue detectado. Las posiciones angulares estimadas a partir de Root MUSIC fueron las siguientes: a) $\theta_{11} = -11.981^\circ$, $\theta_{12} = 11.431^\circ$, y c) $\theta_{21} = -8.56^\circ$, $\theta_{22} = 8.867^\circ$.

En el caso de Root MUSIC, los efectos del ruido y de la propagación multitrayectoria afectan en mayor proporción la posición radial de las raíces dentro del círculo unitario, no así su fase. Esto le permite a Root MUSIC un mayor grado de robustez, en aquellos casos en los que los usuarios de interés se encuentran muy próximos entre sí.

Sin embargo, estos efectos sí repercuten directamente en el espectro nulo de MUSIC espectral, provocando que los picos del espectro espacial tengan una menor definición, y en el caso de fuentes que no cumplen con un nivel mínimo de aislamiento, los picos se confundan. Esto implica una inminente pérdida de resolución en la estimación de la dirección de arribo, con lo cual resulta imposible detectar correctamente los máximos correspondientes a los DOA's verdaderos. En la figura 59 se presentan más resultados para fuentes que no cumplen con un nivel mínimo de separabilidad espacial.

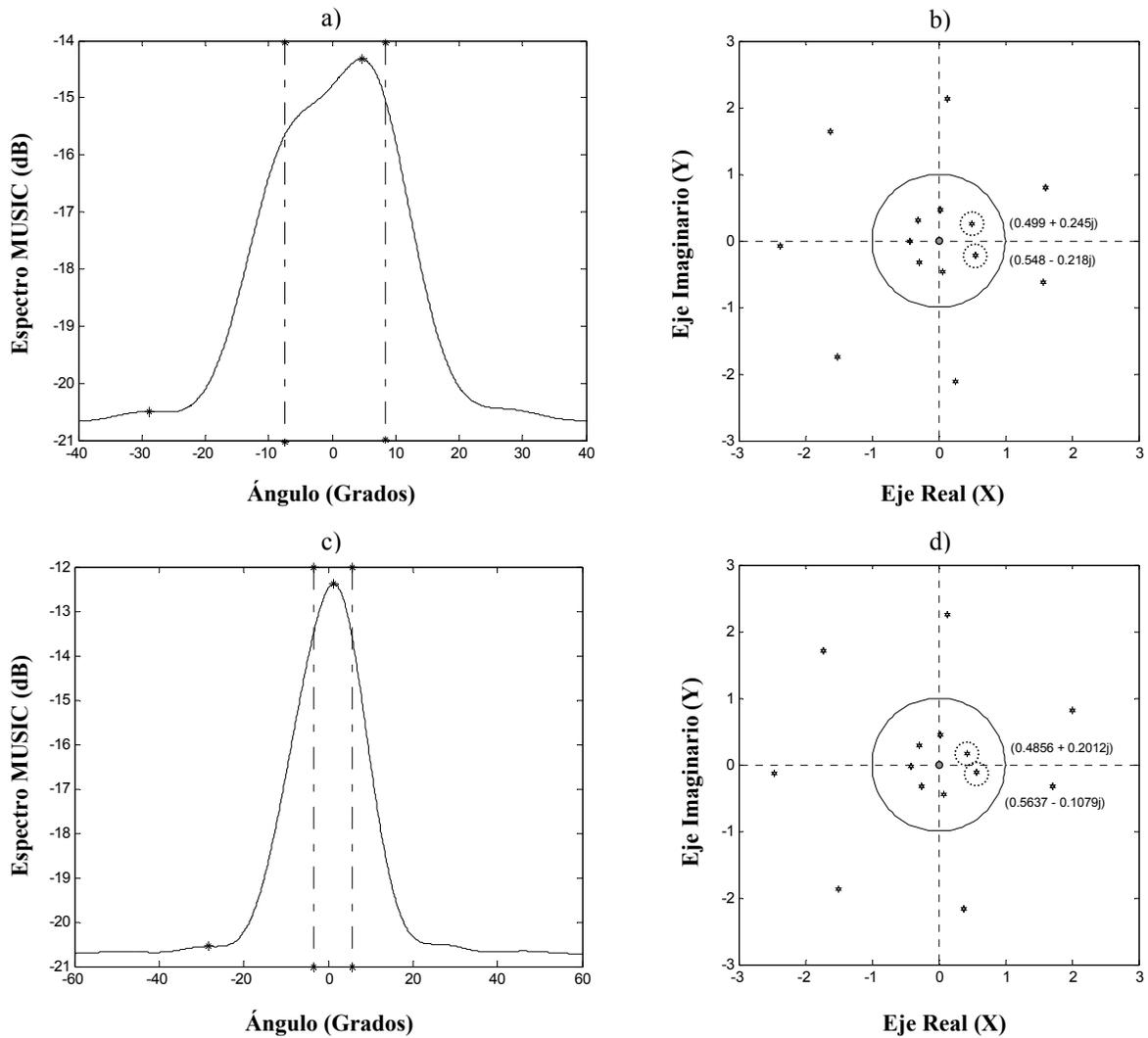


Figura 59. Resolución en la estimación de la dirección de arriba en un entorno dispersivo macrocelular, empleando los algoritmos MUSIC espectral y Root MUSIC, para dos fuentes ubicadas en a) $\theta_{11} = -7^\circ$, $\theta_{12} = 7^\circ$, y c) $\theta_{21} = -5^\circ$, $\theta_{22} = 5^\circ$; b) y d) representan la ubicación en el plano complejo de las raíces del polinomio de Root MUSIC, con respecto al círculo unitario, para cada una de las fuentes.

Al igual que en los casos mostrados en la figura 58, MUSIC espectral es incapaz de detectar los dos picos correspondientes a los móviles que se encuentran dentro del entorno dispersivo. Sin embargo, en este caso ocurre un aspecto muy peculiar, ya que el principio de operación de MUSIC espectral se basa en la selección de los picos predominantes en el

espectro espacial, de acuerdo al número de fuentes activas en el entorno. De esta forma, MUSIC espectral asocia los dos picos predominantes del espectro a los dos usuarios en el entorno. Sin embargo, debido a que las fuentes se encuentran muy próximas entre sí, los espectros se confunden resultando en un sólo pico. De esta forma, MUSIC espectral busca el segundo pico mayor en el resto del espectro y lo asocia al otro usuario. Esto conduce a un error global en la estimación del DOA, y afecta de manera total y absoluta, las prestaciones de un sistema de antenas inteligentes.

Las posiciones angulares estimadas mediante MUSIC espectral son: a) $\theta_{11} = -28.769^\circ$, $\theta_{12} = 4.628^\circ$, y c) $\theta_{21} = -28.288^\circ$, $\theta_{22} = 1.2613^\circ$. Mientras que las posiciones angulares estimadas a partir de Root MUSIC fueron las siguientes: a) $\theta_{11} = -6.93^\circ$, $\theta_{12} = 8.36^\circ$, y c) $\theta_{21} = -3.451^\circ$, $\theta_{22} = 7.182^\circ$.

La mayoría de las técnicas de conformación de haz emplea la información obtenida mediante el DOA, para dirigir haces de radiación altamente directivos en dirección del usuario de interés (dirección especificada por el DOA). Sin embargo, en casos como los mostrados en las figuras 59.a y 59.c, se estarían emitiendo lóbulos de radiación en direcciones que no corresponden a la ubicación real de las fuentes dentro del entorno (en caso de emplear MUSIC espectral). No obstante, empleando Root MUSIC, es posible garantizar la detección de ambas fuentes, aún cuando éstas no cumplan con un nivel de aislamiento mínimo.

Cuando dos fuentes se encuentran muy próximas entre sí, las regiones de dispersión individuales se traslapan, de tal forma que existen dispersores comunes para ambas fuentes. Estos dispersores representan un factor de ruido en la estimación de la dirección de arribo para cada una de las fuentes involucradas, por lo que la estimación del DOA en el caso de MUSIC espectral se ve considerablemente afectada. En la figura 60 se muestra el traslapamiento de las zonas de dispersión, correspondientes a dos móviles ubicados en las direcciones $\theta_1 = -5^\circ$ y $\theta_2 = 5^\circ$,

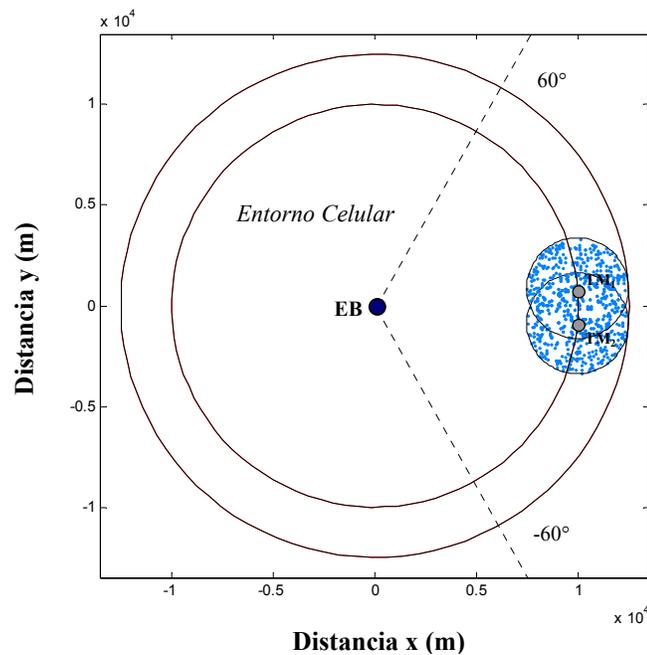


Figura 60. Traslapamiento de las zonas de dispersión en un entorno macrocelular, para dos fuentes ubicadas en $\theta_1 = -5^\circ$ y $\theta_2 = 5^\circ$.

A partir de la figura anterior, se puede apreciar que la mayor cantidad de dispersores se encuentran ubicados en la región de intersección de ambas zonas circulares de dispersión, lo cual representa un nivel de interferencia considerable que afecta no sólo la resolución de los métodos de estimación del DOA, sino también su nivel de precisión.

El traslapamiento de zonas de dispersión también tiene un efecto considerable en Root MUSIC, ya que el nivel de interferencia generado puede provocar que alguna de las raíces correspondientes al ruido tenga un radio mayor que una raíz de la señal. De esta forma, se estará perdiendo una raíz de la señal y se estará tomando el ángulo de la raíz de ruido para la estimación de la dirección de arribo, lo cual lleva a un error en la medición.

VII.5 CONCLUSIONES

En este capítulo se ha llevado a cabo el proceso de optimización en la estimación de la dirección de arribo en términos de precisión y resolución, mediante el algoritmo Root MUSIC en un entorno dispersivo macrocelular. Este algoritmo garantiza la detección de fuentes, aún en aquellos casos en los que no se cumple un nivel de aislamiento mínimo entre usuarios. Esto representa el cumplimiento íntegro del objetivo principal de esta tesis.

El proceso realizado por ambos algoritmos en la estimación de la dirección de arribo es muy semejante, donde la única diferencia radica en que Root MUSIC determina el DOA, a partir de las raíces de un polinomio generado mediante el subespacio de ruido, mientras que MUSIC espectral, identifica y localiza máximos en el espectro espacial generado por el subespacio ruido, o bien por el subespacio de señal.

Las raíces correspondientes al polinomio de Root MUSIC ocurren en pares, con el mismo ángulo y magnitudes recíprocas, por lo cual sólo se consideran las raíces dentro del círculo unitario.

La ventaja del procedimiento instrumentado por Root MUSIC es que los efectos del ruido y del desvanecimiento multitrayectoria, afectan directamente a la posición radial de las raíces (amplitud) dentro del plano complejo y no su fase.

Se ha demostrado mediante el proceso de modelado y simulación que Root MUSIC tiene una respuesta bastante confiable, especialmente en aquellos casos en los que la estimación del DOA obtenida por MUSIC espectral es deficiente o errónea.

Sin embargo, la principal dificultad de Root MUSIC consiste en distinguir las raíces de la señal, de las raíces restantes del polinomio. Normalmente, se considera que las raíces de la señal tienen un radio mayor que el resto de las raíces, no obstante, esto no necesariamente ocurre en entornos dispersivos y SNIR's bajas.

CAPITULO VIII



CONCLUSIONES Y APORTACIONES

VIII. CONCLUSIONES Y APORTACIONES

VIII.1 CONCLUSIONES

En base al proceso de investigación, modelado y simulación desarrollados en esta tesis, se llegan a diferentes conclusiones sobre la aplicación de antenas inteligentes en redes de comunicaciones móviles, y se resalta la importancia que representa la estimación precisa de la dirección de arribo en un entorno dispersivo macrocelular.

Los sistemas de antenas inteligentes ya no representan únicamente una promesa potencial para el incremento de la eficiencia espectral en redes de 3G, sino una realidad en la que se debe trabajar al máximo para aprovechar todo su potencial. El desarrollo de esta importante tecnología, representa el estado del arte dentro del contexto de los sistemas de comunicaciones móviles celulares.

Los sistemas de antenas inteligentes requieren de modelos modernos para la caracterización del canal radio, que incorporen no sólo el concepto de diversidad temporal, sino de una nueva dimensión que permita incrementar la capacidad del sistema hasta un nivel tan alto como sea posible. La introducción de la dimensión espacial le permite a los sistemas de antenas inteligentes la instrumentación de técnicas de filtraje espacial, a través de las cuales es posible discriminar las distintas señales provenientes de cada uno de los usuarios, a partir del conocimiento de su posición espacial dentro del entorno.

La incorporación de modelos espaciales de canal radio dentro del contexto de sistemas de antenas inteligentes, permite caracterizar en forma estadística la concentración de los dispersores dentro del entorno celular que contribuyen con la generación de multitrayectorias en la estación base. Todo esto se fundamenta a partir del conocimiento de dos parámetros estadísticos muy importantes: el tiempo y el ángulo de arribo de las componentes multitrayectoria presentes en el canal.

A través del proceso de modelado y simulación del modelo geométrico de dispersión circular de un solo salto, ha sido posible interpretar el comportamiento de las componentes multitrayectoria dentro de un entorno macrocelular. Los ángulos de arribo de estas señales con respecto al arreglo de antenas de la estación base, se encuentran confinados dentro de un intervalo angular relativamente pequeño ($\approx \pm 6^\circ$), lo cual significa que la mayor densidad de multitrayectorias experimentan tiempos de retardo cortos.

No obstante, debido a que las propiedades espaciales del canal radio tienen un impacto muy profundo en las prestaciones de los sistemas de arreglos de antenas, se requiere de una caracterización más completa del entorno dispersivo. Con este propósito se han analizado los tres parámetros de dispersión más importantes del canal de comunicaciones inalámbricas: la *dispersión temporal*, la *dispersión angular* y la *dispersión por efecto Doppler*. La dispersión temporal o dispersión por tiempo de retardo, da origen al desvanecimiento selectivo en frecuencia, mientras que la dispersión por efecto Doppler ocasiona el desvanecimiento selectivo en tiempo; finalmente, la dispersión angular es

responsable del desvanecimiento espacial selectivo. Estos parámetros han sido estudiados ampliamente y caracterizados en función de la distancia de separación entre TM y EB, así como de las dimensiones de la región dispersora en torno al móvil. A través del proceso de modelado y simulación se ha determinado que tanto la dispersión temporal como la dispersión angular, crecen conforme la razón R/D aumenta. De hecho, se ha demostrado que para mantener los niveles de dispersión en niveles relativamente bajos ($\sigma_\tau \approx 5.5\mu\text{s}$ y $\sigma_\phi \approx 9.2^\circ$), la distancia de separación entre el TM y la EB debe ser al menos tres veces mayor que el radio de la región dispersora.

A partir del análisis de espectro Doppler realizado mediante antenas direccionales en la estación base, se ha demostrado que la dispersión por efecto Doppler decrece significativamente conforme se reduce el ancho de haz de la antena. Esto se debe a que conforme el ancho de haz se reduce, la antena es capaz de mitigar multitrayectorias con ángulos de arribo grandes.

Explotando la diversidad espacio-temporal, los arreglos de antenas inteligentes son capaces de obtener una muestra representativa de las señales existentes en el entorno celular. Sin embargo, un arreglo de antenas debe ser conformado de tal forma, que se pueda optimizar su patrón de respuesta tanto en el modo de transmisión como en el modo de recepción. En relación a esto, se ha definido el comportamiento del patrón de radiación de un arreglo lineal uniforme de antenas en términos del número de elementos y de la separación espacial entre ellos.

En la práctica se requiere de patrones de radiación altamente directivos, con el menor número de lóbulos laterales posible y con la ausencia total de lóbulos de rejilla. A través de los procesos de modelado y simulación correspondientes, se ha llegado a la conclusión de que esto ocurre para un número de elementos $M = 8$, y una separación entre elementos $d = \lambda/2$. El empleo de parámetros óptimos para la conformación del arreglo de antenas, representa un factor de sustancial importancia dentro de las prestaciones de un sistema de antenas inteligentes, de cara al objetivo primordial de este trabajo de tesis: la *optimización en la estimación de la dirección de arribo*.

La estimación de la dirección de arribo constituye una de las etapas fundamentales dentro de un sistema de antenas inteligentes, ya que es a través de este parámetro, que es posible determinar la ubicación de las fuentes activas dentro del escenario celular. La etapa básica de todo algoritmo de estimación del parámetro DOA, la conforma la obtención de un conjunto de datos del entorno espacial, a partir del muestreo realizado por el arreglo de antenas en los dominios del espacio y del tiempo. Estos datos son procesados por un modelo de datos de acuerdo a un método particular de estimación del parámetro DOA.

La determinación de este parámetro se ha realizado mediante el proceso de modelado y simulación del algoritmo MUSIC. Este algoritmo estima la posición angular de las fuentes activas dentro del entorno mediante la generación de un espectro espacial, en el cual los máximos o picos corresponden al número de posibles fuentes dentro del sector celular. MUSIC es un algoritmo subóptimo de alta resolución basado en estructuras de

valor propio, que puede aplicarse a cualquier configuración geométrica de arreglos de antenas, ya que sólo requiere del previo conocimiento del vector de dirección. El principio de operación del algoritmo MUSIC se basa en la estructura ortogonal del espacio muestreado, el cual puede descomponerse en dos subespacios complementarios y mutuamente ortogonales, denominados subespacio de señal y subespacio de ruido.

A diferencia de otros algoritmos de estimación del parámetro DOA, MUSIC representa uno de los procesamientos más ligeros en términos de programación, esto aunado a su elevado nivel de precisión en la localización de fuentes, lo convierten en uno de los algoritmos más promisorios dentro del contexto de los sistemas de comunicaciones móviles.

No obstante, se ha demostrado que la precisión de este algoritmo no es confiable en aquellas regiones del intervalo de visión del arreglo lineal uniforme, donde los móviles se encuentran ubicados en dirección $\theta_0 = 0^\circ$, y cerca del límite de operación del arreglo (-60° , 60°). También se ha demostrado que la aplicabilidad del algoritmo decae completamente cuando existen dentro del mismo entorno, dos o más fuentes que no cumplen con un nivel de aislamiento mínimo.

Como solución a este problema, se ha planteado la instrumentación de un algoritmo alternativo de estimación del parámetro DOA, también basado en estructuras de valor propio, conocido como Root MUSIC. Este algoritmo determina la dirección de arriba a

partir de las raíces de un polinomio generado a través del subespacio de ruido, en lugar de identificar y localizar máximos en un espectro espacial, como en el caso de MUSIC espectral. Se ha demostrado a partir del proceso de modelado y simulación, la superioridad de Root MUSIC en términos de precisión y de resolución en la estimación del parámetro DOA. Especialmente, en aquellos casos en los que la estimación del DOA obtenida por MUSIC espectral es deficiente o totalmente errónea.

La robustez de Root MUSIC se debe principalmente a que los efectos del ruido y del desvanecimiento multitrayectoria afectan directamente la posición radial de las raíces dentro del plano complejo, y no su fase. A diferencia de MUSIC, en el que estos efectos negativos producen un nivel de interferencia bastante significativo en el espectro nulo, haciendo menos definidos los picos correspondientes a los DOA's verdaderos, y originando como consecuencia una pérdida de resolución en la estimación de las fuentes activas dentro del entorno.

Los errores y las imprecisiones en la estimación del parámetro DOA en un entorno dispersivo, definen en gran parte el éxito en la instrumentación de un sistema de antenas inteligentes en un sistema de comunicaciones móviles celulares. Si la información obtenida por medio del DOA no es correcta, no será posible dirigir haces de radiación altamente directivos en la dirección real del usuario de interés, ni tampoco será posible determinar la ubicación espacial precisa de los posibles interferentes. En pocas palabras, ya no sería posible hacer uso del filtraje espacial para incrementar la eficiencia espectral del sistema.

Con la instrumentación de Root MUSIC ha sido posible estimar la ubicación angular de las fuentes activas dentro de un entorno dispersivo macrocelular con un nivel de precisión bastante alto, y se ha garantizado la detección de fuentes aún en aquellos casos, en los que no se cumple con un nivel de aislamiento mínimo entre usuarios.

Este último proceso constituye la fase de optimización en la estimación de la dirección de arribo, lo cual representa el cumplimiento íntegro del objetivo principal de esta tesis, cerrando con ello los procesos de investigación, modelado y simulación de este proyecto de tesis.

VIII.2 APORTACIONES

Las principales aportaciones obtenidas como resultado de este trabajo de tesis se sintetizan en los siguientes puntos:

- ➔ Se presentan resultados de investigación relacionados con el estado del arte de los sistemas de antenas inteligentes aplicados a sistemas de comunicaciones móviles.
- ➔ Cada uno de los tópicos investigados representan en conjunto una línea de investigación reciente del Grupo de Comunicaciones Inalámbricas del CICESE, dentro del contexto de los sistemas de antenas inteligentes.

- Se caracteriza el canal radio para un entorno dispersivo macrocelular, y se obtienen parámetros estadísticos adicionales que permiten una interpretación más precisa del comportamiento de las multitrayectorias dentro del entorno espacial.
- Se definen los valores óptimos para la dimensión de la región dispersora circular y para la distancia de separación entre la estación base y el terminal móvil, con el propósito de minimizar los efectos de los parámetros de dispersión del canal.
- Se lleva a cabo la instrumentación del algoritmo MUSIC en un entorno dispersivo macrocelular, empleando el concepto de modelo geométrico de dispersión circular de un solo salto para el caso de múltiples fuentes.
- Se presenta un análisis detallado de los alcances y limitaciones del algoritmo MUSIC en términos de precisión y separabilidad espacial entre usuarios.
- Se desarrolla una interfaz gráfica interactiva para la estimación de la dirección de arribo de múltiples fuentes dentro de un entorno dispersivo macrocelular, mediante el subespacio de ruido y el subespacio de señal del algoritmo MUSIC espectral.

- ➔ Se realiza el proceso de optimización en la estimación de la dirección de arribo en términos de precisión y separabilidad espacial, mediante el algoritmo Root MUSIC para un entorno dispersivo macrocelular.

VIII.3 RECOMENDACIONES PARA LÍNEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN

En este trabajo de tesis se aborda la optimización en la estimación de la dirección de arribo en un entorno dispersivo macrocelular a través del modelo geométrico circular de un solo salto. Con el propósito de darle continuidad, se propone el modelado y simulación en la optimización del parámetro DOA empleando el modelo de dispersión gaussiano, tanto en un entorno microcelular como en un entorno macrocelular.

También sería de interés analizar el patrón de respuesta en términos de precisión y separabilidad espacial de algoritmos basados en eigenestructuras tales como MUSIC, Root MUSIC y/o ESPRIT, empleando diferentes configuraciones geométricas de arreglos de antenas, como pueden ser: el arreglo circular uniforme o el arreglo elíptico uniforme.

Con el objeto de aprovechar al máximo los resultados obtenidos en esta tesis, otra aplicación importante sería el análisis y la estimación del parámetro DOA empleando MUSIC o Root MUSIC, para el caso de fuentes que transmiten señales de banda ancha en un entorno dispersivo.

LITERATURA CITADA

Asztély, D. y B. Ottersten. 1998. “*The Effects of Local Scattering on Direction of Arrival Estimation With MUSIC and ESPRIT*”. Proceedings of the IEEE International Conference. (6): 3333-3336 p.

Balanis, C. A. 1982. “*Antenna Theory: Analysis and Design*”. John Wiley & Sons. Segunda edición. USA. 816 pp.

Capon, J. 1969. “*High Resolution Frequency-Wavenumber Spectral Analysis*”. Proc. of the IEEE. 57(8): 1408-1418 p.

Choi, S., D. Shim y T. K. Sarkar. 1999. “*A Comparison of Tracking-beam Arrays and Switching Beam Arrays Operating in a CDMA Mobile Communication Channel*”. IEEE Antennas and Propagation Magazine. 41(6): 10-21 p.

Chryssomalis, M. 2000. “*Smart Antennas*”. IEEE Antennas and Propagation Magazine. 42(3): 129-136 p.

Clarke, R. H. 1968. “*A Statistical Theory of Mobile-Radio Reception*”. The Bell System Technical Journal. 47: 957-1000 p.

Covarrubias, D. H. 2001. “*Antenas Inteligentes para Comunicaciones Móviles Celulares*”. Comunicaciones Académicas-CICESE, clave CTETO20012.

Ertel, R. B. y J. H. Reed. 1999. “*Angle and Time of Arrival Statistics for Circular and Elliptical Scattering Models*”. IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 17(11): 1829-1840 p.

Fuhl, J., A. F. Molish y E. Bonek. 1998. “*Unified Channel Model for Mobile Radio Systems with Smart Antennas*”. Proc. Inst. Elect. Eng., Radar, Sonar, Navigat. 145(1): 32-41 p.

Garg, V. K. y L. Huntington. 1997. “*Application of Adaptive Array Antenna to TDMA Cellular/PCS System*”. IEEE Commun. Magazine. 42: 148-152 p.

- Godara, L. C. 1997. “*Applications of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part I: Performance Improvement, Feasibility and System Considerations*”. Proceedings of the IEEE. 85(7): 1031-1060 p.
- Godara, L. C. 1997. “*Applications of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II: Beam-Forming and Direction of Arrival Considerations*”. Proceedings of the IEEE. 85(8): 1195-1245 p.
- Haber, F. y M. Zoltowski. 1986. “*Spatial Spectrum Estimation in a Coherent Signal Environment Using an Array in Motion*”. IEEE Trans. Antennas Propagat. 34(3): 301-310 p.
- Jabbari, B. 1994. “*Scanning the Special Issue on Wireless Networks for Mobile and Personal Communications*”. Proc. IEEE. 82: 1331-1332 p.
- Janaswamy, R. 2002. “*Angle and Time of Arrival Statistics for the Gaussian Scatter Density Model*”. IEEE Transactions on Wireless Communications. 1(3): 488-497 p.
- Kogiantis, A. G. 1999. “*Uplink Capacity Studies of Adaptive Antenna Arrays in Third-Generation CDMA Wireless Systems*”. Proc. of the Wireless Communications and Networking Conference. 2: 679-683 p.
- Kohno, R. 1998. “*Spatial and Temporal Communication Theory Using Adaptive Antenna Array*”. IEEE Personal Communications. 28-35 p.
- Kumaresan, R. y D. W. Tufts. 1983. “*Estimating the Angles of Arrival of Multiple Plane Waves*”. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. 19(1): 134-139 p.
- Lacoss, R. T. 1971. “*Data Adaptive Spectral Analysis Method*”. Geophysics. 36: 661-675 p.
- Lehne, P. H. y M. Petersen. 1999. “*An Overview of Smart Antenna Technology for Mobile Communications Systems*”. IEEE Communications Surveys. 2(4): 2-12 p.
- Liberti, J. C. y T. S. Rappaport. 1995. “*Analysis of CDMA Cellular Radio Systems Employing Adaptive Antennas*”. Ph.D. dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State Univ., Blacksburg, VA.

Liberti, J. C. y T. S. Rappaport. 1996. “***A Geometrically Based Model for Line-of-Sight Multipath Radio Channels***”. Vehicular Technology Conference. Atlanta. 844-848 p.

Liberti, J.C. y T. S. Rappaport. 1999. “***Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications***”. Prentice Hall. Primera edición. USA. 376 pp.

Litva J. y T. K. Lo. 1996. “***Digital Beamforming in Wireles Communications***”. Artech House. Primera edición. USA. 295 pp.

Ma, M. T. 1974. “***Theory and Application of Antenna Arrays***”. John Wiley & Sons. Primera edición. USA. 229 pp.

Martínez, R., D. Trosa, L. de Haro y M. Calvo. 2001. “***Smart Antennas Performance Evaluation and Capacity Increase for WCDMA UMTS***”. Grupo de Radiación. Dpto. Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones. E.T.S.I. Telecomunicación. Universidad Politécnica de Madrid. 147-151 p.

Mendoza, J. L., M. Chávez y J. Sánchez. 2002. “***Evolución del Estándar Celular GSM***”. 1ra. Conferencia Iberoamericana en Sistemas, Cibernética e Informática CISCI 2002, Orlando, Florida.

Monzingo, R. A. y T. W. Miller. 1980. “***Introduction to Adaptive Arrays***”. John Wiley & Sons. Primera edición. USA. 543 pp.

Moreno, O. y J. Franco. 2001. “***Introducción a la Tecnología de Antenas Inteligentes – Aplicación a UMTS***”. Comunicaciones de Telefónica I+D. 1(21): 43-56 p.

Muñoz López, M. A. 2002. “***Modelado y Simulación de Arreglos de Antenas en Antenas Inteligentes***”. Tesis de Maestría, CICESE, Ensenada, B.C., México.

Neskovic, A., N. Neskovic y G. Paunovic. 2000. “***Modern Approaches in Modeling of Mobile Radio Systems Propagation Environment***”. IEEE Communications Surveys. 2-12 p.

Papoulis, A. y S. Unnikrishna. 2002. “***Probability, Random Variables, and Stochastic Processes***”. Mc Graw-Hill. Fourth edition. New York. 640 pp.

- Perini, P. L. 2001. “*An Overview of Smart Antenna Technology for Wireless Communication*”. IEEE Aerospace Conference Proceedings. 2: 875-883 p.
- Petrus, P. y J. H. Reed. 2002. “*Geometrical-Based Statistical Macrocell Channel Model for Mobile Environments*”. IEEE Transactions on Communications. 50(3): 495-502 p.
- Petrus, P., J. H. Reed y T. S. Rappaport. 1996. “*Geometrically Based Statistical Channel Model for Macrocellular Mobile Environments*”. Proc. IEEE GLOBECOM. 1197-1201 p.
- Rappaport, T.S. 1996. “*Wireless Communications*”. Prentice Hall. Primera edición. USA. 641 pp.
- Roy, R. y T. Kailath. 1989. “*Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques*”. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 37(7): 984-995p.
- Salas, B. y M. Pizarroso. 1998. “*Antenas Inteligentes Como Solución a Problemas de Calidad y Capacidad en Redes Celulares y de Acceso sin Hilos*”. VIII Jornadas Telecom I+D. 21-29p.
- Schmidt, R. O. 1986. “*Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation*”. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 34(3): 276-280p.
- Swindlehurst, A. L. y T. Kailath. 1992. “*A Performance Analysis of Subspace-Based Methods in the Presence of Model Errors, Part I: The MUSIC Algorithm*”. IEEE Transactions on Signal Processing. 40(7): 1758-1774p.
- Swindlehurst, A. L., P. Stoica y M. Jansson. 2000. “*Application of MUSIC to Arrays with Multiple Invariances*”. Proc. ICASSP Estambul, Turquía. 3057-3060 p.
- Symena. 2000. “*Smart Antennas – A Technical Introduction*”. SYMENA Software & Consulting GmbH Wiedner Hauptstraße. Viena, Austria.
- Talwar, S. y M. Viberg. 1994. “*Blind Estimation of Multiple Co-channel Digital Signals Using an Antenna Array*”. IEEE Signal Processing Letters. 1(2): 29-31p.
- Tomasi, W. 1996. “*Sistemas de Comunicaciones Electrónicas*”. Prentice Hall. Primera edición. México. 858 pp.

- Tsoulos, G. V. 1999. “**Smart Antennas for Mobile Communication Systems: Benefits and Challenges**”. Electronics & Communication Engineering Journal. 11(2): 84-94p.
- Villier, E., L. Lopes y S. Aftelak. 1998. “**On the Application of Uplink Optimum Combining to Base Station Reception**”. Proc. of VTC'98. 747-452p.
- Walfisch, J. y H. L. Bertoni. 1988. “**A Theoretical Model of UHF Propagation in Urban Environments**”. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 36(12): 1788-1796 p.
- Wax, M. y T. Kailath. 1983. “**Optimum Localization of Multiple Sources by Passive Arrays**”. IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 31: 1210-1221p.
- Ziskind, I. y M. Wax. 1988. “**Maximum Likelihood Localization of Multiple Sources by Alternating Projection**”. IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 36(10): 1553-1560p.

APÉNDICE A. *Desarrollo matemático del modelo de dispersión circular.*

A.1 *Pdf conjunta TOA/AOA*

El primer paso para desarrollar la *pdf* conjunta TOA/AOA es expresar la función de densidad de dispersores en términos de coordenadas polares (r_b, θ_b) . Las siguientes identidades relacionan los sistemas de coordenadas polar y cartesiano:

$$r_b = \sqrt{x^2 + y^2} \quad (\text{A.1})$$

$$\theta_b = \arctan\left(\frac{y}{x}\right) \quad (\text{A.2})$$

$$x = r_b \cos(\theta_b) \quad (\text{A.3})$$

$$y = r_b \text{sen}(\theta_b) \quad (\text{A.4})$$

donde x e y denotan la ubicación de cada dispersor. La expresión matemática para la *pdf* conjunta representada en términos de coordenadas polares puede obtenerse mediante la siguiente relación:

$$f_{r_b, \theta_b}(r_b, \theta_b) = \frac{f_{x,y}(x, y)}{|J(x, y)|} \Bigg|_{\substack{x=r_b \cos(\theta_b) \\ y=r_b \text{sen}(\theta_b)}} \quad (\text{A.5})$$

donde $J(x, y)$ denota la transformación Jacobiana dada por:

$$J(x, y) = \begin{vmatrix} \frac{\partial x}{\partial r_b} & \frac{\partial x}{\partial \theta_b} \\ \frac{\partial y}{\partial r_b} & \frac{\partial y}{\partial \theta_b} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos(\theta_b) & -r_b \text{sen}(\theta_b) \\ \text{sen}(\theta_b) & r_b \cos(\theta_b) \end{vmatrix}^{-1} = \frac{1}{r_b} \quad (\text{A.6})$$

sustituyendo (A.6) en la expresión de la *pdf* conjunta dada en (A.5) se obtiene:

$$f_{r_b, \theta_b}(r_b, \theta_b) = |r_b| f_{x, y}(r_b \cos(\theta_b), r_b \text{sen}(\theta_b)) \quad (\text{A.7})$$

dado que r_b representa un valor de distancia, siempre será positiva, por lo tanto:

$$f_{r_b, \theta_b}(r_b, \theta_b) = r_b f_{x, y}(r_b \cos(\theta_b), r_b \text{sen}(\theta_b)). \quad (\text{A.8})$$

El siguiente paso es encontrar una relación entre r_b y el retardo τ de la componente multitrayectoria. Aplicando la ley de los cosenos al triángulo mostrado en la figura 9, se obtiene:

$$r_s = \sqrt{D^2 + r_b^2 - 2r_b D \cos(\theta_b)}. \quad (\text{A.9})$$

El retardo total de propagación de cada componente multitrayectoria queda expresado como la razón entre la distancia total recorrida por la señal con respecto a la velocidad de propagación de la onda electromagnética:

$$\tau = \frac{r_b + r_s}{c} \quad (\text{A.10})$$

por lo tanto, sustituyendo la expresión dada en (A.9) en (A.10) se obtiene:

$$\tau = \frac{r_b + \sqrt{D^2 + r_b^2 - 2r_b D \cos(\theta_b)}}{c}, \quad (\text{A.11})$$

resolviendo para r_b resulta:

$$r_b = \frac{D^2 - \tau^2 c^2}{2(D \cos(\theta_b) - \tau c)}. \quad (\text{A.12})$$

Una vez que se ha encontrado la relación adecuada entre τ y r_b , se puede deducir la *pdf* conjunta TOA/AOA de la siguiente forma:

$$f_{\tau, \theta_b}(\tau, \theta_b) = \frac{f_{r_b, \theta_b}(r_b, \theta_b)}{|J(r_b, \theta_b)|} \Bigg|_{r_b = \frac{D^2 - \tau^2 c^2}{2(D \cos(\theta_b) - \tau c)}} \quad (\text{A.13})$$

donde $J(\theta_b, r_b)$ es la transformación Jacobiana dada por:

$$J(\theta_b, r_b) = \left| \frac{\partial r_b}{\partial \tau} \right|^{-1} = \frac{2(D \cos(\theta_b) - \tau c)^2}{D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos(\theta_b)} \quad (\text{A.14})$$

sustituyendo (A.14) en la expresión dada en (A.13) obtenemos:

$$f_{\tau, \theta_b}(\tau, \theta_b) = \frac{D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos(\theta_b)}{2(D \cos(\theta_b) - \tau c)^2} \cdot f_{r_b, \theta_b} \left(\frac{D^2 - \tau^2 c^2}{2(D \cos(\theta_b) - \tau c)}, \theta_b \right) \quad (\text{A.15})$$

después expresamos la *pdf* conjunta TOA/AOA en términos de la función original de densidad de dispersores:

$$f_{\tau, \theta_b}(\tau, \theta_b) = \frac{(D^2 - \tau^2 c^2) (D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos(\theta_b))}{4(D \cos(\theta_b) - \tau c)^3} \cdot f_{x,y}(r_b \cos(\theta_b), r_b \sin(\theta_b)). \quad (\text{A.16})$$

Esta ecuación representa la *pdf* conjunta TOA/AOA observada en la EB, expresada en términos de una densidad de dispersores arbitraria.

Cuando los dispersores se encuentran uniformemente distribuidos dentro de una región arbitraria R_A con una área A , entonces la función de densidad de dispersores estará dada por:

$$f_{x,y}(x,y) = \begin{cases} \frac{1}{A}, & x \text{ e } y \in R_A \\ 0, & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (\text{A.17})$$

en este caso en particular, la *pdf* conjunta TOA/AOA se reduce a:

$$f_{\tau,\theta_b}(\tau,\theta_b) = \frac{(D^2 - \tau^2 c^2)(D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos(\theta_b))}{4A(D \cos(\theta_b) - \tau c)^3} \quad (\text{A.18})$$

en la cual deben asumirse los intervalos de validez adecuados para τ y θ_b . Esta ecuación representa la *pdf* conjunta TOA/AOA observada en la estación base. Debido a la simetría mostrada por el modelo geométrico de la figura 9, la *pdf* conjunta TOA/AOA en el móvil tendrá la misma forma que la *pdf* observada en la estación base. La única diferencia entre ambas *pdf*'s serán los intervalos de τ y θ_b para los cuales la *pdf* conjunta es diferente de cero. De esta forma, la relación entre r_b y τ es idéntica a la relación entre r_s y τ , por lo tanto:

$$r_s = \frac{D^2 - \tau^2 c^2}{2(D \cos(\theta_s) - \tau c)}, \quad (\text{A.19})$$

derivando con respecto a las coordenadas polares del móvil se obtiene:

$$f_{\tau, \theta_s}(\tau, \theta_s) = \frac{(D^2 - \tau^2 c^2)(D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos(\theta_s))}{4A(D \cos(\theta_s) - \tau c)^3} \quad (\text{A.20})$$

sin embargo, los intervalos para los cuales estarán definidos τ y θ_b serán diferentes de los intervalos para los cuales τ y θ_s estarán definidos.

A.1.1 Pdf conjunta TOA/AOA: EB

Cuando la región de dispersores es circular, el área de la región dispersora estará dada por $A = \pi R^2$. Sustituyendo en la expresión denotada en (A.18):

$$f_{\tau, \theta_b}(\tau, \theta_b) = \frac{(D^2 - \tau^2 c^2)(D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos(\theta_b))}{4\pi R^2 (D \cos(\theta_b) - \tau c)^3}, \quad (\text{A.21})$$

donde los intervalos de τ y θ_b para los cuales $f_{\tau, \theta_b}(\tau, \theta_b) \neq 0$, quedan determinados a partir de la condición original de la densidad de dispersores, es decir:

$$(x - D)^2 + y^2 \leq R^2 \quad (\text{A.22})$$

desarrollando y transformando en términos de coordenadas polares se obtiene:

$$rb^2 - 2r_b D \cos(\theta b) + D^2 \leq R^2. \quad (\text{A.23})$$

Sustituyendo la expresión para r_b encontrada en (A.12) y simplificando resultados se obtiene la siguiente relación:

$$\frac{D^2 - 2\tau c D \cos(\theta_b) + \tau^2 c^2}{\tau c - D \cos(\theta_b)} \leq 2R. \quad (\text{A.24})$$

Finalmente, la expresión que define la función de densidad de probabilidad conjunta TOA/AOA para la perspectiva de la EB es la siguiente:

$$f_{\tau, \theta_b}(\tau, \theta_b) = \begin{cases} \frac{(D^2 - \tau^2 c^2)(D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos(\theta_b))}{4\pi R^2 (D \cos(\theta_b) - \tau c)^3}, & \frac{D^2 - 2\tau c D \cos(\theta_b) + \tau^2 c^2}{\tau c - D \cos(\theta_b)} \leq 2R, \quad \theta_b \neq 0 \\ \frac{c(D + \tau c)}{4\pi R^2}, & \frac{D}{c} \leq \tau \leq \frac{D + 2R}{c}, \quad \theta_b = 0 \\ 0, & \text{en otro caso.} \end{cases} \quad (\text{A.25})$$

El caso cuando $\theta_b = 0$ se considera de manera separada, debido a la discontinuidad que resulta cuando se evalúa la condición $\theta_b = 0$ y $\tau = (D/c)$ directamente en la primera expresión.

A.1.2 Pdf conjunta TOA/AOA: TM

La *pdf* conjunta TOA/AOA observada en el terminal móvil tiene la misma forma que la *pdf* conjunta TOA/AOA observada en la estación base, la única diferencia entre ambas expresiones son los intervalos de validez para los cuales $f_{\tau,\theta_b}(\tau, \theta_b) \neq 0$. Considerando la densidad original de dispersores es posible determinar los intervalos de validez de τ y θ_s para los cuales $f_{\tau,\theta_s}(\tau, \theta_s) \neq 0$,

$$x_c^2 + y^2 \leq R^2. \quad (\text{A.26})$$

Ahora el nuevo sistema de coordenadas (x_c, y) se toma con referencia al terminal móvil, de manera que $x_c = -x + D$. A partir de esta definición la expresión dada en (A.26) puede representarse de la siguiente manera:

$$r_s^2 \leq R^2 \quad (\text{A.27})$$

donde $r_s = \sqrt{x_c^2 + y^2}$ es el radio del nuevo sistema de coordenadas definido en el móvil.

Sustituyendo la expresión dada en (A.19) en (A.27) resulta en:

$$\left(\frac{D^2 - \tau^2 c^2}{2(D \cos(\theta_s) - \tau c)} \right)^2 \leq R^2. \quad (\text{A.28})$$

Finalmente, la expresión que define la función de densidad de probabilidad conjunta TOA/AOA para la perspectiva del TM es la siguiente:

$$f_{\tau, \theta_s}(\tau, \theta_s) = \begin{cases} \frac{(D^2 - \tau^2 c^2)(D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos(\theta_s))}{4\pi R^2 (D \cos(\theta_s) - \tau c)^3}, & \frac{D^2 - \tau^2 c^2}{D \cos(\theta_s) - \tau c} \leq 2R, \theta_s \neq 0 \\ \frac{c(D + \tau c)}{4\pi R^2}, & \frac{D}{c} \leq \tau \leq \frac{D + 2R}{c}, \theta_s = 0 \\ 0, & \text{en otro caso.} \end{cases} \quad (\text{A.29})$$

A.2 Pdf marginal AOA

Para determinar la función de densidad de probabilidad marginal AOA se integra la función de densidad de dispersores denotada en coordenadas polares en la expresión (A.8) con respecto a r_b sobre el intervalo $r_{b1}(\theta_b)$ a $r_{b2}(\theta_b)$:

$$f_{\theta_b}(\theta_b) = \int_{r_{b1}(\theta_b)}^{r_{b2}(\theta_b)} f_{r_b, \theta_b}(r_b, \theta_b) dr_b = \int_{r_{b1}(\theta_b)}^{r_{b2}(\theta_b)} r_b f_{x,y}(r_b \cos(\theta_b), r_b \sin(\theta_b)) dr_b. \quad (\text{A.30})$$

En la figura A.1 se definen los intervalos de $r_{b1}(\theta_b)$ y $r_{b2}(\theta_b)$ para una región de dispersores arbitraria.

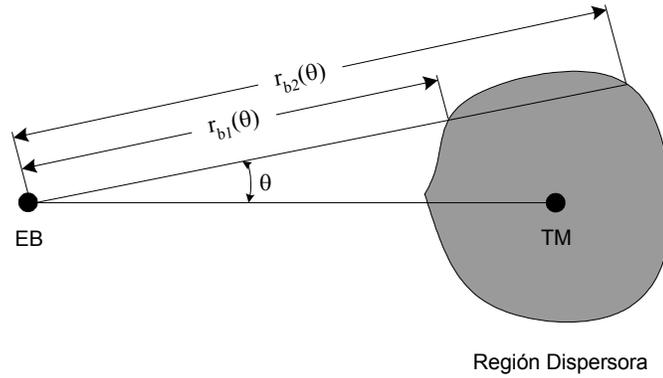


Figura A.1. Cálculo de la *pdf* marginal AOA considerando una región dispersora arbitraria.

Considerando ahora el caso de una región con una densidad de dispersores uniforme, con $f_{x,y}(x,y) = (1/A)$:

$$f_{\theta_b}(\theta_b) = \int_{r_{b1}(\theta_b)}^{r_{b2}(\theta_b)} \frac{1}{A} r_b dr_b = \frac{1}{2A} (r_{b2}^2(\theta_b) - r_{b1}^2(\theta_b)). \quad (\text{A.31})$$

Por lo tanto, la función de densidad marginal del ángulo de arribo para una región circular con un área $A = \pi R^2$ estará dada por:

$$f_{\theta_b}(\theta_b) = \frac{1}{2\pi R^2} (r_{b2}^2(\theta_b) - r_{b1}^2(\theta_b)). \quad (\text{A.32})$$

A.2.1 Pdf marginal AOA: EB

En esta sección se deriva la *pdf* marginal AOA desde la perspectiva de la EB para una región de dispersores circular. La expresión en coordenadas polares para un círculo con centro en $(0, D)$, con un radio R está denotada por:

$$r_b^2 - 2D \cos(\theta_b) r_b + D^2 - R^2 = 0 \quad (\text{A.33})$$

resolviendo para r_b por medio de la fórmula cuadrática:

$$r_b = D \cos(\theta_b) \pm \sqrt{D^2 \cos^2(\theta_b) - D^2 + R^2} \quad (\text{A.34})$$

lo cual implica que:

$$r_{b1}(\theta_b) = D \cos(\theta_b) - \sqrt{D^2 \cos^2(\theta_b) - D^2 + R^2} \quad (\text{A.35})$$

$$r_{b2}(\theta_b) = D \cos(\theta_b) + \sqrt{D^2 \cos^2(\theta_b) - D^2 + R^2}. \quad (\text{A.36})$$

Sustituyendo ambas expresiones en (A.32) y simplificando se obtiene la ecuación para la *pdf* AOA en la EB:

$$f_{\theta_b}(\theta_b) = \begin{cases} \frac{2D \cos(\theta_b) \sqrt{D^2 \cos^2(\theta_b) - D^2 + R^2}}{\pi R^2}, & -\sin^{-1}\left(\frac{R}{D}\right) \leq \theta_b \leq \sin^{-1}\left(\frac{R}{D}\right) \\ 0, & \text{en otro caso.} \end{cases} \quad (\text{A.37})$$

A.2.2 Pdf marginal AOA: TM

La deducción de la *pdf* marginal observada en el móvil es bastante trivial, dado que los dispersores están uniformemente distribuidos dentro de una región circular en torno al móvil, la densidad del AOA será independiente del ángulo, por lo tanto, la *pdf* resultante simplemente es:

$$f_{\theta_s}(\theta_s) = \frac{1}{2\pi}, \quad 0 \leq \theta_s \leq 2\pi \quad (\text{A.38})$$

A.3 Pdf marginal TOA

Para desarrollar la *pdf* marginal del tiempo de arribo, primero se deriva la función de distribución acumulativa (*cdf*) del TOA y luego se obtiene la derivada con respecto a τ . La *cdf* del TOA puede calcularse a partir de la figura A.2, como la probabilidad de que un dispersor se encuentre en el área de intersección A_τ de la elipse y la región dispersora correspondiente a un retardo de propagación igual a τ .

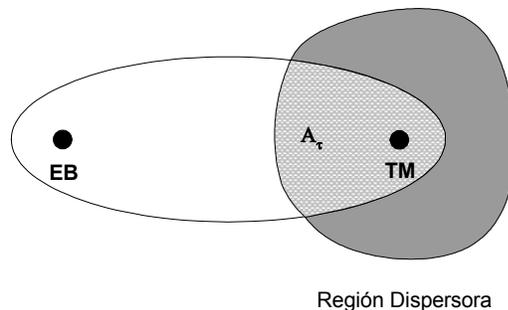


Figura A.2. Zona de intersección para el cálculo de la *cdf* del TOA considerando una región dispersora arbitraria.

Puesto que se considera una distribución uniforme en toda la zona dispersora, la *cdf* del TOA es simplemente:

$$F(\tau) = \frac{A_\tau(\tau)}{A} \quad (\text{A.39})$$

derivando con respecto a τ se obtiene la expresión de la *pdf* marginal del TOA:

$$f_\tau(\tau) = \frac{1}{A} \frac{d}{d\tau}(A_\tau(\tau)). \quad (\text{A.40})$$

El área de intersección de la elipse con la región circular de dispersores puede derivarse más fácilmente, empleando las ecuaciones polares del círculo y de la elipse referidas al sistema de coordenadas polares definido en el móvil (r_s, θ_s) .

Con respecto a este sistema de coordenadas, las ecuaciones del círculo y de la elipse pueden ser representadas respectivamente mediante las siguientes expresiones:

$$r_{s_e} = \frac{c^2\tau^2 - D^2}{2c\tau - 2D\cos(\theta_s)} \quad (\text{A.41})$$

$$r_{s_c} = R. \quad (\text{A.42})$$

Para ejemplificar esta condición se muestra la figura A.3, en la cual el área de intersección es dividida en dos regiones, A_1 y A_2 .

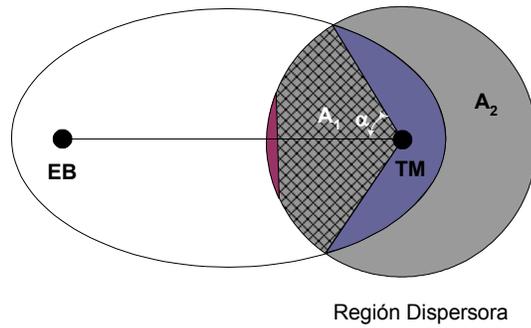


Figura A.3. Zona de intersección para el cálculo de la *pdf* del TOA considerando una región dispersora circular.

El ángulo α que forma el móvil con el punto de intersección, puede determinarse si se sustituye α por θ_s y se resuelven simultáneamente las ecuaciones (A.41) y (A.42) para α . Por lo tanto:

$$\alpha = a \cos\left(\frac{D^2 + 2R\tau c - \tau^2 c^2}{2RD}\right). \quad (\text{A.43})$$

Puesto que existe simetría en torno al eje x , el área total de intersección, simplemente será dos veces el área de intersección que se encuentra por encima del eje x . Por lo tanto, el área total de intersección puede ser expresada como:

$$A_r(\tau) = A_1 + A_2 \quad (\text{A.44})$$

$$= 2 \int_0^{\alpha} \frac{1}{2} r_{s_c}^2(\theta) d\theta + 2 \int_{\alpha}^{\pi} \frac{1}{2} r_{s_c}^2(\theta) d\theta \quad (\text{A.45})$$

$$= \int_0^{\alpha} R^2 d\theta + \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{c^2 \tau^2 - D^2}{2c\tau - 2D \cos(\theta)} \right)^2 d\theta \quad (\text{A.46})$$

$$= R^2 \alpha + \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{c^2 \tau^2 - D^2}{2c\tau - 2D \cos(\theta)} \right)^2 d\theta. \quad (\text{A.47})$$

Integrando la última ecuación, la expresión resultante del área como función de τ es la siguiente:

$$A_r(\tau) = R^2 \alpha + \frac{D^2 - \tau^2 c^2}{4} \cdot \left[\frac{-\pi \tau c}{\sqrt{\tau^2 c^2 - D^2}} + \frac{D \sin(\alpha)}{\tau c - D \cos(\alpha)} + \frac{2\tau c}{\sqrt{\tau^2 c^2 - D^2}} \cdot \operatorname{atan} \left(\frac{\sqrt{\tau^2 c^2 - D^2} \cdot \tan(\alpha/2)}{\tau c - D} \right) \right]. \quad (\text{A.48})$$

Sustituyendo el valor de α denotado por la ecuación (A.43) en la expresión anterior y derivando con respecto a τ , empleando el Symbolic Toolbox de Matlab, y finalmente, dividiendo por $A = \pi R^2$ se obtiene la expresión de la *pdf* del TOA:

$$\begin{aligned}
f_{\tau}(\tau) = \frac{c}{\pi R^2} & \left[\frac{\pi\tau^2 c^2 k_2 - \tau c k_2^2 + \pi k_2 k_1^2 + \tau c k_1^2 - 2Rk_1^2}{4k_1 k_2} + \frac{\tau^2 c^2 k_0 k_4 + \tau c k_0 k_1^2}{2k_4^2 + 2k_0^2 k_1^2} \right. \\
& \left. + \frac{\tau^2 c^2 + k_1^2}{2k_1} \tan^{-1} \left(\frac{k_0 k_1}{k_4} \right) - \frac{R - \tau c}{(4R^2 D^2 - k_3^2)^{1/2}} \left(2R^2 + \frac{\tau c k_1^2 k_4 (1 + k_0^2)}{2k_4^2 + 2k_0^2 k_1^2} \right) \right] \quad (\text{A.49})
\end{aligned}$$

en donde:

$$k_0 = \tan \left(\frac{1}{2} \cos^{-1} \left(\frac{-\tau^2 c^2 + D^2 + 2R\tau c}{2RD} \right) \right)$$

$$k_1 = \sqrt{\tau^2 c^2 - D^2}$$

$$k_2 = \sqrt{D^2 - 4R^2 - \tau^2 c^2 + 4R\tau c}$$

$$k_3 = -\tau^2 c^2 + D^2 + 2R\tau c$$

$$k_4 = D - \tau c$$

La expresión de la *pdf* marginal del TOA sólo es válida en el intervalo $(D/c < \tau \leq (D+2R)/c)$. Además, esta expresión es la misma tanto para la perspectiva de la EB como del TM, ya que el retardo experimentado por cada componente multitrayectoria es independiente de la perspectiva.

APÉNDICE B. *Desarrollo matemático de parámetros característicos del arreglo lineal uniforme.*

B.1 *Factor de Arreglo*

Un arreglo de antenas conformado por elementos idénticos con una amplitud de excitación uniforme y desfases progresivos, es denominado arreglo lineal uniforme. La expresión del factor de arreglo se obtiene al considerar cada uno de los sensores como fuentes puntuales. Por lo tanto, esta expresión está denotada por:

$$\begin{aligned}
 A(\theta) &= 1 + e^{j\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\sin\theta\right)} + e^{j2\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\sin\theta\right)} + \dots + e^{j(N-1)\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\sin\theta\right)} \\
 &= \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\sin\theta\right)} \tag{A.50}
 \end{aligned}$$

lo cual puede escribirse como:

$$A(\theta) = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} \tag{A.51}$$

donde:

$$\psi = \frac{2\pi d}{\lambda}\sin\theta \tag{A.52}$$

Dado que la expresión del factor de arreglo está formada por una suma algebraica de términos exponenciales, ésta puede ser representada por la suma vectorial de N fasores de amplitud unitaria y desfase progresivo ψ . Esto se muestra gráficamente en la figura A.4:

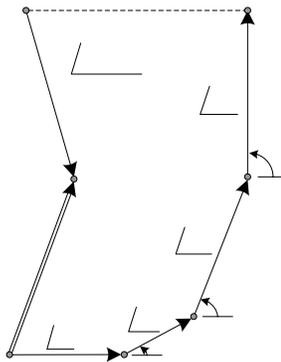


Figura A.4. Diagrama fasorial para un arreglo lineal uniforme de N elementos.

A partir del diagrama fasorial mostrado en la figura A.4, se puede apreciar que la amplitud y la fase del factor de arreglo pueden controlarse en un ULA, al seleccionar apropiadamente la fase relativa ψ entre elementos.

La expresión A.51 también puede expresarse en una forma compacta y cerrada, en la cual las funciones y sus distribuciones respectivas sean fácilmente identificadas. Multiplicando ambos miembros de la ecuación A.51 por $e^{-j\psi}$, se obtiene:

$$A(\theta) \cdot e^{j\psi} = [e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + e^{j4\psi} + \dots + e^{jN\psi}] \quad (\text{A.53})$$

restando la expresión denotada en (A.51) de (A.53), se obtiene:

$$A(\theta)(e^{j\psi} - 1) = (-1 + e^{jN\psi}) \quad (\text{A.54})$$

lo cual también puede escribirse como:

$$\begin{aligned} A(\theta) &= \left[\frac{e^{jN\psi} - 1}{e^{j\psi} - 1} \right] = e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[\frac{e^{j(N/2)\psi} - e^{-j(N/2)\psi}}{e^{j(1/2)\psi} - e^{-j(1/2)\psi}} \right] \\ &= e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[\frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \right]. \end{aligned} \quad (\text{A.55})$$

Si el punto de referencia lo constituye el centro del arreglo, la expresión del factor de arreglo se reduce a:

$$A(\theta) = \left[\frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \right] \quad (\text{A.56})$$

donde el valor máximo de (A.56) es igual a N . Para normalizar la expresión del factor de arreglo de tal forma que el valor máximo sea la unidad, la expresión (A.56) se divide entre N :

$$f(\psi) = \frac{\sin(N\psi/2)}{N \sin(\psi/2)} \quad (\text{A.57})$$

B.2 Directividad

Para derivar la expresión de la directividad en un arreglo lineal uniforme de antenas, es necesario hacer uso del *vector de Poynting*. Este parámetro representa el flujo de potencia electromagnética por unidad de área (W/m^2). De esta forma, la potencia total radiada en una superficie \mathbf{S} estará dada por:

$$W = \iint \mathbf{P} \cdot d\mathbf{s} = \iint P \cdot ds \quad (\text{A.58})$$

donde P representa la componente radial de \mathbf{P} , y ds es un sector infinitesimal de \mathbf{S} . La intensidad de radiación \mathbf{U} que define la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una distancia d , es:

$$\mathbf{U} = d^2 P \quad (\text{A.59})$$

donde para una fuente isotrópica,

$$U_0 = d^2 P = \frac{W}{4\pi}. \quad (\text{A.60})$$

La directividad \mathbf{D} se define como la relación entre la máxima intensidad de radiación U_M de la fuente considerada y la intensidad de radiación de una fuente isotrópica:

$$\mathbf{D} = \frac{U_M}{U_0}. \quad (\text{A.61})$$

Si la directividad de la fuente isotrópica es igual a 1, entonces la expresión de la directividad se puede representar como:

$$\mathbf{D} = \frac{U_M}{\bar{U}} \quad (\text{A.62})$$

donde \bar{U} es el promedio de intensidad de radiación, y está definido como la potencia total promediada sobre el total del ángulo sólido 4π . Por lo tanto:

$$\mathbf{D} = \frac{U_M}{W/4\pi} = \frac{4\pi}{\Omega} \quad (\text{A.63})$$

donde

$$\Omega = \frac{W}{U_M} \quad (\text{A.64})$$

es el área del lóbulo de radiación generado. Sustituyendo la ecuación (A.59) en (A.58) y la ecuación (A.58) en la expresión (A.64) se obtiene:

$$\Omega = \frac{\iint (\mathbf{U}/d^2) \cdot ds}{U_M} \quad (\text{A.65})$$

donde $ds = d^2 \sin \theta \cdot d\theta \cdot d\phi$. Por consiguiente, el área del lóbulo Ω está dada por:

$$\Omega = \frac{\iint \mathbf{U} \cdot d\Omega}{U_M} \quad (\text{A.66})$$

donde $d\Omega = \sin \theta \cdot d\theta \cdot d\phi$. De esta forma, para obtener la expresión de la directividad en el arreglo lineal uniforme, se emplea $D = 4\pi / \Omega$ y se encuentra la expresión del ángulo sólido:

$$\Omega = \iint |A(\theta)|^2 \cdot d\Omega. \quad (\text{A.67})$$

Utilizando la expresión del factor de arreglo denotada en la ecuación (51) y elevando al cuadrado se obtiene:

$$|f(\psi)|^2 = \left| \frac{\sin(N\psi/2)}{N \sin(\psi/2)} \right|^2 = \frac{1}{N} + \frac{2}{N^2} \sum_{m=1}^{N-1} (N-m) \cos(m\psi) \quad (\text{A.68})$$

donde $\psi = 2\pi d \sin(\theta) / \lambda$. Definiendo $k = 2\pi / \lambda$ y sustituyendo ψ en la ecuación (A.67) resulta en:

$$\begin{aligned} \Omega &= \int_0^{2\pi} d\phi \int_0^{\pi} |A(\theta)|^2 \sin \theta \cdot d\theta \\ &= \frac{2\pi}{kd} \int_{-kd}^{kd} |f(\psi)|^2 \cdot d\psi \end{aligned} \quad (\text{A.69})$$

sustituyendo la ecuación (A.68) en la expresión anterior se obtiene:

$$\begin{aligned}\Omega &= \frac{2\pi}{kd} \left[\frac{1}{N} \int_{-kd}^{kd} d\psi + \frac{2}{N^2} \sum_{m=1}^{N-1} (N-m) \int_{-kd}^{kd} \cos(m\psi) \cdot d\psi \right] \\ &= \frac{4\pi}{N} + \frac{4\pi}{N^2} \sum_{m=1}^{N-1} \frac{N-m}{mkd} \sin(mkd)\end{aligned}\tag{A.70}$$

finalmente, la expresión de la directividad en un arreglo lineal uniforme está dada por:

$$\mathbf{D} = \frac{4\pi}{\Omega} = \frac{1}{\frac{1}{N} + \frac{2}{N^2} \sum_{m=1}^{N-1} \frac{N-m}{mkd} \sin(mkd)}.\tag{A.71}$$

APÉNDICE C. *Desarrollo matemático para la obtención de eigenvalores y eigenvectores.*

C.1 *Eigenvalores y Eigenvectores*

Sea \mathbf{A} una matriz de $n \times n$ con componentes reales o complejos, el número λ (real o complejo) se denomina eigenvalor de \mathbf{A} si existe un vector diferente de cero \bar{r} en \mathbb{C}^n tal que:

$$A\bar{r} = \lambda\bar{r}. \quad (\text{A.72})$$

El vector $\bar{r} \neq \mathbf{0}$ se llama eigenvector de \mathbf{A} correspondiente al eigenvalor λ . Además, λ es un valor propio de \mathbf{A} si y sólo si:

$$p(\lambda) = \det(\mathbf{A} - \lambda\mathbf{I}) = 0 \quad (\text{A.73})$$

esta expresión se denomina ecuación característica de \mathbf{A} ; $p(\lambda)$ se llama el polinomio característico de \mathbf{A} . De esta forma, si

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \cdots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ a_{n1} & a_{n2} & \cdots & a_{nn} \end{pmatrix} \quad (\text{A.74})$$

entonces

$$p(\lambda) = \det(\mathbf{A} - \lambda \mathbf{I}) = \begin{vmatrix} a_{11} - \lambda & a_{12} & \cdots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} - \lambda & \cdots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ a_{n1} & a_{n2} & \cdots & a_{nn} - \lambda \end{vmatrix} \quad (\text{A.75})$$

y $p(\lambda)$ puede escribirse de la forma siguiente:

$$p(\lambda) = (-1)^n [\lambda^n + b_{n-1}\lambda^{n-1} + \dots + b_1\lambda + b_0] = 0. \quad (\text{A.76})$$

Esta ecuación tiene n raíces, algunas de ellas repetidas. Si $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m$ son las diferentes raíces de (A.76) con multiplicidades s_1, s_2, \dots, s_m , respectivamente, entonces (A.76) se puede factorizar para obtener:

$$(-1)^n p(\lambda) = (\lambda - \lambda_1)^{s_1} \cdot (\lambda - \lambda_2)^{s_2} \cdots (\lambda - \lambda_m)^{s_m} = 0 \quad (\text{A.77})$$

donde s_1, s_2, \dots, s_m se denominan multiplicidades algebraicas de los valores propios $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m$, respectivamente. A partir de esto, se pueden calcular los valores propios y sus vectores propios correspondientes. Para esto se realiza el siguiente procedimiento:

- i.* Se encuentra $p(\lambda) = \det(\mathbf{A} - \lambda \mathbf{I})$.
- ii.* Se encuentran las raíces $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m$ de $p(\lambda) = 0$.
- iii.* Se resuelve el sistema homogéneo $(\mathbf{A} - \lambda_i \mathbf{I})\bar{r} = \mathbf{0}$, correspondiente a cada valor propio λ_i .

GLOSARIO DE ACRÓNIMOS

1G	Primera Generación (<i>First Generation</i>).
2G	Segunda Generación (<i>Second Generation</i>).
3G	Tercera Generación (<i>Third Generation</i>).
AOA	Ángulo de Arribo (<i>Angle of Arrival</i>).
BER	Tasa Binaria de Error (<i>Bit Error Rate</i>).
C/I	Relación Portadora a Interferencia (<i>Carrier to Interference Ratio</i>).
<i>cdf</i>	Función de Densidad Acumulativa (<i>Cumulative Density Function</i>).
CDMA	Acceso Múltiple por División de Código (<i>Code Division Multiple Access</i>).
DBF	Conformación Digital de Haz (<i>Digital BeamForming</i>).
DOA	Dirección de Arribo (<i>Direction of Arrival</i>).
DSP	Procesador Digital de Señales (<i>Digital Signal Processor</i>).
EB	Estación Base.
ESPRIT	Estimación de Parámetros de Señal por medio de Técnicas de Invarianza Rotacional (<i>Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques</i>).
GBSBCM	Modelo Geométrico Circular de un Sólo Salto (<i>Geometrically Based Single Bounce Circular Model</i>).
GSM	Sistema Global de Comunicaciones Móviles (<i>Global System for Mobile Communications</i>).
HSR	Receptor de Alta Sensibilidad (<i>High Sensitivity Receiver</i>).
ILSP-CMA ..	Algoritmo de Módulo Constante basado en la Predicción Iterativa de Mínimos Cuadrados (<i>Iterative Least Squares Projection Based Constant Modulus Algorithm</i>).
IMT-2000	Telecomunicaciones Móviles Internacionales para el año 2000 (<i>International Mobile Telecommunications for the year 2000</i>).
ISI	Interferencia Intersímbolo (<i>Inter Symbol Interference</i>).
LMS	Método de Mínimos Cuadrados (<i>Least Mean Square</i>).
LoS	Visibilidad Directa (<i>Line of Sight</i>).
ML	Máxima Verosimilitud (<i>Maximum Likelihood</i>).
MUSIC	Clasificación Múltiple de Señales (<i>Multiple Signal Classification</i>).
<i>pdf</i>	Función de Densidad de Probabilidad (<i>Probability Density Function</i>).
PSD	Densidad Espectral de Potencia (<i>Power Spectral Density</i>).
RDSI	Red Digital de Servicios Integrados.
SDMA	Acceso Múltiple por División Espacial (<i>Spatial Division Multiple Access</i>).
SFIR	Rechazo de Interferencias por Filtrado Espacial (<i>Spatial Filtering for Interference Reduction</i>).
SINR	Relación Señal a Ruido más Interferencia (<i>Signal-to-Interference-Plus-Noise Ratio</i>).
SNR	Relación Señal a Ruido (<i>Signal-to-Noise Ratio</i>).
SOI	Señal de Interés (<i>Signal of Interest</i>).

- TDMA** Acceso Múltiple por División de Tiempo (*Time Division Multiple Access*).
- TM**..... Terminal Móvil.
- TOA**..... Tiempo de Arribo (*Time of Arrival*).
- ULA**..... Arreglo Lineal Uniforme (*Uniform Linear Array*).
- UMTS**..... Sistema Universal de Telecomunicaciones Móviles (*Universal Mobile Telecommunications System*).
- WCDMA**..... Acceso Múltiple por División de Código de Banda Ancha (*Wideband Code Division Multiple Access*).