

CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE
EDUCACIÓN SUPERIOR DE ENSENADA



DIVISIÓN DE FÍSICA APLICADA

DEPARTAMENTO DE
ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

**MODELADO Y SIMULACIÓN DEL CONFORMADOR
DIGITAL DE HAZ EN ANTENAS INTELIGENTES
EMPLEANDO OPTIMIZACIÓN DE PESOS**

TESIS

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

ALEJANDRO ARTURO VELÁZQUEZ JASSO

Ensenada, Baja California, México. Septiembre del 2002.

TESIS DEFENDIDA POR
Alejandro Arturo Velázquez Jasso
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

Dr. David H. Covarrubias Rosales

Director del Comité

Dr. Roberto Conte Galván

Miembro del Comité

M.C. Jorge E. Preciado Velasco

Miembro del Comité

M.C. José Luis Briseño Cervantes

Miembro del Comité

Dr. José Luis Medina Monroy

*Jefe del Departamento de Electrónica
y Telecomunicaciones*

Dr. Luis Alberto Delgado Argote

Director de Estudios de Posgrado

4 de Septiembre del 2002

RESUMEN de la Tesis de **Alejandro Arturo Velázquez Jasso**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO en CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California, México. Agosto del 2002.

MODELADO Y SIMULACIÓN DEL CONFORMADOR DIGITAL DE HAZ EN ANTENAS INTELIGENTES EMPLEANDO OPTIMIZACIÓN DE PESOS

Resumen aprobado por:

David H. Covarrubias Rosales
Director de tesis

El sector de las comunicaciones móviles es el de mayor crecimiento en el mercado de las telecomunicaciones. Esto se debe a una mayor disponibilidad de servicios móviles propiciada por la creciente demanda de parte de los usuarios. Los usuarios demandan cada vez mayor capacidad de los sistemas de comunicaciones, lo cual implica una utilización más eficiente del recurso espectral para poder cumplir con tal requerimiento.

Con el advenimiento de los sistemas de comunicaciones móviles de tercera generación (3G) se hace aún más latente el hecho de incrementar la eficiencia espectral para cumplir con los requerimientos de manejo de tráfico heterogéneo (voz, datos e imágenes), capacidad para dar atención a un mayor número de usuarios y mantener una calidad de servicio comparable a la proporcionada por los sistemas cableados de alta capacidad.

En un principio, la forma de incrementar la eficiencia espectral se basó en el desarrollo de las técnicas de modulación, codificación y protocolos. Posteriormente, las técnicas de acceso al medio (MAC, del inglés Media Access Control) representaron el enfoque para optimizar los recursos en un sistema de comunicaciones móviles. Las distintas técnicas de acceso al medio hacen posible que diversos usuarios tengan acceso a un recurso escaso, como la estación base, ya sea en el dominio de la frecuencia (FDMA, del inglés Frequency Division Multiple Access), del tiempo (TDMA, del inglés Time Division Multiple Access), del código (CDMA, del inglés Code Division Multiple Access) o del espacio (SDMA, Space Division Multiple Access). De forma más reciente, el problema de incrementar la eficiencia espectral se ha basado en el concepto de filtraje espacial (SDMA) aunado al desarrollo de la tecnología de antenas, dando origen a la tecnología conocida como antenas inteligentes, la cual permite mejorar las prestaciones de los sistemas de comunicaciones móviles.

Debido a la gran importancia que tiene el incrementar la eficiencia espectral en los sistemas de comunicaciones móviles, en esta tesis se analizan las características de un sistema de antenas inteligentes, lo cual representa el estado del arte en la búsqueda por mejorar las prestaciones de los sistemas de comunicaciones móviles actuales. Considerando un entorno microcelular dispersivo se modelan y simulan las principales estructuras de conformación digital de haz. Como una aportación importante de esta tesis, se presenta un nuevo modelo espacial de canal radio conocido como modelo de dispersión elíptico de doble salto.

Palabras clave: Antenas inteligentes, Conformación digital de haz, Comunicaciones móviles.

ABSTRACT of the Thesis of **Alejandro Arturo Velázquez Jasso**, presented as a partial requirement to obtain the MASTER in SCIENCE degree in ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS. Ensenada, Baja California, México. September of 2002.

MODELING AND SIMULATION OF A DIGITAL BEAMFORMER FOR SMART ANTENNAS USING WEIGTH OPTIMIZATION TECHNIQUES

Abstract approved by:

David H. Covarrubias Rosales
Thesis Director

Mobile communications is the most outstanding and growing sector of telecommunications, encouraged by a wide variety of mobile services available to the users. As users' demands for higher communication systems capacities become stronger, a more efficient use of the frequency resource is required to accomplish them.

With the advent of the third generation (3G) mobile communication systems, increasing the spectrum efficiency becomes a critical factor in order to support the features of heterogeneous traffic (voice, data and images), higher capacity and quality of service comparable to that provided by the wired network.

A prime effort to increase the spectrum efficiency was directed towards the development of modulation, coding and protocols. Lately, media access control (MAC) techniques were used to optimize the frequency resource of a mobile communication system, allowing a number of users to have access to a scarce resource, namely, the base station. Access can be apportioned to whether bandwidth domain (FDMA), time domain (TDMA), code domain (CDMA) or spatial domain (SDMA). Recently, the spatial filtering concept (SDMA) and the antenna-related technology development have given rise to a new technology known as smart antennas, which it is possible to increase the spectrum efficiency.

Due to the important role the increasing of the spectrum efficiency plays in the mobile communication systems, the characteristics of a smart antennas system are analyzed in this thesis, which represents the state-of-the-art in improving the current mobile communication systems performance. Modeling and simulations of the main beamforming schemes, considering a dispersive microcellular environment, are presented. As an important contribution of this work, a new double bounce elliptical scattering model is proposed.

Keywords: Smart antennas, Digital beamforming, Mobile communications.

DEDICATORIA

**A mi papá, Melquiades Velázquez Hernández y a mi mamá, Yolanda Jasso Rocha, todos mis logros son de ustedes, son la razón de mi existir.
GRACIAS . . . POR SIEMPRE.**

A mis dos hermanas Laura y Ana, gracias por todo su cariño. Las quiero mucho y no olviden que siempre me tendrán a su lado.

**A mamá Jovita y a papá Delfino, porque con su trabajo y dedicación nos brindaron a las generaciones futuras la oportunidad de superarnos.
Gracias por toda su entrega, siempre en nuestro corazón están.**

**A mamá Adelina y a mi abuelo Luis, porque con su trabajo y esfuerzo nos dieron a las generaciones futuras la posibilidad de alcanzar nuestras propias metas. Gracias por todo su sacrificio, siempre estarán presentes.
Papá Luis, tu hijo Melquiades, su esposa e hijos te estamos eternamente agradecidos.**

A mi tío Cruz Antonio, gracias por todo tu apoyo a la familia.

A todos los profesores que me han impartido clase, sus enseñanzas darán fruto.

A mis amigos y amigas: los de siempre y los de ahora.

A esta gran nación que es México.

AGRADECIMIENTOS

Al Grupo de Comunicaciones Inalámbricas (GCI) por todo el apoyo y compañerismo.

Al Dr. David H. Covarrubias Rosales por todos sus consejos y enseñanzas.

Al Dr. Roberto Conte Galván por todos sus comentarios y pláticas instructivas.

A todos mis profesores de cursos y a cada uno de los miembros de mi comité de tesis.

**A todos mis amigos en CICESE, Telecom: Meche, Xóchitl, Miriam, Yuki, Juan Carlos, Renato, Omar, Jorge y Toño; Controleros: Hazael y Manuel; Microonderos: Eleazar y Alejandro; Computólogos: Jorge, Roberto, Cristian y Daniel; a Ramón y a los Ópticos.
Nunca los olvidaré.**

A mi compañero y amigo Juan Antonio Zamora Rodríguez por todo su apoyo y amistad incondicionales durante todo el periodo de maestría.

A todo el personal que conforma el CICESE.

A todo el pueblo mexicano, que con su trabajo y a través del CONACyT, ha contribuido a la finalización de mis estudios de maestría.

CONTENIDO

I INTRODUCCIÓN	1
I.1 ANTECEDENTES	1
I.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	2
I.3 MARCO DE REFERENCIA DEL PROBLEMA	6
I.4 OBJETIVOS DE LA TESIS	7
I.5 METAS PARA EL TRABAJO	7
I.6 ORGANIZACIÓN DEL TRABAJO	8
II MODELOS ESPACIALES DE CANAL	12
II.1 INTRODUCCIÓN	12
II.2 MODELOS TRADICIONALES DE CANAL: ALCANCES Y LIMITACIONES	13
II.2.1 FENÓMENOS QUE AFECTAN LA PROPAGACIÓN DE LA SEÑAL	14
II.2.2 MODELOS CLÁSICOS DEL CANAL RADIO	18
II.2.2.1 MODELOS DE PROPAGACIÓN DE GRAN ESCALA	20
II.2.2.1.1 MODELO DE PROPAGACIÓN DEL ESPACIO LIBRE	20
II.2.2.1.2 MODELOS DE PROPAGACIÓN EN EXTERIORES	23
II.2.2.2 MODELOS DE PROPAGACIÓN DE PEQUEÑA ESCALA	29
II.2.2.2.1 FACTORES QUE INTERVIENEN EN LOS DESVANECIMIENTOS DE PEQUEÑA ESCALA	30
II.2.2.2.2 MODELO DE PROPAGACIÓN POR DISPERSIÓN DE CLARKE	31
II.3 EL DOMINIO ESPACIAL	33
II.3.1 MODELOS ESPACIALES	38
II.4 CONCLUSIONES	44
III MODELO DE DISPERSIÓN ELÍPTICO	46
III.1 INTRODUCCIÓN	46
III.2 PLANTEAMIENTO DEL MODELO	47
III.3 DESARROLLO MATEMÁTICO DEL MODELO	56
III.4 SIMULACIÓN	70
III.5 MODELO ELÍPTICO DE DOBLE SALTO	77
III.5.1 ZONA CRÍTICA DE DISPERSIÓN	78
III.5.2 CONCEPTO GEOMÉTRICO MULTISALTOS	82
III.5.3 MODELO DE DISPERSIÓN ELÍPTICA DE DOBLE SALTO	85
III.5.4 SIMULACIÓN DEL MODELO DE DISPERSIÓN ELÍPTICA DE DOBLE SALTO	92
III.6 CONCLUSIONES	96
APÉNDICE III.1	98
APÉNDICE III.2	101
IV ARREGLOS DE ANTENAS	104
IV.1 INTRODUCCIÓN	104
IV.2 PARÁMETROS BÁSICOS DE UN ARREGLO DE ANTENAS	105
IV.3 FUNDAMENTOS DE LOS ARREGLOS DE ANTENAS	107
IV.4 CONFIGURACIONES GEOMÉTRICAS DE LOS ARREGLOS DE ANTENAS	109
IV.5 ARREGLO LINEAL UNIFORME	111

IV.5.1	ORIENTACIÓN DEL PATRÓN DIRECCIONAL DE UN ULA	118
IV.5.2	CARACTERÍSTICAS DEL PATRÓN DIRECCIONAL DE UN ULA	122
IV.5.2.1	NULOS EN EL PATRÓN DIRECCIONAL DE UN ULA	122
IV.5.2.2	RESPUESTA MÁXIMA EN EL PATRÓN DIRECCIONAL DE UN ULA	127
IV.5.2.3	ANCHO DE HAZ EN EL PATRÓN DIRECCIONAL DE UN ULA	129
IV.5.2.3.1	ANCHO DE HAZ DE POTENCIA MEDIA	130
IV.5.2.3.2	ANCHO DE HAZ DE PRIMER NULO	131
IV.5.2.3.3	ANCHO DE HAZ DE PRIMER LÓBULO LATERAL	131
IV.5.2.3.4	VARIACIÓN DEL ANCHO DE HAZ EN EL PATRÓN DIRECCIONAL DE UN ULA	132
IV.5.2.4	LÓBULOS LATERALES EN EL PATRÓN DIRECCIONAL DE UN ULA	139
IV.6	CONCLUSIONES	140
	APÉNDICE IV.1	142
	APÉNDICE IV.2	142
	APÉNDICE IV.3	143
	APÉNDICE IV.4	144
	APÉNDICE IV.5	145
	APÉNDICE IV.6	146
V	ESTIMACIÓN DE LA DIRECCIÓN DE ARRIBO	148
V.1	INTRODUCCIÓN	148
V.2	FUNDAMENTOS EN LA ESTIMACIÓN DEL DOA	150
V.3	MODELO DE DATOS	154
V.3.1	DIVERSIDAD DEL ARREGLO Y SUBESPACIO DE SEÑAL	156
V.4	MÉTODO ESPRIT DE ESTIMACIÓN DEL DOA	158
V.4.1	DISPOSICIÓN GEOMÉTRICA DEL ARREGLO DE ANTENAS	159
V.4.2	PROCESO DE ESTIMACIÓN DEL DOA MEDIANTE ESPRIT	163
V.4.2.1	ALGORITMO ESPRIT PARA LA ESTIMACIÓN DEL DOA	168
V.5	SIMULACIÓN DEL MÉTODO ESPRIT DE ESTIMACIÓN DEL DOA	169
V.6	CONCLUSIONES	175
	APÉNDICE V.1	177
	APÉNDICE V.2	177
	APÉNDICE V.3	177
	APÉNDICE V.4	178
	APÉNDICE V.5	178
	APÉNDICE V.6	178
VI	CONFORMACIÓN DIGITAL DE HAZ	180
VI.1	INTRODUCCIÓN	180
VI.2	FUNDAMENTOS DEL CONFORMADOR DIGITAL DE HAZ	182
VI.3	ESQUEMAS DE CONFORMACIÓN DE HAZ	189
VI.4	CONFORMADOR DIGITAL DE HAZ CONVENCIONAL SIN DIRECCIONAMIENTO DE NULOS	191
VI.5	CONFORMADOR DIGITAL DE HAZ CONVENCIONAL CON DIRECCIONAMIENTO DE NULOS	194

VI.6	CONFORMADOR DIGITAL DE HAZ ÓPTIMO EMPLEANDO EL MÉTODO DE MINIMIZACIÓN DEL ERROR CUADRÁTICO MEDIO	198
VI.7	CONFORMADOR DIGITAL DE HAZ ÓPTIMO EMPLEANDO EL MÉTODO DE VARIANZA MÍNIMA LINEALMENTE RESTRINGIDA	202
VI.8	CONCLUSIONES	207
VII	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	209
VII.1	CONCLUSIONES	209
VII.2	APORTACIONES	214
VII.3	TRABAJOS FUTUROS	216
	LITERATURA CITADA	217
	GLOSARIO	222

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Estructura básica de un sistema de antenas inteligentes	5
Figura 2. Fenómeno de reflexión experimentado por la señal al incidir sobre un obstáculo de dimensiones mayores a las de la longitud de onda de la señal	16
Figura 3. Fenómeno de difracción experimentado por la señal al incidir sobre el borde de un edificio cuyas dimensiones son menores a las de la longitud de onda de la señal	17
Figura 4. Fenómeno de dispersión experimentado por la señal debido a la alta densidad de obstáculos en su trayectoria, lo cual favorece la propagación por multitrayectorias	18
Figura 5. Fenómeno de difracción experimentado por la señal en un área urbana	26
Figura 6. Geometría fundamental del modelo de Walfisch – Bertoni	27
Figura 7. Ondas planas con ángulos de llegada aleatorios	32
Figura 8. El concepto de división espacial mediante SDMA permite que múltiples terminales móviles sean atendidos simultáneamente	34
Figura 9. Esquematización del modelo elíptico	39
Figura 10. Escenario microcelular	40
Figura 11. Esquematización del modelo circular	41
Figura 12. Escenario macrocelular	42
Figura 13. Geometría del modelo elíptico	48
Figura 14. Modelado elíptico de una zona dispersora	49
Figura 15. Propiedad de la elipse	50
Figura 16. Parámetros que definen las dimensiones de la elipse	52
Figura 17. Geometría para obtener la expresión del semieje menor b_m	55
Figura 18. Geometría de posición de los dispersores en el entorno elíptico	57
Figura 19. Gráfica tridimensional de la fdp conjunta TOA/AOA	63
Figura 20. Perspectiva de contornos de densidad de la parte superior de la gráfica de la fdp conjunta TOA/AOA	65
Figura 21. Gráfica de las funciones de densidad de probabilidad marginales	67
Figura 22. Entorno elíptico generado por simulación	71
Figura 23. Dispersores distribuidos uniformemente en el interior de la elipse	72
Figura 24. Gráfica de dispersores determinada por el AOA y TOA de las señales multitrayectoria que generan	73
Figura 25. Gráfica de contornos de densidad superpuesta a la gráfica de dispersores en términos del AOA y TOA	75
Figura 26. Histograma normalizado de la fdp marginal del AOA	76
Figura 27. Histograma normalizado de la fdp marginal del TOA	76
Figura 28. Zona crítica de dispersión formada por el cinturón elíptico y la apertura angular definidos por las desviaciones estándar del AOA y TOA	81
Figura 29. Esquema de una elipse inscrita dentro de la elipse principal del modelo elíptico de un solo salto	83

Figura 30. Representación de un escenario multisaltos mediante elipses inscritas	84
Figura 31. Gráficas teóricas de desviación estándar AOA	88
Figura 32. Gráficas teóricas de desviación estándar TOA	89
Figura 33. Sector elíptico (elipse inscrita) formado para analizar la contribución de un dispersor con el modelo de doble salto	91
Figura 34. Histogramas obtenidos por simulación de la distribución de dispersores en cuanto a tiempo y ángulo de llegada	93
Figura 35. Gráficas de desviaciones estándar de las elipses intrínsecas	94
Figura 36. Esquema para el cálculo de la fdp AOA	98
Figura 37. Esquema para el cálculo de la fdc TOA	100
Figura 38. Distintas configuraciones geométricas para los arreglos de antenas	110
Figura 39. Arreglo lineal uniformemente espaciado	111
Figura 40. Contribución de los elementos individuales a la respuesta total del arreglo de antenas	114
Figura 41. Patrones direccionales para arreglos lineales con espaciamiento entre elementos $d = 0.5\lambda$	115
Figura 42. Patrones direccionales para un arreglo de 8 elementos considerando distintos espaciamientos entre elementos	116
Figura 43. Control de orientación del patrón direccional del ULA mediante la asignación de pesos complejos	119
Figura 44. Patrón direccional de un arreglo lineal uniforme de 8 elementos y distancia $d = 0.5\lambda$ con el lóbulo principal orientado en distintas direcciones	121
Figura 45. Variación del ancho de haz de potencia media en función de la longitud del arreglo para orientaciones del patrón direccional de cero y noventa grados	134
Figura 46. Variación del ancho de haz de potencia media en función de la longitud del arreglo para diversas orientaciones del patrón direccional	135
Figura 47. Disposición triangular para tres arreglos lineales uniformes, donde cada arreglo tiene una cobertura de 120° para lograr cubrir un sector de 360°	137
Figura 48. Obtención de una matriz de datos a partir del muestreo espacial del Entorno	151
Figura 49. Geometría del arreglo de antenas para la estimación del DOA mediante ESPRIT	160
Figura 50. Entorno de simulación planteado para la simulación del DOA	169
Figura 51. Fuentes dispuestas en un entorno dispersivo en distintas posiciones angulares	172
Figura 52. Esquema de modificación del patrón direccional de un arreglo lineal uniforme (ULA) de N elementos, induciendo un desfase en la salida de cada uno de los elementos mediante la variación de las longitudes de los cables de salida	183
Figura 53. Esquema de modificación del patrón direccional de un ULA mediante controladores de fase	184

Figura 54. Modificación del patrón direccional de un ULA de 8 elementos con espaciamiento entre elementos de $d = 0.5\lambda$, mediante un desfasamiento progresivo de 0.5π por elemento	185
Figura 55. Conformación digital de haz mediante el uso de pesos complejos a la salida de cada uno de los elementos del arreglo de antenas	186
Figura 56. Filtraje espacial de M fuentes en el entorno mediante el empleo de un igual número de bloques DBF	187
Figura 57. Patrones direccionales proporcionados por dos distintos bloques DBF para atender a dos fuentes mediante el filtraje espacial	188
Figura 58. Patrones direccionales, generados mediante bloques DBF convencionales sin direccionamiento de nulos, orientados hacia dos fuentes con distinta posición angular	193
Figura 59. Patrones direccionales para dos fuentes, generados mediante la asignación de respuestas específicas para cada una de las fuentes	197
Figura 60. Patrones direccionales generados de acuerdo a la asignación de pesos mediante el método de minimización del error cuadrático medio	201
Figura 61. Patrones direccionales generados al asignar los pesos complejos mediante el método de minimización linealmente restringida de la varianza en la respuesta del conformador de haz	205
Figura 62. Patrones direccionales generados por el método de la minimización de la varianza linealmente restringida	206

LISTA DE TABLAS

Tabla I. Media y desviación estándar de las funciones marginales del AOA y TOA	69
Tabla II. Parámetros que definen las dimensiones de la elipse	71
Tabla III. Valores teóricos y simulados de la media y la desviación estándar del AOA y TOA	77
Tabla IV. Comparación de los parámetros estadísticos entre el modelo de un solo salto y el modelo de doble salto para el ángulo y tiempo de llegada	95
Tabla V. Posiciones angulares de las fuentes mostradas en la figura 51	172
Tabla VI. Estimación mediante ESPRIT de las posiciones angulares de las fuentes mostradas en la figura 51	173

MODELADO Y SIMULACIÓN DEL CONFORMADOR DIGITAL DE HAZ EN ANTENAS INTELIGENTES EMPLEANDO OPTIMIZACIÓN DE PESOS

I INTRODUCCIÓN

I.1 Antecedentes

La última década ha sido descrita como la década de las comunicaciones móviles. La evolución de las telecomunicaciones, desde la telefonía convencional hasta los servicios de comunicación personal (PCS, del inglés Personal Communications Services), ha resultado en una mayor disponibilidad de servicios móviles que en el pasado eran considerados imprácticos.

Debido a la aparición de estos servicios, la industria de las comunicaciones móviles ha experimentado un gran crecimiento. El crecimiento ha sido de tal magnitud, que el sector de las comunicaciones móviles es el de mayor crecimiento en el mercado de las telecomunicaciones y se espera que esa tendencia continúe.

Como un ejemplo, en el ámbito de la telefonía celular, se puede apreciar el gran impacto que han tenido las comunicaciones móviles en el rápido incremento en el número de teléfonos celulares. Se estima que aproximadamente el número de teléfonos celulares se incrementa a una razón del 50% cada año [Nowicki y Roumeliotos, 1995].

Actualmente con el advenimiento de los sistemas de comunicaciones móviles de tercera generación surge con mayor fuerza una nueva generación de servicios de comunicaciones que se está convirtiendo en parte importante de la vida diaria: los servicios de comunicación personales (PCS) [Litva y Lo, 1996]. Se espera que los servicios

proporcionados por los PCS móviles en el futuro excedan ampliamente a los sistemas de comunicaciones móviles actuales, ya que PCS consistirá de un extenso sistema de redes inalámbricas que portarán tanto voz como datos e incluso imágenes. De hecho, PCS se hará más sofisticado y será más ampliamente utilizado que los sistemas celulares. Cuando PCS sea un mercado maduro, constituirá una red global inalámbrica que podría identificar usuarios en cualquier parte del mundo.

Debido a estas expectativas de servicios móviles, se requerirán mayores niveles de capacidad en los sistemas que los que se requieren en los sistemas de comunicaciones móviles actuales.

I.2 Planteamiento del Problema

La creciente demanda de los usuarios por nuevos servicios de comunicaciones móviles ha resultado en la evolución de los estándares de comunicaciones móviles, desde los estándares de primera y segunda generación hasta el cada vez más cercano estándar de tercera generación e incluso en los próximos años podrían empezar a operar servicios de comunicaciones con el estándar de cuarta generación.

Esta creciente demanda en las comunicaciones móviles implica a su vez una mayor demanda de capacidad de los sistemas. La capacidad de un sistema de comunicaciones puede incrementarse directamente ampliando el ancho de banda de los canales de comunicaciones existentes o asignando nuevas frecuencias al servicio en cuestión [Litva y Lo, 1996]. No obstante, el espectro electromagnético es un recurso valioso y limitado, además el entorno espacial se contamina cada vez más con la proliferación de fuentes de

interferencia, por lo cual, incrementar la capacidad del sistema disponiendo de nuevo espacio espectral representa una alternativa poco factible en los sistemas de comunicaciones móviles. Por lo tanto, el uso eficiente del espectro electromagnético se convierte en un factor crítico si se desea incrementar la capacidad de los sistemas de comunicaciones.

En los primeros estándares de comunicaciones móviles, los esfuerzos para incrementar la capacidad en un sistema de comunicaciones móviles se enfocaron en el desarrollo de técnicas de modulación, codificación y protocolos.

En el contexto de los sistemas de tercera generación el aspecto de incrementar la eficiencia espectral ha sido tratado mediante la técnica de acceso al medio (MAC) que permite a los usuarios tener acceso a un recurso escaso como es la estación base. El acceso múltiple a este recurso se ha dado ya sea en el dominio del tiempo (TDMA), código (CDMA) y espacio (SDMA). De forma más reciente, el problema de incrementar la eficiencia espectral se ha basado en el concepto de división espacial (SDMA) aunado al desarrollo de la tecnología de antenas, lo cual representa el estado del arte en los sistemas de comunicaciones móviles.

Lo anterior ha dado lugar a la tecnología conocida como *antenas inteligentes*, en la cual se aborda el aspecto de mejorar la eficiencia espectral mediante mejoras en las prestaciones de la antena de la estación base. Mediante el empleo de los sistemas de antenas inteligentes se obtienen grandes beneficios entre los que se encuentran [Chryssomallis, 2000]:

- ✓ Incremento de la capacidad del canal
- ✓ Mejor eficiencia espectral
- ✓ Mayor área de cobertura

- ✓ Múltiples haces direccionales para rastrear diversos terminales móviles
- ✓ Reducción de interferencia
- ✓ Controles de potencia más eficientes
- ✓ Soporte de servicios de valor agregado

La forma en que los sistemas de antenas inteligentes logran esto es empleando el concepto de división espacial, en el que se plantea que cada terminal móvil ocupa una posición diferente en el espacio. Con esto es posible determinar su ubicación y filtrar la señal deseada para mejorar la radiación y/o recepción de la misma y bloquear la de las señales restantes.

Un sistema de antenas inteligentes consiste de un arreglo de antenas, combinado con un procesamiento de señal tanto en espacio como en tiempo para filtrar identificar y atender las fuentes existentes en el entorno [Lehne y Pettersen, 1999].

Un arreglo de antenas consiste de un conjunto de elementos de antena distribuidos espacialmente y dispuestos de acuerdo a una cierta geometría. Las señales que llegan al arreglo de antenas difieren de elemento a elemento debido a las diferentes distancias que la señal debe propagarse. El arreglo de antenas tiene la finalidad de obtener un buen muestreo de señales existentes en el entorno espacial, para posteriormente poder procesar dicha información y extraer la señal deseada.

El procesamiento de señal se lleva a cabo mediante el conformador digital de haz (DBF, del inglés Digital BeamFormer), en el cual se reciben las señales provenientes de cada uno de los elementos del arreglo de antenas y se procesan para producir una respuesta direccional del arreglo de antenas. Esto permite dirigir o bien bloquear la radiación o recepción de

señales en una dirección específica. En la figura 1, se muestra un arreglo de antenas lineal con su bloque de procesamiento DBF.

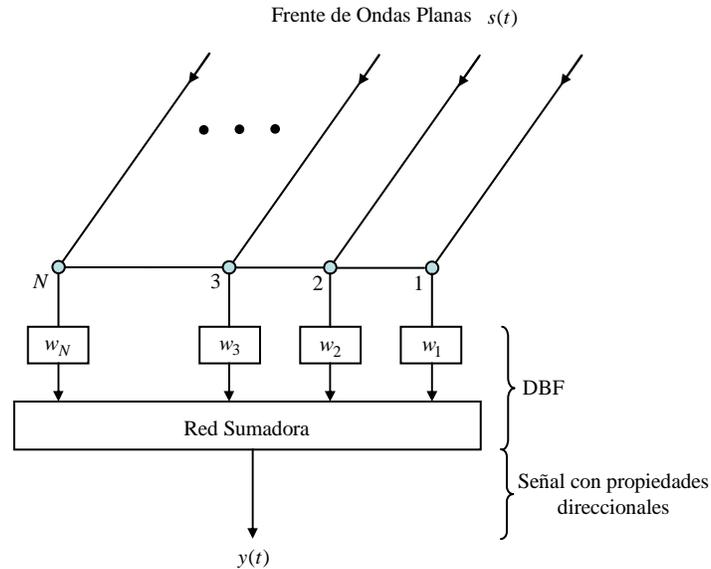


Figura 1. Estructura básica de un sistema de antenas inteligentes.

El adecuado procesamiento de señal en el DBF permite identificar la señal deseada a partir de todas las señales captadas por el arreglo de antenas sin importar que todas tengan la misma frecuencia.

Los esquemas de procesamiento DBF tienen su base en las técnicas de direccionamiento electrónico, en donde por medio de controladores de fase y redes combinadoras o de suma era posible obtener una respuesta direccional del arreglo de antenas [Haynes, 1998]. En el DBF, la forma en que se produce una respuesta direccional es mediante la aplicación de pesos complejos a la salida de cada uno de los elementos de antena, como puede verse en la figura 1. De esta forma, el conjunto de señales proporcionado por cada elemento de antenas se pondera mediante los pesos complejos combinándose posteriormente en una red sumadora, obteniendo así la respuesta direccional deseada.

La forma en que se determinan los pesos complejos para obtener la respuesta direccional que se desea, definen las prestaciones de un sistema de antenas inteligentes. Por lo tanto, ubicados en el concepto de DBF el problema a resolver es el análisis, modelado y determinación de los pesos complejos óptimos w_n , tales que en conjunto permitan cumplir con las propiedades de las antenas inteligentes anteriormente mencionadas.

I.3 Marco de Referencia del Problema

Debido al enorme crecimiento que ha experimentado la industria de las comunicaciones móviles cada vez se ha ido incrementando el número de servicios disponibles. Los usuarios demandan cada vez mayor capacidad de los sistemas de comunicaciones, lo cual implica una utilización más eficiente del recurso espectral para poder cumplir con tal requerimiento.

Con el advenimiento de los sistemas de comunicaciones móviles de tercera generación se hace aún más latente el hecho de incrementar la eficiencia espectral para cumplir con los requerimientos de manejo de tráfico heterogéneo (voz, datos, imágenes), capacidad para dar atención a un mayor número de usuarios y mantener una calidad de servicio con las mismas características de alta capacidad.

En un principio la forma de incrementar la eficiencia espectral se trató desde la perspectiva de las técnicas de modulación, codificación o protocolos. Posteriormente, las técnicas de acceso al medio representaron el enfoque para optimizar los recursos en un sistema de comunicaciones móviles. Sin embargo, el estado del arte de las comunicaciones móviles ha propuesto el desarrollo y aplicación de los sistemas de antena inteligentes para que

mediante el aprovechamiento de la diversidad espacial se mejore la eficiencia espectral y se mejoren las prestaciones de los sistemas de comunicaciones móviles.

Bajo este marco de referencia y mediante la alternativa propuesta de los sistemas de antenas inteligentes, en esta tesis se investigará la parte correspondiente al conformador digital de haz para el caso en particular de un entorno microcelular en comunicaciones móviles de tercera generación.

I.4 Objetivos de la Tesis

Considerando el modelo de dispersores ESM (Elliptical Scattering Model) para entornos microcelulares, el objetivo de esta tesis será investigar las principales estructuras del conformador digital de haz, así como los esquemas de aproximación óptima para calcular los pesos complejos w_n . Para lograr esto se modelará y simulará aquella estructura y aproximación que mejor se adecúe a los requerimientos del entorno microcelular dentro de un sistema de comunicaciones móviles basado en antenas inteligentes.

I.5 Metas para el Trabajo

Para llevar a cabo el objetivo de la tesis se plantean las siguientes metas:

1. Investigación de las características del modelo espacial de canal radio.
2. Caracterización espacial del entorno microcelular mediante el modelado y simulación de los parámetros ángulo y tiempo de llegada (AOA y TOA, respectivamente) de las componentes multirayectoria aplicando el modelo de dispersores ESM (Elliptical Scattering Model).

3. Investigación de la estructura del arreglo de antenas y su aplicación en antenas inteligentes.
4. Investigación de los métodos de estimación de la dirección de arribo (DOA, del inglés Direction Of Arrival) de las señales en el entorno microcelular.
5. Modelado y simulación del bloque de estimación DOA, considerando el método de estimación ESPRIT (Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques) basado en el subespacio.
6. Modelado y simulación del conformador digital de haz (DBF) considerando el modelo ESM y esquemas convencionales y estadísticamente óptimos de determinación de pesos complejos.

I.6 Organización del Trabajo

En el capítulo II, *Modelos Espaciales de Canal Radio*, se describe el medio hostil sobre el que operan los sistemas de comunicaciones móviles, enfatizando sobre los mecanismos de propagación que afectan la transmisión de las señales. Se describen los modelos tradicionales de caracterización del canal radio, definiendo sus alcances y limitaciones. Se presenta la técnica de acceso al medio por división espacial (SDMA, del inglés Spatial Division Multiple Access) definiendo sus características, fundamentos de operación y beneficios que proporciona su uso en un sistema de comunicaciones móviles. En base a esta nueva perspectiva de acceso espacial se muestran dos de los principales modelos modernos de canal radio, como lo son el modelo circular para entornos macrocelulares y el modelo elíptico para entornos microcelulares, definiendo sus principales características.

En el capítulo III, *Modelo de Dispersión Elíptica*, se describe el modelo elíptico de un solo salto aplicado a entornos microcelulares para caracterizar espacialmente el canal radio en términos de la concentración de dispersores en el entorno. Se describe el concepto geométrico y el esquema matemático que definen dicho modelo. Se plantean simulaciones a partir de las cuales se deriva información estadística importante que permite definir las propiedades espaciales del entorno en términos del ángulo de llegada (AOA) y del tiempo de llegada (TOA) de las componentes multitrayectoria originadas por los dispersores. Además, en la última parte de este capítulo se describe y analiza el nuevo modelo de dispersión elíptica de doble salto propuesto en esta tesis. Se describe la estructura geométrica y el esquema matemático que dan origen al modelo, a partir de lo cual se generan gráficas teóricas que definen la contribución, en términos de componentes multitrayectoria, de cada dispersor formando sectores elípticos de dispersión. Finalmente se plantean una serie de simulaciones para validar los datos teóricos derivados, donde se muestra su diferencia, en cuanto a la información estadística, con el modelo de dispersión elíptica de un solo salto.

En el capítulo IV, *Arreglos de Antenas*, se presentan los parámetros básicos y fundamentos de un arreglo de antenas. Se mencionan algunas de las configuraciones geométricas más comunes de los arreglos de antenas. Se muestra la forma en que opera un arreglo de antenas, utilizando para ello un arreglo lineal uniforme (ULA) en donde se explica el efecto de la disposición geométrica de los elementos y el número de éstos en la respuesta total del arreglo de antenas. Se describe la forma en que se obtiene el patrón direccional del arreglo

de antenas lineal uniforme, definiendo el modelo matemático que rige la operación del mismo. También se muestra la forma en que es posible orientar el patrón direccional de un ULA planteando, para ello, una serie de simulaciones donde se aprecian distintos grados de orientación. Además se detallan las características que definen un patrón direccional en términos de la ubicación de los nulos, lóbulos laterales y lóbulo principal, y la variación en el ancho de haz. Se muestran tres distintos métodos para medir el ancho de haz del patrón direccional del arreglo de antenas.

En el capítulo V, *Estimación de la Dirección de Arribo*, se describe el método de estimación ESPRIT (Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques) que es un método basado en el subespacio para determinar la dirección de arribo (DOA) de las señales en el entorno espacial. Se muestran los fundamentos en la estimación de la dirección de arribo de las señales, enfatizando la importancia que en ello tiene el arreglo de antenas al obtener un muestreo adecuado de las señales en el entorno. Se describe el modelo de datos que da origen al concepto de subespacio como herramienta en la estimación del parámetro DOA. Se explica terminología importante como diversidad del arreglo (array manifold) y subespacio de señales sobre las cuales descansa el concepto teórico de estimación del DOA mediante métodos basados en el subespacio. Se describe la disposición geométrica del arreglo de antenas requerida por ESPRIT para aprovechar el concepto de subespacio invariante a partir del cual se define el proceso matemático para determinar el DOA de las señales. Se define un algoritmo de operación de ESPRIT a partir del modelo matemático expuesto en la literatura abierta. Finalmente se plantean una serie de simulaciones considerando un entorno microcelular dispersivo en donde se obtiene la

ubicación de las fuentes en el entorno mediante ESPRIT apreciando una buena resolución en sus estimaciones, considerando el alto nivel de interferencia presente en términos de componentes multitrayectoria.

En el capítulo VI, *Conformación Digital de Haz*, se describe la operación del conformador de haz mostrando primeramente los conceptos básicos de modificación de las características del patrón direccional (respuesta directiva) de un arreglo de antenas. Después se muestran los dos principales esquemas de conformadores de haz, esto es, convencionales y estadísticamente óptimos. Se describe el esquema de operación de dos conformadores de haz convencionales, planteando una simulación en la cual se observan las prestaciones de ambos conformadores de haz. Finalmente, se describe la operación de dos conformadores de haz estadísticamente óptimos como lo son el método de minimización del error cuadrático medio y el método de minimización de la varianza linealmente restringida. Se plantea una simulación en cada caso y se muestran los resultados, en donde se aprecian las prestaciones de ambos conformadores de haz.

Finalmente en el capítulo VII, *Conclusiones y Recomendaciones*, se presentan las conclusiones más importantes extraídas de este trabajo de investigación.

II MODELOS ESPACIALES DE CANAL

II.1 Introducción

Las propiedades espaciales de los canales de comunicación inalámbrica son de gran importancia para determinar las prestaciones de los sistemas de antenas inteligentes. Por ello, se requiere de modelos espaciales de canal que proporcionen aquellas características particulares del canal radio que influyen en el procesamiento espacial de la señal en un sistema de comunicaciones inalámbrico.

Tradicionalmente, las técnicas de modelado de canal radio se habían enfocado en proporcionar información sobre las distribuciones del nivel de intensidad de la señal a lo largo de su trayectoria entre el transmisor y el receptor, así como de los desplazamientos en frecuencia (efecto Doppler) de las señales recibidas. Estos dos tipos de características de información constituyeron los principios fundamentales de los modelos clásicos de canal, los cuales resultaron útiles en la estimación del área de cobertura de radio de un transmisor. No obstante, con la aparición de técnicas tales como la diversidad espacial y las antenas adaptativas, para solventar el problema del limitado ancho de banda en los canales de comunicaciones inalámbricos se requiere de modelos de canal que exploten de una forma más eficiente el dominio espacial. Por ello, los modelos modernos de canal deben desarrollarse a partir de los fundamentos de los modelos clásicos de canal, incorporando a su vez aspectos adicionales tales como el tiempo de llegada (TOA) y ángulo de llegada (AOA) de las señales recibidas y la geometría física de los objetos dispersores que interactúan en el enlace de comunicaciones [Ertel y Reed, 1999].

Como objetivos de este capítulo, se encuentra el análisis de los modelos tradicionales de canal, el planteamiento del nuevo enfoque espacial que da origen a los modernos modelos de canal y el estudio de los principales modelos espaciales empleados para entornos específicos de operación.

II.2 Modelos Tradicionales de Canal: Alcances y Limitaciones

El canal radio es el término empleado para referirse al canal de comunicación que utiliza el espacio libre como medio de transmisión. El modelado del canal radio ha sido históricamente uno de los grandes desafíos a los que se ha tenido que enfrentar el diseño de todo sistema de comunicaciones móviles. Esto se lleva al cabo mediante métodos estadísticos, muchas veces basados en mediciones realizadas específicamente para el sistema de comunicaciones bajo análisis [Garg y Wilkes, 1996].

El canal radio representa una limitante fundamental en las prestaciones de un sistema de comunicaciones móviles. La trayectoria que sigue una señal desde el transmisor (estación base – EB) al receptor (terminal móvil – TM) puede variar desde la simple trayectoria de visión directa, hasta una trayectoria severamente obstruida por obstáculos tanto naturales como hechos por el hombre. Aunado a esto, a medida que el terminal móvil se desplaza, la intensidad de la señal se desvanece.

Es por ello que los primeros modelos de canal se enfocaron en el estudio de las variaciones de la señal, proporcionando así información sobre la distribución de los niveles de intensidad de la señal y el desplazamiento en frecuencia (efecto Doppler) experimentado por la misma.

Diferentes longitudes de trayectoria de la señal están asociadas con los conceptos de variaciones rápidas y lentas; así, “áreas pequeñas” cubren decenas de longitudes de onda y “áreas grandes” cubren desde decenas hasta cientos de metros [Hernando, 1999]. Las diferentes longitudes de trayectoria corresponden a distintos valores de intensidad de la señal, es decir, a un determinado valor instantáneo asociado con una posición dada en la trayectoria, a una media local dentro de un área pequeña y a una distribución de medias locales dentro de un área grande. Basados en esto, los modelos clásicos de canal intentan predecir el valor medio de la distribución de las medias locales dentro de un área grande.

II.2.1 Fenómenos que Afectan la Propagación de la Señal

Una señal que se propaga a través del canal radio, encuentra en éste a un medio hostil en el cual están presentes distintos fenómenos que afectan a la señal transmitida en términos de desvanecimientos, pérdidas por trayectoria y distorsiones (efecto Doppler). Los tres fenómenos fundamentales que afectan la propagación de la señal son la reflexión, la difracción y la dispersión [Gibson, 1996].

Reflexión: Una señal de radiofrecuencia (RF) experimenta este fenómeno cuando en su trayectoria se encuentra con obstáculos cuyas dimensiones son muy grandes comparadas con su longitud de onda. La reflexión tiene lugar en el límite entre dos medios (interfaz) que tienen propiedades eléctricas diferentes y el comportamiento que tenga la señal incidente dependerá de las propias características de los medios involucrados en la trayectoria de la señal. Por ejemplo, tomando en consideración que la señal de RF viaja a través del aire:

- Si incide en algún punto de su trayectoria sobre un obstáculo el cual es un conductor perfecto, será completamente reflejada a su medio de origen sin pérdida de energía alguna.
- Si incide sobre un obstáculo cuyas características son las de un dieléctrico perfecto, parte de la señal será transmitida a través de este segundo medio y parte de la señal será reflejada de nuevo a su medio de origen (aire) sin experimentar ninguna pérdida de señal.

Puesto que las características de los medios involucrados en la trayectoria de la señal determinan el tipo de reflexión, total o parcial, que se presenta, es posible relacionar la intensidad del campo eléctrico de la señal reflejada con la intensidad del campo eléctrico de la señal incidente mediante un coeficiente de reflexión que esté en función de tales características. A este coeficiente se le conoce como coeficiente de reflexión de Fresnel (Γ) y se encuentra en función de las propiedades eléctricas del medio, así como de la polarización de la onda electromagnética, el ángulo de incidencia y la frecuencia de propagación. En la figura 2, se muestra un escenario probable donde la señal de RF transmitida experimenta una reflexión en su trayectoria.

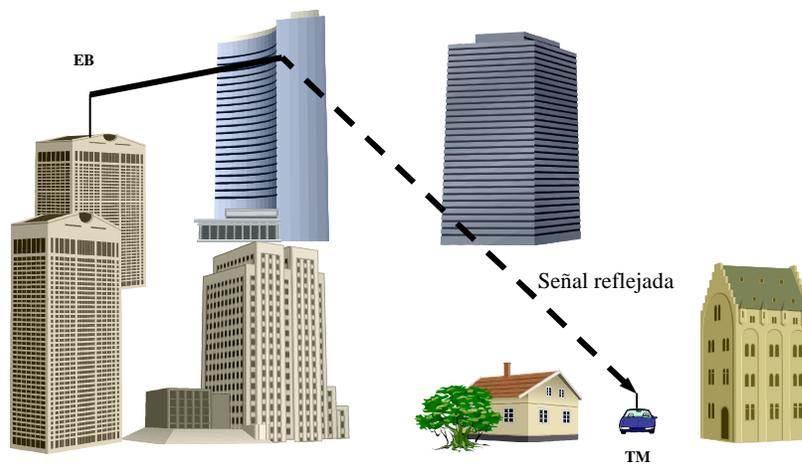


Figura 2. Fenómeno de reflexión experimentado por la señal al incidir sobre un obstáculo de dimensiones mayores a las de la longitud de onda de la señal.

Difracción: El fenómeno de difracción se presenta cuando la señal transmitida se encuentra en su trayectoria con obstáculos que tienen dimensiones más pequeñas en comparación con la longitud de onda. El principio de Huygen explica cómo es que se produce el fenómeno de difracción. Dicho principio establece que todos los puntos que conforman el frente de onda se comportan como fuentes puntuales que producen ondas secundarias, las cuales al combinarse crean un nuevo frente de onda en la dirección de propagación [Gibson, 1996]. Por tanto, cuando un frente de onda se encuentra con una barrera que tiene una pequeña abertura, todas las fuentes puntuales excepto una quedan bloqueadas, por lo que ahora solo se tiene la contribución de una sola fuente puntual, lo que provoca que se creen distintos frentes de onda (difracción de la señal).

La difracción hace posible que las señales de RF puedan llegar a su destino sin importar que la línea de visión directa entre el transmisor y el receptor se encuentre obstruida. A pesar de que el fenómeno de difracción produce una disminución en la intensidad de la

señal, la señal difractada cuenta aún con intensidad suficiente como para considerarse una señal útil.

Puesto que la difracción se presenta cuando los obstáculos tienen dimensiones pequeñas en relación a la longitud de onda de la señal que incide sobre ellos, en un escenario común tales obstáculos están representados por los bordes de edificios, anuncios espectaculares, postes de iluminación, etc. En la figura 3 se muestra un escenario posible en donde se presenta el fenómeno de difracción.

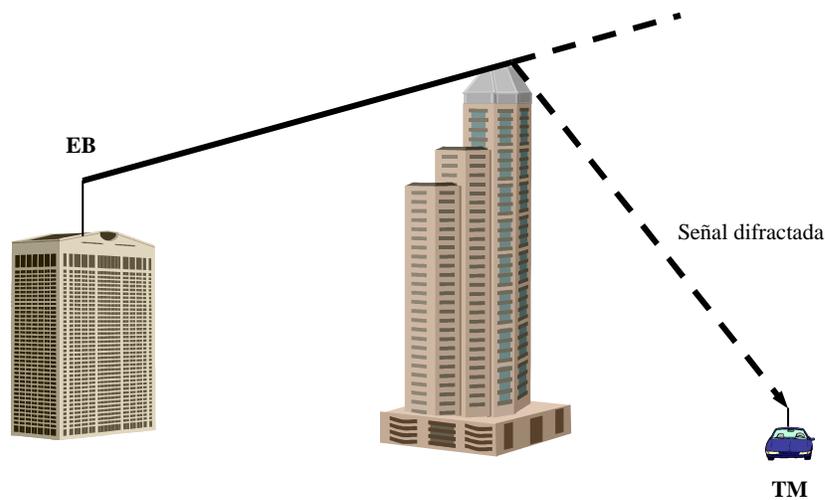


Figura 3. Fenómeno de difracción experimentado por la señal al incidir sobre el borde de un edificio cuyas dimensiones son menores a las de la longitud de onda de la señal.

Dispersión: La dispersión se presenta cuando una señal de RF incide sobre un obstáculo con superficie rugosa. La dispersión se debe a la variabilidad del índice de refracción que se tiene en superficies irregulares, donde las dimensiones de tales irregularidades son pequeñas en comparación con la longitud de onda de la señal incidente [Gibson, 1996]. Otro factor que favorece el fenómeno de dispersión es la existencia de una alta densidad de obstáculos en la trayectoria de la señal de transmitida.

El fenómeno de dispersión esparce la energía de la señal incidente en todas direcciones produciendo réplicas de la señal original algunas de las cuales arriban al receptor, lo que contrarresta un poco las pérdidas por trayectoria sufridas por la señal transmitida.

Obstáculos comunes que causan dispersión de la señal transmitida son árboles, construcciones con superficies rugosas, etc. En la figura 4, se observa un escenario probable donde la propagación de la señal se ve afectada por el fenómeno de dispersión.

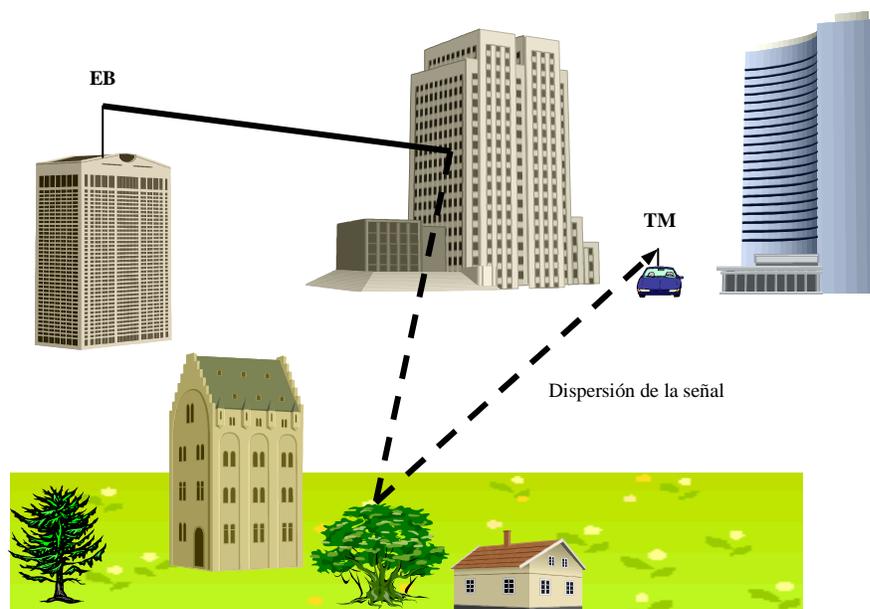


Figura 4. Fenómeno de dispersión experimentado por la señal debido a la alta densidad de obstáculos en su trayectoria, lo cual favorece la propagación por multitrayectorias.

II.2.2 Modelos Clásicos del Canal Radio

Como se estableció en la sección II.2.1, el canal radio no es un medio fácil de transmisión, sino que se caracteriza por la presencia de fenómenos que dificultan la propagación de las señales de RF afectando de esta forma las prestaciones del sistema de comunicaciones utilizado. Por tanto, se hace necesario el contar con técnicas de modelado que permitan

conocer las condiciones de propagación que experimentará una señal, de forma tal que sea posible determinar su variabilidad, con lo cual se podrán tomar las medidas necesarias para contrarrestar los efectos de los fenómenos del canal radio que afectan la calidad del sistema de comunicaciones.

Es así como surgen los modelos clásicos de canal, los cuales cuantifican las pérdidas de señal causadas por los fenómenos de propagación proporcionando una distribución de intensidades medias a lo largo de la trayectoria entre el transmisor y el receptor.

Básicamente existen dos clasificaciones de los modelos clásicos de acuerdo al método utilizado para caracterizar las condiciones del entorno de propagación [Hernando, 1999]:

- **Modelos Empíricos:** Estos modelos se basan en una gran cantidad de mediciones realizadas bajo un entorno en particular empleando señales con una frecuencia específica. Con el conjunto de mediciones realizadas, se crean bases de datos que se utilizan en la construcción de curvas gráficas que describen las condiciones de propagación de la señal de acuerdo al patrón definido por las propias mediciones. La principal desventaja de este tipo de modelos es su particularidad, es decir, debido a que las mediciones se llevan a cabo bajo condiciones específicas de operación, los resultados obtenidos bajo un entorno diferente no serán precisos, por lo que se tendrían que realizar las mediciones y ajustes correspondientes.
- **Modelos Analíticos:** Esta clase de modelos, como lo indica su nombre, se basan en el análisis de los fenómenos que afectan la propagación de la señal en el canal radio. Como se vio en la sección II.2.1, los tres fenómenos fundamentales que afectan al canal radio son la reflexión, la difracción y la dispersión, por lo que con los modelos analíticos se requiere de efectuar los cálculos de pérdidas de señal en

términos del grado de reflexión, refracción o dispersión que ésta haya experimentado. Dichos cálculos, definirán la variabilidad de la señal en cualquier punto a lo largo de la trayectoria desde su origen a su destino. A diferencia de los modelos empíricos, los modelos analíticos no consideran datos específicos del entorno, sino que los parámetros de propagación se describen como variables estadísticas.

No obstante, la mayoría de los modelos de propagación emplean características tanto de los modelos empíricos como de los analíticos para incorporar la simplicidad de unos y la generalización de otros respectivamente.

II.2.2.1 Modelos de Propagación de Gran Escala

A los modelos de propagación que caracterizan la intensidad media de la señal a lo largo de grandes distancias de separación (de cientos a miles de metros) entre el transmisor y el receptor se les denomina modelos de propagación de gran escala. Es decir, estos modelos proporcionan una distribución de medias locales que definen la variabilidad de la intensidad de la señal en un área grande. El modelo de propagación del espacio libre y los modelos clásicos de propagación en exteriores son ejemplos de modelos de propagación de gran escala.

II.2.2.1.1 Modelo de Propagación del Espacio Libre

Este modelo de canal, si bien no incorpora los efectos que sobre la señal transmitida tienen los fenómenos de propagación como la reflexión, la difracción y la dispersión, si establece

una relación muy importante entre la disminución de la potencia de la señal recibida y la distancia existente entre la antena transmisora y la receptora. El modelo establece que la potencia recibida por una antena receptora, la cual se encuentra a una distancia d de la antena radiante transmisora y asumiendo que no existe obstáculo alguno entre las antenas, se expresa de la forma siguiente:

$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L_e}$	(1)
--	-----

donde:

P_t = potencia de la señal transmitida.

G_t = ganancia de la antena transmisora.

G_r = ganancia de la antena receptora.

d = separación en metros entre el transmisor y el receptor.

L_e = pérdidas del equipo (por cables, temperatura, etc.).

λ = longitud de onda de la señal en metros.

Como se puede observar en (1), el modelo de propagación del espacio libre define una relación inversa cuadrada entre la potencia recibida y la distancia de separación entre el transmisor y el receptor, esto es, la potencia de la señal que llega al receptor varía de forma inversa con el cuadrado de la distancia existente entre el transmisor y el receptor.

Un parámetro de gran importancia que se obtiene a partir de la ecuación (1) es la pérdida por trayectoria experimentada por la señal transmitida. La pérdida por trayectoria se define como la diferencia entre la potencia transmitida efectiva y la potencia recibida, donde

puede considerarse también el efecto de las ganancias de las antenas. La pérdida por propagación en el espacio libre se expresa en unidades prácticas logarítmicas como se muestra en (2)

$L_{fs} = -10 \log_{10} \frac{P_r}{P_t} = -10 \log_{10} \left[\frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L_e} \right]$	(2)
--	-----

donde:

L_{fs} designa las pérdidas por trayectoria en el espacio libre.

La expresión (2) proporciona la diferencia en potencia que existe entre la potencia medida en el receptor y la potencia de referencia transmitida y como se puede observar, tal diferencia en potencia es inversamente proporcional al cuadrado de la distancia que separa al transmisor del receptor.

El modelo de propagación del espacio libre es el modelo más simple ya que no toma en cuenta obstáculo alguno en la trayectoria de visión directa entre el transmisor y el receptor, y por tanto no considera los efectos que sobre la señal transmitida tienen los fenómenos de propagación como son la reflexión, la difracción y la dispersión.

Las pérdidas por trayectoria definidas por este modelo son debidas a dos principales factores:

- La resistencia que la propia atmósfera opone a la propagación de la señal, reduciendo así su intensidad.

- A medida que el frente de onda de la señal se propaga, el área que cubre es mayor. Por tanto, la energía radiada por la señal debe cubrir un área mayor lo que ocasiona que la intensidad de la señal disminuya en cualquier punto de tal área.

II.2.2.1.2 Modelos de Propagación en Exteriores

Este tipo de modelos estiman las pérdidas por trayectoria experimentadas por la señal en terrenos irregulares. En el análisis de propagación se toman en cuenta las características particulares del terreno, ya que éstas pueden variar desde un perfil de terreno ligeramente curvado hasta un perfil altamente montañoso; por lo que se considera el efecto que obstáculos característicos del terreno tales como árboles y edificios tienen sobre la señal.

Existen diversos modelos de propagación para predecir las pérdidas por trayectoria en terrenos irregulares, todos estos modelos se enfocan en determinar la intensidad de la señal en un punto de recepción en particular o en un área específica local. La precisión de un modelo en particular se encuentra influenciada por el ambiente, es decir, por el tamaño, tipo y densidad de los obstáculos que lo conforman. Es importante señalar que este tipo de modelos están basados en métodos empíricos o semiempíricos para determinar las pérdidas por propagación, por lo que no existe un modelo que sea aplicable para todas las condiciones de operación. Por lo tanto, usualmente se requiere de realizar ajustes para tener una mayor precisión en las predicciones.

A continuación se muestran algunos de los modelos de propagación en exteriores más comúnmente utilizados.

A) Modelo de Okumura

El modelo de Okumura [Hernando, 1999] es uno de los modelos más ampliamente utilizados para la predicción de la señal en áreas urbanas. Es aplicable para frecuencias en el intervalo de 150 MHz a 1920 MHz y distancias entre el transmisor y el receptor de 1 km a 100 km. Se puede utilizar para alturas efectivas de antenas transmisoras que van desde los 30 m hasta los 1000 m. El modelo se basa en un conjunto de curvas gráficas que proporcionan la atenuación media relativa al espacio libre en un área urbana y que se obtuvieron a partir de extensas mediciones en la ciudad de Tokio y sus alrededores. Dichas curvas se ajustaron a los valores medidos en función de un número de parámetros básicos de propagación tales como el tipo de entorno, la irregularidad del terreno, y la altura de las antenas. El modelo de Okumura utiliza un área urbana como el entorno de referencia, es por ello que hace uso de factores de corrección que hacen posible aplicar los resultados obtenidos al entorno de operación analizado. La expresión general que determina las pérdidas por propagación de acuerdo a este modelo está dada por:

$L_{50}(dB) = L_{fs} + A_{mu}(f, d) - G(h_{te}) - G(h_{re}) - G_{AREA}$	(3)
---	-----

donde:

L_{50} es el valor medio de las pérdidas por propagación.

L_{fs} es el valor de las pérdidas por trayectoria en el espacio libre.

A_{mu} es la atenuación media en el espacio libre definida en términos de la frecuencia de operación y de la distancia entre el transmisor y el receptor.

$G(h_{te})$ es el factor de ganancia correspondiente a la altura de la antena de la estación base.

$G(h_{re})$ es el factor de ganancia correspondiente a la altura de la antena del terminal móvil.

G_{AREA} es la ganancia debida al tipo de entorno de operación.

Cabe destacar que el modelo de Okumura es un modelo completamente empírico ya que como se vió anteriormente se basa en una serie de mediciones en un entorno de operación específico para predecir las pérdidas de propagación que experimenta la señal.

B) Modelo de Hata

El modelo de Hata [Rappaport, 1996] es una representación empírica en fórmulas de los datos de pérdidas por propagación proporcionados por las gráficas del modelo de Okumura, y es válido para frecuencias de operación de 150 MHz a 1500 MHz. En este modelo se proporciona una fórmula para determinar las pérdidas por propagación y se provee un conjunto de ecuaciones de corrección que se utilizan para ajustar el valor de las pérdidas de acuerdo a las distintas condiciones del entorno que se presenten. La fórmula de referencia utilizada para obtener el valor medio en decibelios de las pérdidas por propagación en un área urbana está dada por:

$L_{50}(urbana) = 69.55 + 26.16 \log_{10} f_c - 13.82 \log_{10} h_{te} - a(h_{re})$ $+ (44.9 - 6.55 \log_{10} h_{te}) \log_{10} d$	(4)
--	-----

donde f_c es la frecuencia (en MHz) de 150 MHz a 1500 MHz, h_{te} es la altura efectiva de la antena de la estación base (en metros) en un intervalo de 30 m a 200 m, h_{re} es la altura efectiva del terminal móvil (en metros) en un intervalo de 1 m a 10 m, d es la distancia (en km) entre la estación base y el terminal móvil, y $a(h_{re})$ es el factor de corrección o de ajuste para la altura de la antena del terminal móvil la cual esta en función del área de cobertura.

El modelo de Hata proporciona también modificaciones a la expresión (4) para ajustarla a los diferentes entornos de operación tal como las áreas suburbanas y rurales.

C) Modelo de Walfisch y Bertoni

El modelo desarrollado por Walfisch y Bertoni [Hernando, 1999] considera el efecto que sobre la intensidad de la señal tienen los bordes de casas y edificios. Es decir, este modelo considera el grado de afectación que tiene el fenómeno de difracción sobre la señal transmitida para predecir la intensidad media de la misma.

El modelo es aplicable a áreas urbanas donde no existe una línea de visión directa entre la estación base y el terminal móvil debido a obstáculos propios de una ciudad. En la figura 5 se puede apreciar un escenario típico donde puede aplicarse el modelo de Walfisch-Bertoni para determinar con mayor precisión la variabilidad de la señal.

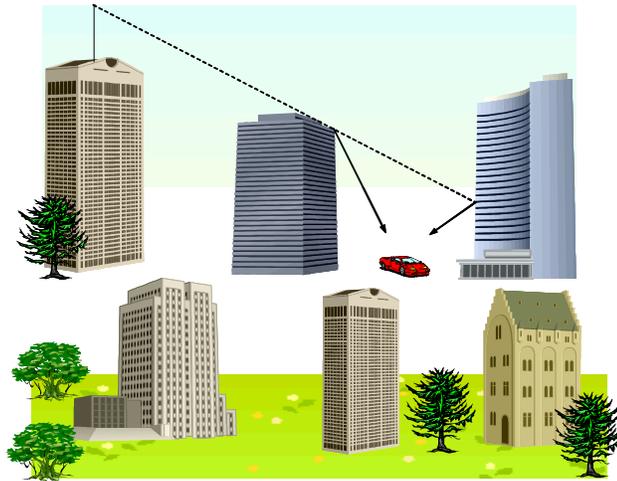


Figura 5. Fenómeno de difracción experimentado por la señal en un área urbana.

El planteamiento de este modelo se realizó de tal forma que además de considerar la orientación de la calle donde se encuentra el terminal móvil en relación con la estación base, también se toma en cuenta la contribución en pérdidas por propagación debido a las múltiples difracciones que experimenta la señal transmitida hasta llegar al terminal móvil. La geometría del modelo se muestra en la figura 6 y los parámetros que intervienen en su planteamiento son los siguientes:

h_B : Altura de la antena de la estación base (EB) respecto al suelo (en metros);

h_m : Altura de la antena del terminal móvil (TM) respecto al suelo (en metros);

h_R : Altura promedio de los edificios (en metros) ($h_R > h_m$);

w : Ancho de la calle donde se encuentra el terminal móvil (en metros);

b : Distancia entre los puntos centrales de los edificios (en metros);

d : Distancia entre la estación base y el terminal móvil (en kilómetros);

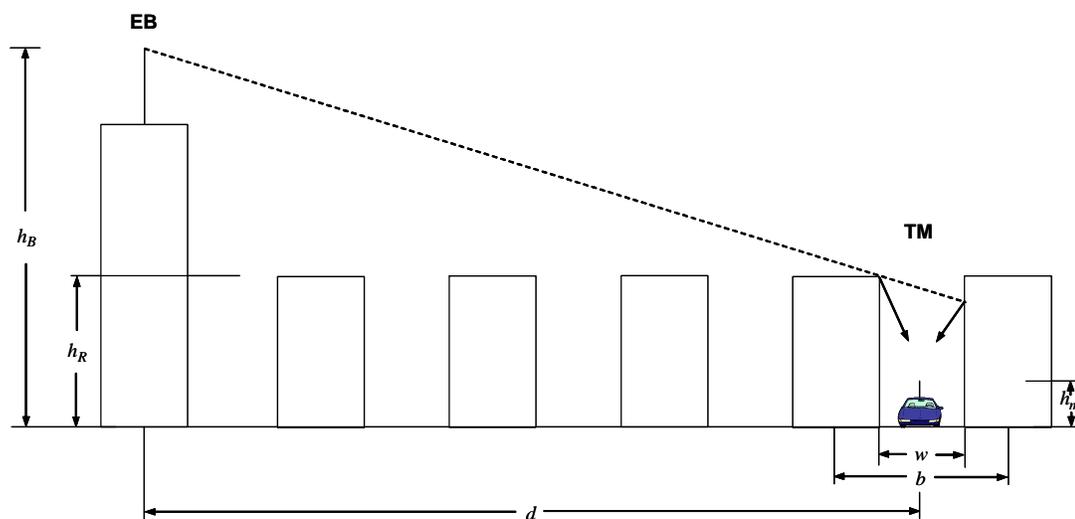


Figura 6. Geometría fundamental del modelo de Walfisch – Bertoni.

La expresión general para el modelo de Walfisch-Bertoni está dada por:

$L_b = L_{fs} + L_{rts} + L_{msd}$	(5)
------------------------------------	-----

donde L_{fs} representa las pérdidas por trayectoria en el espacio libre, L_{rts} representa las pérdidas debidas a la difracción de la señal en el borde de un edificio contiguo a la calle en donde se encuentra el terminal móvil. Finalmente L_{msd} es una estimación de los efectos de la difracción multiobstáculo que experimenta la señal entre la antena del transmisor (EB) y el edificio más cercano al receptor (TM), debido a los edificios intermedios.

El modelo de Walfisch-Bertoni no es más un modelo empírico como el modelo de Okumura o semiempírico como el modelo de Hata, sino un modelo físico geométrico ya que se requiere una representación detallada de las condiciones del entorno de operación para poder definir los fenómenos que afectan la propagación de la señal. Como se mencionó anteriormente, el modelo de Walfisch-Bertoni considera el fenómeno de difracción que experimenta la señal en los bordes de los edificios y también el fenómeno de reflexión que tiene lugar en la calle donde se encuentra ubicado el terminal móvil, es por eso que en el modelo es importante la orientación de la calle con respecto a la ubicación de la antena de la estación base. Por tanto, este modelo predice la variabilidad de la señal mediante la caracterización de la geometría del entorno de operación.

II.2.2.2 Modelos de Propagación de Pequeña Escala

A los modelos de propagación que describen las rápidas fluctuaciones de la señal en distancias o periodos cortos de tiempo se les conoce como modelos de propagación de pequeña escala.

Los modelos de propagación de pequeña escala se enfocan en el análisis del desvanecimiento experimentado por la señal transmitida debido a la interferencia entre dos o más versiones de la misma que arriban al receptor en diferentes tiempos. A las diferentes versiones de la misma señal transmitida se les denomina señales multitrayectoria, las cuales al combinarse en la antena receptora producen una señal resultante que varía en amplitud y fase con respecto a la señal originalmente transmitida. Las señales multitrayectoria se originan a partir de la misma señal transmitida cuando ésta sufre los efectos de los fenómenos de propagación que se describieron en la sección II.2.1, es decir, tales fenómenos dan origen a nuevas trayectorias de la señal transmitida lo que ocasiona que se tengan réplicas de la misma llegando a distintos tiempos al receptor.

Los tres efectos de mayor importancia producidos por las señales multitrayectoria son:

- Cambios rápidos en la intensidad de la señal en distancias cortas o pequeños intervalos de tiempo.
- Modulación aleatoria en frecuencia debido a los distintos desplazamientos Doppler (desplazamientos en frecuencia) de las señales multitrayectoria.
- Dispersión en tiempo ocasionada por los retardos correspondientes a la propagación de las diferentes señales multitrayectoria.

En estos modelos, se considera que la señal recibida por el terminal móvil en cualquier punto del espacio, consiste de un gran número de ondas planas que tienen amplitudes, fases y ángulos de llegada uniformemente distribuidos.

Si los objetos en el canal radio son estáticos, y se considera que el movimiento es solamente debido al del terminal móvil, se tiene entonces un fenómeno puramente espacial donde las variaciones de la señal son vistas como variaciones temporales por el receptor a medida que éste se mueve. Debido a los efectos constructivos o destructivos de las señales multitrectorias sumándose en diversos puntos en el espacio, un receptor que se desplace a gran velocidad puede experimentar diversos desvanecimientos en un periodo corto de tiempo.

II.2.2.2.1 Factores que Intervienen en los Desvanecimientos de Pequeña Escala

Existen diversos factores físicos en el canal radio que intervienen en el desvanecimiento de pequeña escala, no obstante, los más importantes son:

- **Propagación por trayectorias múltiples:** Se debe a la presencia de obstáculos reflejantes y dispersores en el canal, los cuales crean un entorno de condiciones cambiantes que disipa la energía de la señal transmitida produciendo réplicas de la misma que arriban a la antena receptora desplazadas una de otra tanto temporal como espacialmente.
- **Velocidad del terminal móvil:** El movimiento relativo entre la estación base y el terminal móvil tiene como consecuencia una modulación en frecuencia debido a los

desplazamientos Doppler experimentado por cada una de las señales multitrayectoria. El desplazamiento Doppler será positivo o negativo dependiendo de si el terminal móvil se está desplazando hacia la estación base o se aleja de ella, respectivamente. Los desplazamientos en frecuencia introducidos por el efecto Doppler están regidos por la siguiente expresión [Rappaport, 1996]:

$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \theta$	(6)
---------------------------------------	-----

donde v es la velocidad relativa entre el terminal móvil y la estación base, λ es la longitud de onda de la señal transmitida y θ representa el ángulo de arribo de la señal con respecto a la dirección de movimiento del terminal móvil.

Como se puede ver, la expresión (6) relaciona el desplazamiento Doppler con la velocidad del terminal móvil y el ángulo espacial entre la dirección de movimiento del terminal móvil y la dirección de llegada de la señal.

II.2.2.2.2 Modelo de Propagación por Dispersión de Clarke

El modelo de propagación de Clarke [Clarke, 1968], se fundamenta en las propiedades estadísticas de los campos electromagnéticos de las señales recibidas. El modelo asume que el campo incidente en la antena receptora está conformado por ondas planas cuyas fases se encuentran en función del ángulo de llegada.

En este modelo se toman en cuenta los fenómenos de reflexión, difracción y dispersión que afectan a la señal transmitida, ya que se establece que existen obstáculos en la trayectoria de línea de vista entre el transmisor y el receptor.

En el modelo de Clarke, se asume que en cualquier punto, el campo recibido está constituido por ondas planas cuyos ángulos de arribo ocurren de forma aleatoria y cuyas fases son también, como consecuencia, completamente aleatorias. El ángulo de arribo de cualesquier onda plana está definido por una función de densidad de probabilidad uniforme en el intervalo de 0 a 2π . Se considera que el campo incidente en la antena del terminal móvil está conformado por N ondas planas con fases de portadora y ángulos de llegada arbitrarios con cada onda plana teniendo igual amplitud promedio. Esto se debe a que en la ausencia de una línea de visión directa entre la estación base y el terminal móvil, las componentes multitrayectoria que arriban al terminal móvil experimentarán una atenuación similar en distancias cortas (efecto de pequeña escala).

En la figura 7, se muestra el concepto general del modelo de Clarke.

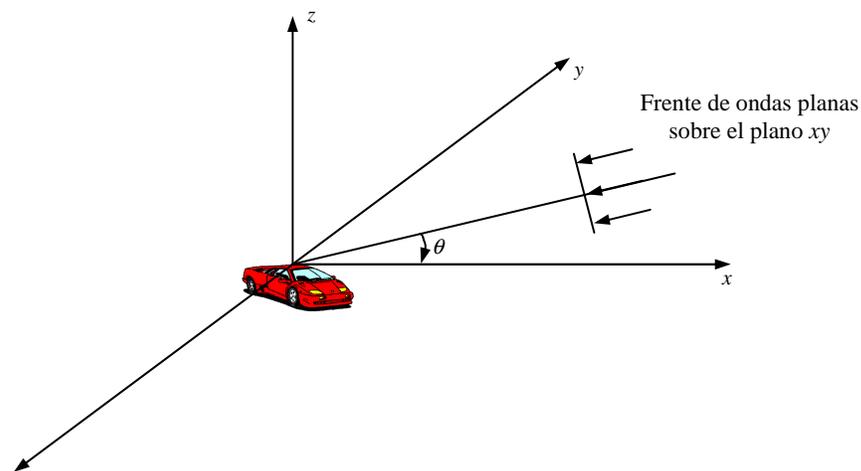


Figura 7. Ondas planas con ángulos de llegada aleatorios.

En esta figura se puede apreciar un frente de ondas planas incidiendo sobre un terminal móvil que viaja a una velocidad v en la dirección del eje x . El ángulo de llegada θ del n -ésimo frente de ondas planas está medido en el plano xy de la figura 7 con respecto a la dirección de movimiento del terminal móvil. Como se mencionó anteriormente, el ángulo

de llegada de un frente de ondas planas se considera aleatorio en el intervalo de 0 a 2π . Cada frente de ondas planas que incide sobre el terminal móvil experimenta un desplazamiento en frecuencia debido al movimiento del receptor y se determina por medio de la expresión (6).

II.3 El Dominio Espacial

La creciente demanda existente en las comunicaciones inalámbricas ha exigido una mayor capacidad en los sistemas. El espectro electromagnético asignado a este fin es limitado, por lo que se requiere un uso eficiente del recurso de la frecuencia. Recientemente, se ha sugerido el uso de sistemas de antenas inteligentes como un medio para superar el problema del limitado ancho de banda del canal. Un sistema de antenas inteligentes consta de un arreglo de antenas que se combina con un procesamiento de señal tanto espacial como temporal, con el objetivo de determinar la ubicación del usuario deseado y enfocar y recibir energía solamente de las direcciones deseadas. Debido a que se desea dar servicio a terminales móviles, el sistema de antenas inteligentes intenta adaptarse al cambiante entorno de radio que consiste de obstáculos y terminales móviles interferentes que dificultan la ubicación del terminal deseado.

En el escenario más simple, el de un solo usuario y ningún interferente, el sistema se adapta al movimiento del usuario creando un patrón de antena efectivo que sigue al usuario siempre proporcionando una ganancia máxima en la dirección del mismo.

Para todo sistema de antenas inteligentes es de suma importancia conocer las características espaciales del entorno de operación para poder ubicar siempre la posición del usuario

deseado. Es decir, se requiere conocer la dirección angular del usuario deseado en el entorno de operación ubicando así mismo a los interferentes.

La forma en que se logra este conocimiento espacial del entorno, es mediante una técnica de acceso conocida como **acceso múltiple por división espacial (SDMA**, del inglés Space-Division Multiple Access). El principio fundamental de SDMA subyace en lograr que más de un terminal móvil comparta o tenga acceso a un recurso escaso como lo es la estación base. En la figura 8 se muestra el principio fundamental de división espacial mediante SDMA.

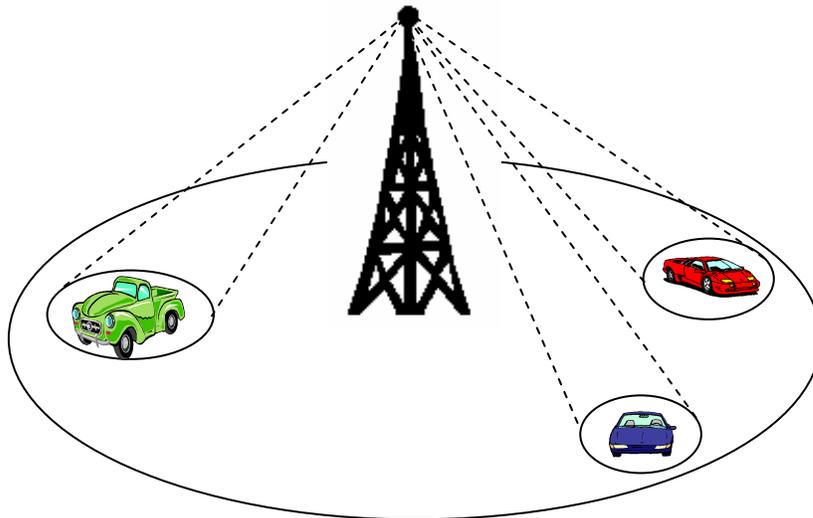


Figura 8. El concepto de división espacial mediante SDMA permite que múltiples terminales móviles sean atendidos simultáneamente.

El empleo de SDMA implica que más de un usuario pueda ser asignado simultáneamente al mismo canal físico de comunicaciones, separado tan solo en ángulo. Por tanto se requiere ahora de trabajar ya no tan solo en el dominio del tiempo o la frecuencia, sino en el dominio espacial. La caracterización del espacio donde se está llevando a cabo el servicio de comunicaciones incluye el identificar la ubicación de obstáculos e interferentes con

respecto a la estación base para que de esta forma se determine la posición angular del usuario deseado. En este proceso el arreglo de antenas juega un papel crucial, ya que las diferentes antenas proporcionan una mayor diversidad de muestras de las señales que llegan al arreglo con lo cual se tiene una mejor caracterización del entorno.

En sí, el principio de operación de SDMA es análogo a la acción de escuchar del ser humano. Esto es, si una persona (estación base) cierra sus ojos y se mantiene a la escucha de un sonido (terminal móvil transmitiendo), puede identificar con buena precisión la dirección (posición angular del terminal móvil) de la cual proviene tal sonido. La persona logra hacerlo utilizando sus oídos como un arreglo de sensores acústicos, que en el caso del arreglo de antenas son sensores de energía de radio. Entonces, cada oído recibe el sonido en diferentes tiempos dependiendo de la dirección del mismo. El cerebro (procesador espacial y temporal) procesa la información obtenida de los oídos y calcula la dirección de la cual proviene el sonido. En ese momento la persona se enfoca en tal dirección y su cerebro combina los sonidos constructivamente rechazando aquellos sonidos que provengan de otras direcciones. El resultado es que la persona ahora escucha el sonido deseado dos veces más fuerte que aquellos sonidos provenientes de otras direcciones.

Como puede verse a partir de la anterior analogía, la ubicación de la fuente deseada es de suma importancia, y en esto el arreglo de antenas (sensores) juega un papel fundamental al proporcionar un gran número de muestras del entorno al procesador espacial y temporal de señales. A diferencia del ser humano, el arreglo de antenas no está limitado a dos sensores por lo que puede dar servicio al usuario deseado con una mayor ganancia y selectividad.

La secuencia básica de eventos que ocurren en la operación de un sistema SDMA es:

- Se toman muestras de todas las señales provenientes de los sensores del arreglo de antenas, se convierten a formato digital y se almacenan en memoria.
- El procesador espacial y temporal de señales analiza las muestras para obtener una estimación del entorno, identificando usuarios e interferentes con sus respectivas ubicaciones.
- El procesador decide el método de combinación para las señales provenientes del arreglo de antenas de forma tal que se recuperen óptimamente las señales de los usuarios. Con dicho método, la señal de cada usuario se recibe con la mayor ganancia posible mientras que las señales interferentes son rechazadas.
- El procesador realiza una acción similar para permitir la transmisión selectiva (en la dirección del usuario deseado) del arreglo de antenas. Por tanto, la señal de cada usuario se entrega de forma efectiva a través de un canal separado de comunicaciones, esto es, de un canal espacial.
- Ahora, el sistema tiene la capacidad de transmitir y recibir información en cada uno de los canales espaciales tratándolos como canales de dos vías.

Por tanto, con un sistema SDMA se pueden tener canales espaciales de dos vías en un solo canal convencional. Donde cada uno de estos canales espaciales cumple con las capacidades de alta ganancia y rechazo de interferencia. Teóricamente, un arreglo con N elementos puede soportar N canales espaciales por canal convencional. No obstante, el número de canales puede ser menor y depende del entorno de operación, de ahí la importancia de caracterizar el canal radio tomando en cuenta el dominio espacial.

Dos aspectos son fundamentales en un sistema SDMA, la identificación angular de los usuarios y la capacidad de rechazo de interferentes. Con ello, se obtienen grandes

beneficios, como el de dar servicio simultáneo a más de un usuario con la misma frecuencia, lo cual a su vez contribuye a incrementar la capacidad del sistema de comunicaciones.

Algunos de los beneficios que se tienen al utilizar un sistema SDMA son:

- Se reduce el grado de interferencia producida por otros usuarios.
- Se reduce el efecto destructivo de las señales multitrayectorias y en algunos casos es posible utilizarlas para reforzar la señal deseada.
- Debido a que con SDMA se tiene una transmisión selectiva, una estación base SDMA radia mucho menos potencia que una estación base convencional.
- Puesto que se pueden tener diversos canales espaciales en un mismo canal convencional, la capacidad del sistema se ve incrementada.

Como se ha visto, con SDMA se crean canales virtuales que dependen de la ubicación en el espacio que tengan los usuarios, es por ello que se les puede dar servicio simultáneo a diversos usuarios con la misma frecuencia pero con distinta ubicación angular respecto a la estación base.

Para obtener todos los beneficios de SDMA se requiere de caracterizar espacialmente el entorno de operación, conocer la ubicación de los obstáculos y por supuesto de los usuarios. Para lograr esto, se hace uso de modelos de dispersión que proporcionan estadísticas del entorno espacial que percibe la estación base.

II.3.1 Modelos Espaciales

Como se mencionó en la sección II.3, con la introducción de los sistemas de antenas inteligentes vino la necesidad de comprender mejor las características espaciales del canal de comunicaciones. Para sistemas como SDMA donde se requiere de ubicar la posición del usuario, se hace necesario contar con modelos de canal que proporcionen información del ángulo de llegada (AOA del inglés Angle Of Arrival) y del tiempo de llegada (TOA del inglés Time Of Arrival) de las componentes multitrayectoria que se reciben en el arreglo de antenas. Las componentes multitrayectoria son de importancia para estos modelos ya que a partir de su análisis es posible conocer las concentraciones de dispersores (obstáculos) que las originan y por tanto se obtiene un modelado del entorno.

Para obtener las estadísticas de canal en cuanto al ángulo y tiempo de llegada se han propuesto los modelos geométricos de canal de un solo salto, los cuales asumen que los dispersores están uniformemente distribuidos en el entorno tomando en cuenta un espacio bidimensional. Dos de estos modelos son el modelo elíptico y el modelo circular.

A) Modelo Elíptico

En el caso del modelo elíptico se asume que los dispersores se encuentran distribuidos de forma uniforme dentro de una elipse cuyos puntos focales están representados por la estación base y el terminal móvil. En la figura 9, se puede ver el esquema general del modelo elíptico. Se aprecia que uno de los focos está representado por la estación base (**EB**) mientras que el otro por el terminal móvil (**TM**). La línea sólida representa la señal emitida por el terminal móvil, y como se puede observar, dicha señal llega a la estación

base después de haber interactuado con un obstáculo dispersor (**S**). Es por esto que el modelo elíptico es un modelo de canal de un solo salto, es decir, se asume que las señales recibidas en la estación base han tenido contacto con tan solo un dispersor. La línea segmentada representa la distancia (**D**) en línea de visión directa entre la estación base y el terminal móvil; dentro de la geometría del modelo dicha distancia representa la longitud del eje focal de la elipse. Finalmente, como se muestra también en la figura 9, el ángulo de llegada (θ_b) de las señales recibidas en la estación base se mide con referencia al eje focal de la elipse.

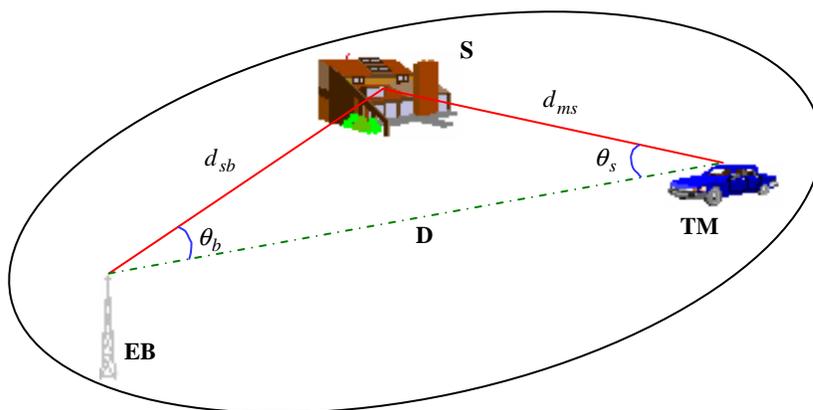


Figura 9. Esquemmatización del modelo elíptico

El modelo elíptico está diseñado para entornos microcelulares en donde las componentes multitrayectorias pueden originarse tanto cerca del terminal móvil como de la estación base. En la figura 10 se puede apreciar un escenario típico microcelular¹. Como se puede ver, debido a la baja altura de la antena de la estación base esta recibe componentes multitrayectoria de su alrededor así como del entorno del terminal móvil. La línea más tenue representa una señal multitrayectoria originada por un dispersor en la vecindad del

¹ En un escenario típico microcelular se cuenta con células de 1 a 3 km de radio aproximadamente.

terminal móvil, mientras que la línea más oscura representa una señal multitrayectoria originada por un dispersor en las cercanías de la estación base.

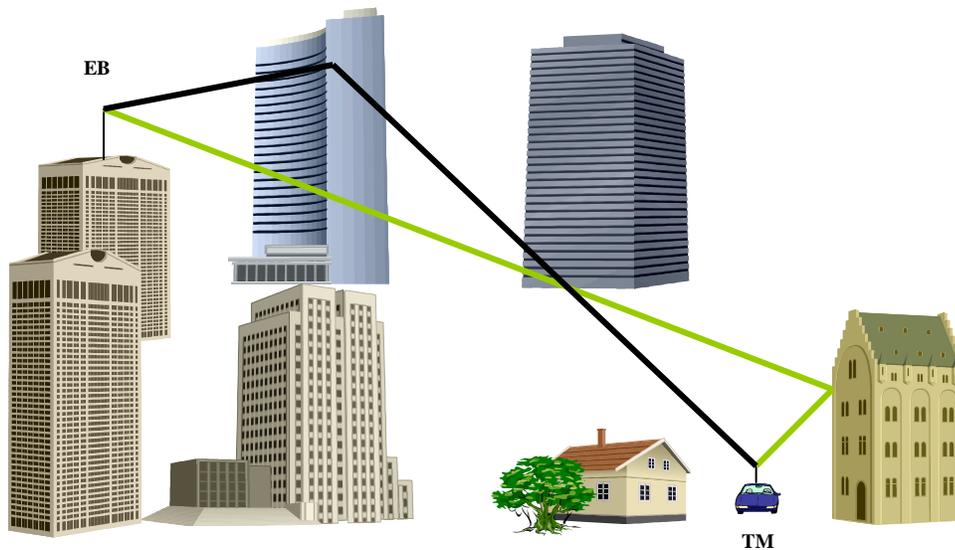


Figura 10. Escenario microcelular

Las consideraciones que se deben tener en cuenta para el empleo del modelo elíptico son:

- Las señales recibidas en la estación base son ondas planas que se propagan en el plano horizontal.
- Se considera que los dispersores se comportan como elementos reradiantes omnidireccionales.
- Las señales que se reciben en la estación base han interactuado con tan solo un dispersor en el canal.

Con el modelo elíptico se consigue caracterizar el entorno espacial en las cercanías tanto de la estación base como del terminal móvil en términos de las señales multitrayectorias que son originadas por los dispersores circundantes. Esto es de suma importancia, ya que se

puede determinar la dirección de donde proviene la señal de mayor intensidad además de ubicar la posición angular del terminal móvil. En el capítulo III se analizará con mayor detalle el modelo de dispersión elíptico.

B) Modelo Circular

En el modelo circular, se asume que los dispersores se encuentran distribuidos uniformemente dentro de un radio alrededor del terminal móvil. En la figura 11 se muestra el esquema general del modelo circular.

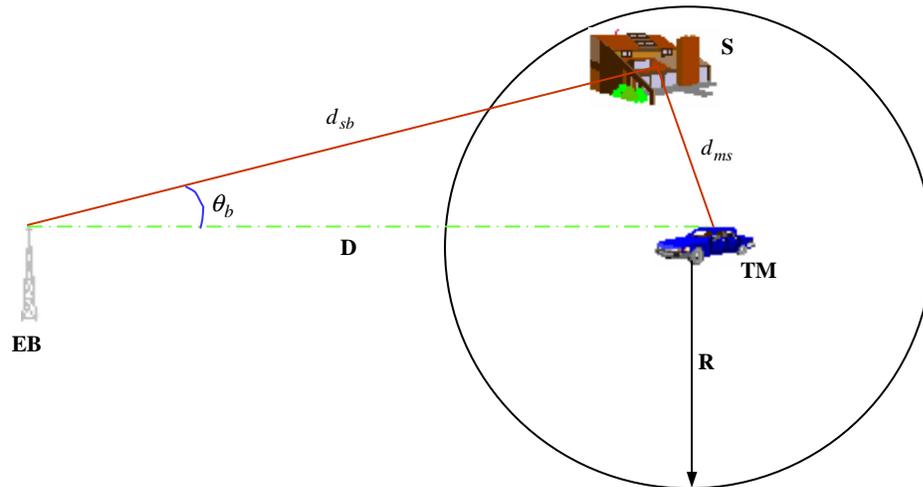


Figura 11. Esquemática del modelo circular

El modelo circular es también un modelo de canal de un solo salto ya que toda señal que se recibe en la estación base ha interactuado con tan solo un dispersor como se puede observar en la figura anterior. Como se puede ver, el dispersor se encuentra dentro de la zona dispersora circular de radio R^2 . Esto significa que todas las señales multirayectoria recibidas en la estación base serán originadas tan solo en las cercanías del terminal móvil. Todos los dispersores se encuentran distribuidos de forma uniforme dentro de la zona

² Un radio típico para la zona dispersora circular es de 100 m.

circular, lo que significa que existe una concentración equivalente de dispersores en cualquier sector de la zona circular. La línea segmentada corresponde a la distancia en línea de visión directa entre la estación base y el terminal móvil. También en la figura 11, el ángulo de llegada (θ_b) de las señales multitrayectoria se mide con referencia a la línea de visión directa entre la estación base y el terminal móvil.

La densidad de dispersores propuesta por el modelo circular está enfocada a entornos macrocelulares en donde la altura de las antenas es normalmente mayor que la altura de los dispersores cercanos, haciendo poco probable que se originen componentes multitrayectoria cerca de la estación base. En la figura 12, se puede apreciar un escenario macrocelular³.

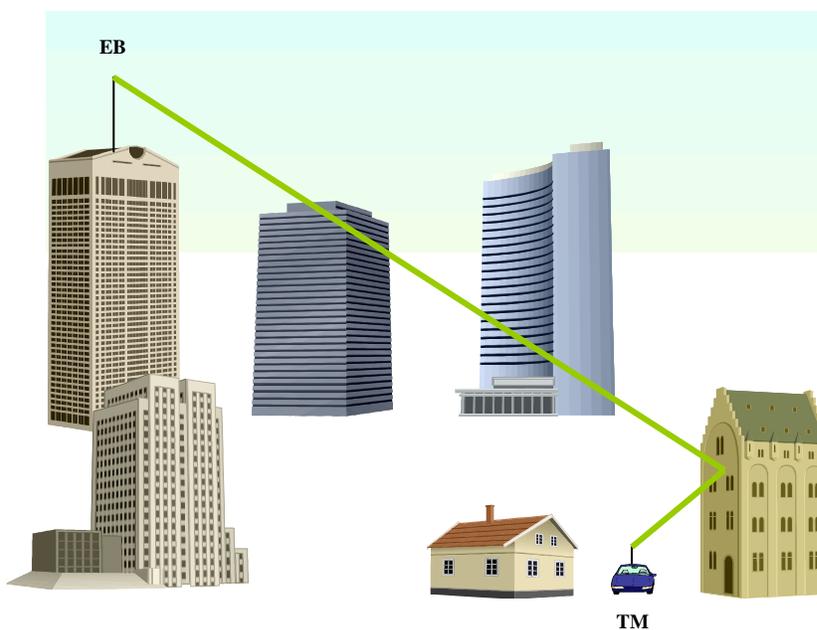


Figura 12. Escenario macrocelular

Como puede observarse en la figura 12, las componentes multitrayectoria corresponden a dispersores en las cercanías del terminal móvil. Es menos probable que existan señales

³ En un escenario macrocelular se pueden tener células de hasta 35 km de radio.

multitrayectoria originadas a partir de dispersores localizados en la vecindad de la estación base debido a que la altura de la antena es mayor que la de los dispersores circundantes.

Las consideraciones que se establecen en el modelo circular para su aplicación, son las mismas que se enlistaron anteriormente para el modelo elíptico.

Con el modelo circular, es posible determinar las condiciones imperantes en el entorno espacial, específicamente las contribuciones en términos de señales multitrayectoria que tienen los dispersores ubicados en las cercanías del terminal móvil. Basado en ello, la estación base tiene una idea más clara de la ubicación del usuario debido a que conoce la dirección de arribo de las señales originadas por dispersión.

Cabe destacar que estos modelos son conocidos también como modelos de dispersión, debido a que tomando en cuenta una cierta densidad de dispersores, determinan la concentración de aquellos que contribuyen con señales multitrayectoria con mayor regularidad, es decir, aquellas concentraciones de dispersores que más afectan al sistema de comunicaciones en términos de componentes multitrayectoria recibidas en la estación base. Se debe recordar que las componentes multitrayectoria ocasionan desvanecimiento en pequeña escala de la señal original, y que no obstante, también pueden ser utilizadas para recibir el mensaje original con mayor claridad.

En esta tesis el escenario de operación será un entorno microcelular, por lo que el modelo a analizar para determinar las características espaciales del canal de comunicaciones será el modelo de dispersión elíptico.

II.4 Conclusiones

El canal radio representa un medio de transmisión hostil ya que en él se presentan distintos fenómenos de propagación que afectan a las señales transmitidas. Fenómenos tales como la reflexión, la difracción y la dispersión dan origen a efectos de desvanecimiento y desplazamientos en frecuencia en las señales.

Por esta razón, se requirió de conocer las características del canal radio para contrarrestar los efectos experimentados por las señales debido a los distintos fenómenos de propagación existentes. Es así como surgen los modelos tradicionales de canal, los cuales se enfocaron en la predicción de la variabilidad de la señal a lo largo de su trayectoria desde el transmisor al receptor, clasificando las variaciones en efectos de pequeña escala y de gran escala.

Debido a la creciente demanda en las comunicaciones inalámbricas se requiere de una mayor capacidad en los sistemas. De esta forma aparecen sistemas, como los sistemas de antenas inteligentes, que proponen explotar de mejor forma el dominio espacial para hacer un uso más eficiente del limitado recurso del espectro de radiofrecuencia. Para ello se emplea la técnica de acceso múltiple por división espacial conocida como SDMA que necesita de identificar a los usuarios en términos de su posición en el entorno.

Por tanto, ahora ya no es suficiente la caracterización del canal radio en términos de la variabilidad experimentada por las señales transmitidas, sino que se requiere de modelos que caractericen espacialmente el canal radio. Es por ello que se hace uso de modelos de dispersión geométricos de un solo salto, que dependiendo del entorno de operación (microcelular, macrocelular, etc.) determinan la concentración de los objetos dispersores y

la ubicación de los usuarios en el espacio, mediante las estadísticas de ángulo de llegada (AOA) y tiempo de llegada (TOA) de las componentes multitrayectoria.

En el siguiente capítulo se analizará el modelo de dispersión elíptico de un solo salto utilizado para caracterizar espacialmente el entorno microcelular. Además se planteará el nuevo modelo de dispersión elíptico de doble salto propuesto en esta tesis para caracterizar las contribuciones del entorno, en términos de componentes multitrayectoria, en base a sectores elípticos.

III MODELO DE DISPERSIÓN ELÍPTICO

III.1 Introducción

Como se estableció brevemente en la sección II.3.1, el modelo de dispersión elíptico es un modelo de canal geométrico de un solo salto para entornos microcelulares. El propósito de este modelo es conseguir un mejor entendimiento de las características espaciales del canal radio. El modelo proporciona las estadísticas del canal en cuanto al ángulo de llegada y al tiempo de llegada de las señales recibidas en la estación base.

Se asume que los dispersores se encuentran distribuidos dentro de una elipse de acuerdo a una función de densidad de probabilidad conjunta (fdp) uniforme; los focos de la elipse están representados por la estación base y el terminal móvil. A partir de la posición de los dispersores, se determina el ángulo de llegada y el tiempo de llegada de las componentes multitrayectoria.

De la función de densidad de probabilidad conjunta se obtienen las funciones de densidad de probabilidad marginales del ángulo de llegada y del tiempo de llegada, con las cuales pueden derivarse estadísticas que proporcionan una caracterización del entorno espacial.

En este capítulo se plantearán las características del modelo, se establecerá el desarrollo matemático a través del cual es posible definir el entorno espacial y se mostrarán resultados de simulación que validan el análisis del modelo.

III.2 Planteamiento del Modelo

En el modelo elíptico [Ertel y Reed, 1999], como lo sugiere su nombre, se plantea un entorno elíptico en el cual están contenidos los dispersores, la estación base y el terminal móvil. La posición de los dispersores dentro de la elipse está regida por una fdp conjunta uniforme, mientras que la estación base y el terminal móvil están ubicados en los puntos focales. El modelo es apropiado para entornos microcelulares donde la altura de la antena de la estación base es relativamente baja, lo que ocasiona que se tengan componentes multitrayectoria originadas por dispersores localizados tanto en las cercanías de la estación base como del terminal móvil.

La geometría base del modelo se muestra en la figura 13, la estación base (EB) y el terminal móvil (TM) ocupan los focos de la elipse y se encuentran separados una distancia D . Los dispersores (S_n) se encuentran distribuidos uniformemente en toda la elipse de acuerdo a una función de densidad de probabilidad $f_{x,y}(x, y)$. La distancia total recorrida por una señal multitrayectoria recibida en la estación base está dada por la suma de la distancia del terminal móvil al dispersor (d_s) más la distancia del dispersor a la estación base (d_b). El ángulo de llegada (θ_b) de las señales multitrayectoria recibidas en la estación base está definido por la posición xy del dispersor que las originó.

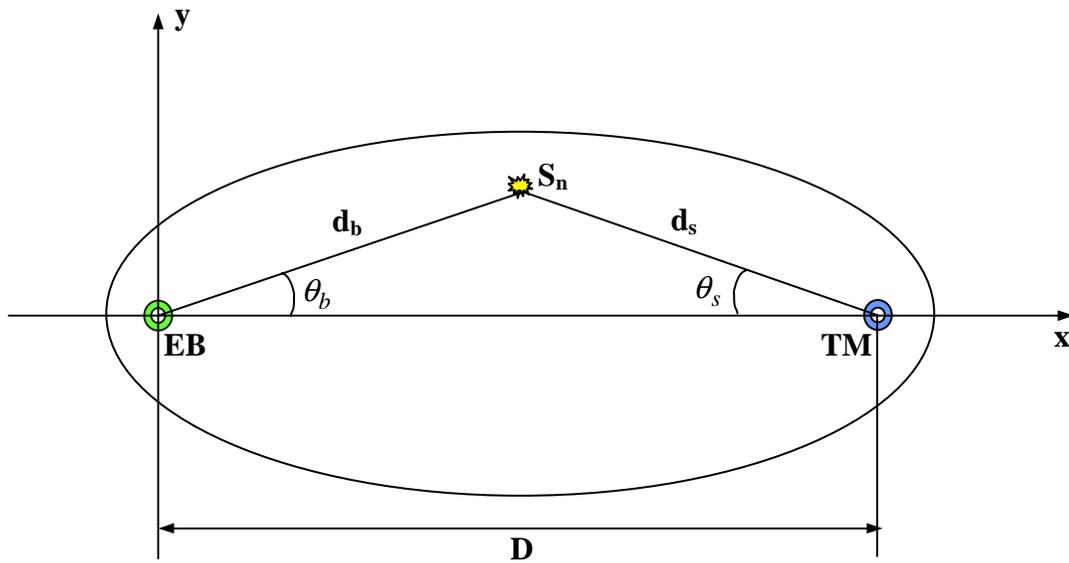


Figura 13. Geometría del modelo elíptico.

Para aplicar el modelo elíptico se deben tener en cuenta las siguientes consideraciones

[Liberti y Rappaport, 1996]:

- Las señales recibidas en la estación base son ondas planas que se propagan sobre un plano horizontal.
- Los dispersores actúan como elementos reradiantes omnidireccionales.
- Existe una trayectoria de línea de visión directa entre el terminal móvil y la estación base.
- El modo dominante de propagación es por multitrayectoria de un solo salto. Es decir, toda réplica de la señal original recibida en la estación base ha interactuado con tan solo un dispersor.

En la figura 14, se muestra la interpretación esquemática del modelo elíptico. En la parte izquierda se muestra la zona de dispersores en donde se encuentran tanto la estación base como el terminal móvil. Sin embargo, al aplicar el modelado elíptico para evaluar el entorno espacial, no todos los dispersores que se encuentren en dicha zona se tomarán en cuenta. En la parte derecha de la figura 14, se observa que sólo aquellos dispersores que hayan quedado en el interior de la elipse serán considerados en el modelado espacial. La explicación del por qué se descartan aquellos dispersores ubicados fuera de la elipse tiene su base, precisamente, en una propiedad de la elipse. Dicha propiedad establece que la suma de las distancias de un punto cualquiera sobre la periferia de la elipse a los dos focos es siempre igual a una constante.

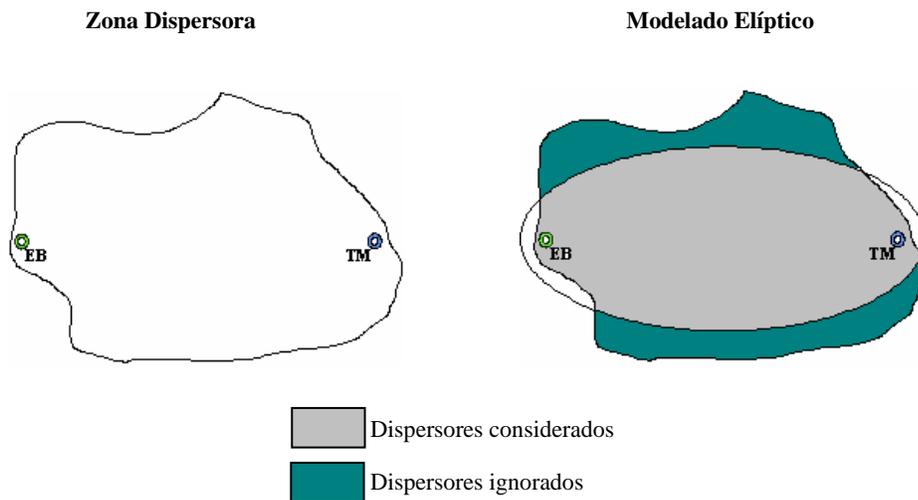


Figura 14. Modelado elíptico de una zona dispersora.

Esto significa que todas las señales que sean reflejadas por algún dispersor ubicado en la periferia de la elipse recorrerán la misma distancia desde el terminal móvil hasta la estación base. En la figura 15 se muestra que la distancia recorrida por dos señales multitrayectoria desde el terminal móvil hasta la estación base es la misma, independientemente de la ubicación de los dispersores que las originan sobre la periferia de la elipse.

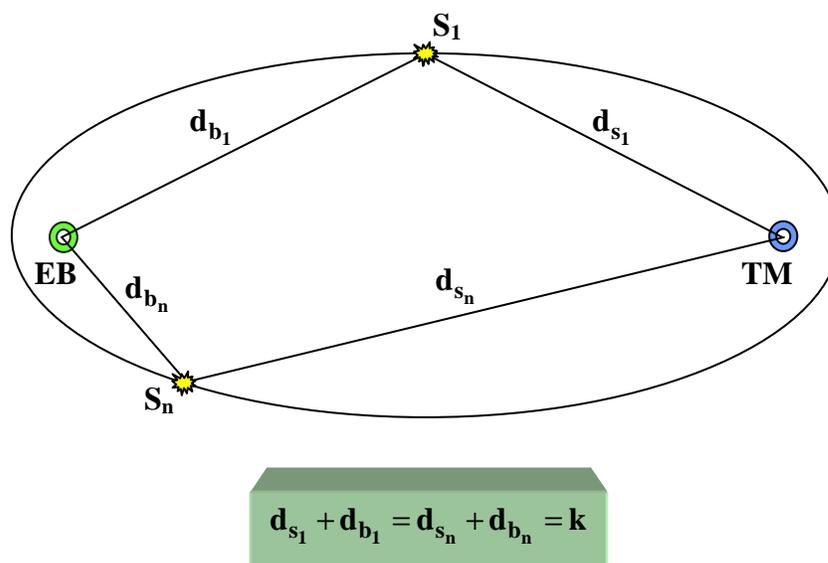


Figura 15. Propiedad de la elipse.

La distancia total recorrida por las señales multitrayectoria de la figura 15, es la distancia máxima que una señal puede recorrer desde el terminal móvil hasta la estación base cuando incide sobre un dispersor ubicado en el interior de la elipse. Por tanto, las señales multitrayectoria originadas por dispersores localizados en el interior de la elipse, tendrán un retardo de tiempo (al llegar a la estación base) que no excederá un cierto retardo máximo correspondiente a la máxima distancia que una señal puede recorrer en el interior de la elipse.

De esta forma, mediante la propiedad de la elipse anteriormente mencionada, es posible delimitar las señales multitrayectoria a analizar y por lo tanto, los dispersores a considerar.

Se puede establecer, entonces, que el modelo elíptico tiene la interpretación física de que sólo aquellas señales multitrayectoria que lleguen a la estación base con un retardo máximo τ_m serán consideradas. Esto se fundamenta en el hecho de que las señales multitrayectoria originadas por dispersores ubicados fuera de la elipse recorrerán una mayor distancia que aquellas originadas por dispersores en el interior de la elipse, por lo que experimentarán mayores pérdidas por trayectoria y tendrán una menor potencia. Es por ello que los dispersores localizados en el exterior de la elipse no son tomados en cuenta en el modelado espacial del entorno.

Por tanto, el retardo máximo τ_m representa un factor crítico para definir las dimensiones de la elipse utilizada en el modelo. Los parámetros de la elipse deben expresarse en términos de dicho retardo máximo.

En la figura 16 se muestran los parámetros de la elipse a_m y b_m que son el semieje mayor y el semieje menor respectivamente. La línea más gruesa sobre el eje x , representa el recorrido de una señal multitrayectoria originada por un dispersor (S_1) ubicado justo atrás de la estación base. La distancia total recorrida por la señal está compuesta por la distancia d_{s_1} del terminal móvil al dispersor y por la distancia d_{b_1} del dispersor a la estación base.

Puesto que el dispersor en cuestión se encuentra sobre la periferia de la elipse, la distancia total recorrida por la señal multitrayectoria es la distancia máxima que una señal puede recorrer en el interior de la elipse.

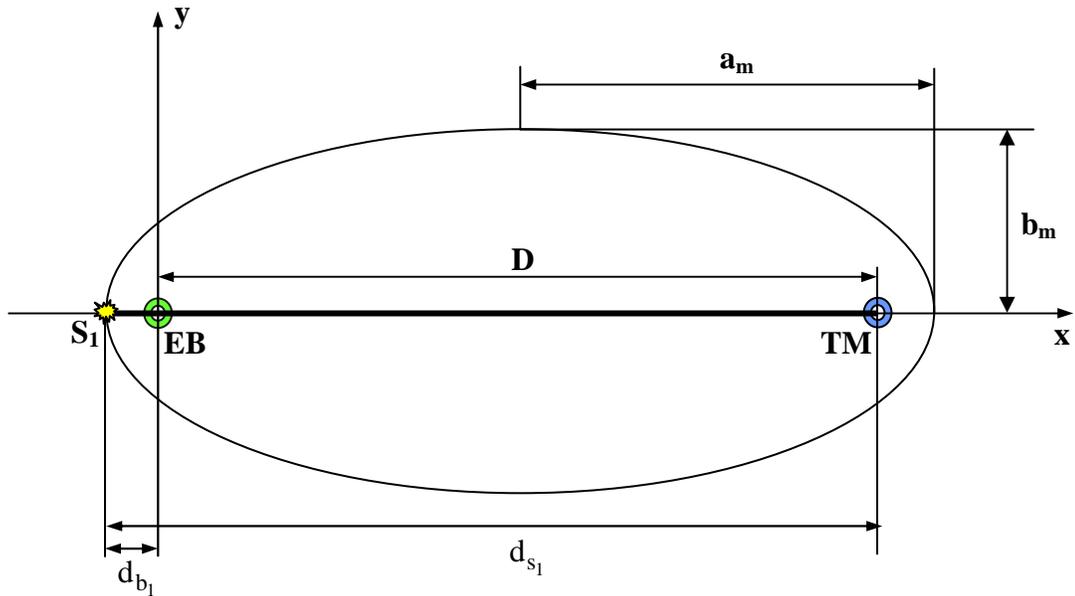


Figura 16. Parámetros que definen las dimensiones de la elipse.

Por tanto, a partir de la figura anterior se puede definir la distancia máxima como:

$d_{\max} = d_{s_1} + d_{b_1}$	(7)
--------------------------------	-----

donde:

$d_{s_1} = D + a_m - \frac{D}{2}$	(8)
-----------------------------------	-----

y

$d_{b_1} = a_m - \frac{D}{2}$	(9)
-------------------------------	-----

por lo que el valor de la distancia máxima es:

$d_{\max} = D + a_m - \frac{D}{2} + a_m - \frac{D}{2} = 2a_m.$	(10)
--	------

Y como se puede ver en (10), la distancia máxima que una señal puede recorrer está en función de uno de los parámetros de la elipse, en este caso, el semieje mayor.

Ahora bien, si ya se conoce el valor de la distancia máxima, se puede obtener el valor del retardo máximo τ_m que está dado por:

$\tau_m = \frac{d_{\max}}{c} = \frac{2a_m}{c}$	(11)
--	------

donde c representa la velocidad de la luz. De esta forma, el parámetro a_m de la elipse se encuentra relacionado con el máximo retardo de propagación τ_m .

Así como se ha obtenido un retardo máximo de propagación para delimitar las señales multitrayectoria a considerar en el modelo elíptico, también es posible definir un retardo mínimo, con lo cual se definiría un intervalo en cuanto a tiempo de retardo dentro del cual se deben encontrar todas las señales multitrayectoria originadas por dispersores en el interior de la elipse.

El retardo mínimo τ_p se puede definir si se observa en la figura 16 que la distancia mínima que una señal puede recorrer desde el terminal móvil a la estación base, es la distancia de visión directa (D). Es importante mencionar que si una señal recorre la dirección de visión directa, no interactúa con dispersor alguno, por lo que su trayectoria es menor que todas aquellas recorridas por las señales que sí interactúan con los dispersores.

Entonces, la distancia mínima está definida por:

$d_{\min} = D$	(12)
----------------	------

donde D es la separación de visión directa entre el terminal móvil y la estación base.

De forma similar como se obtuvo el retardo máximo, se define el retardo mínimo como:

$$\tau_p = \frac{d_{\min}}{c} = \frac{D}{c}. \quad (13)$$

Por lo tanto, todas las señales multitrayectoria a considerar en el modelo deberán tener un tiempo de retardo delimitado por el intervalo formado por las expresiones (11) y (13):

$$\tau_p \leq \tau_{s_n} \leq \tau_m \quad (14)$$

$$\frac{D}{c} \leq \frac{d_{s_n} + d_{b_n}}{c} \leq \frac{2a_m}{c} \quad (15)$$

donde τ_{s_n} representa el tiempo de retardo de la señal multitrayectoria generada por el n -ésimo dispersor.

Como se estableció anteriormente, los parámetros de la elipse deben expresarse en función de factores críticos como el tiempo máximo de retardo τ_m y la distancia D de visión directa entre el terminal móvil y la estación base. A partir de la expresión (11) y de la geometría mostrada en la figura 17, se puede definir el semieje mayor a_m y el semieje menor b_m como:

$$a_m = \frac{c\tau_m}{2} \quad (16)$$

$$b_m = \frac{1}{2} \sqrt{c^2\tau_m^2 - D^2}. \quad (17)$$

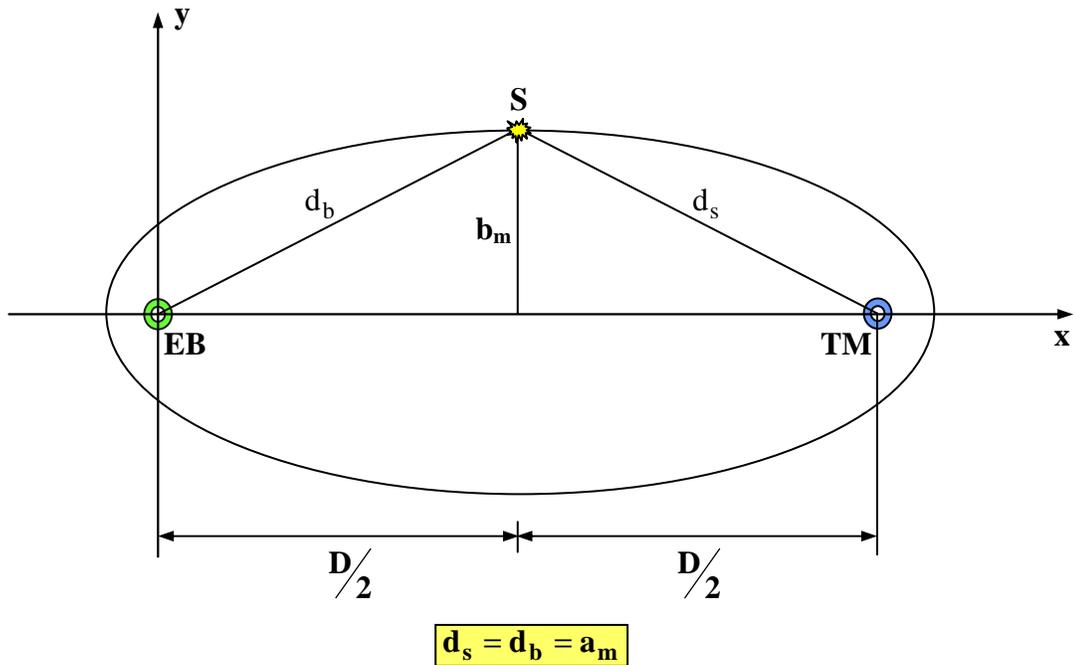


Figura 17. Geometría para obtener la expresión del semieje menor b_m .

La expresión que describe las dimensiones de la elipse en términos de la geometría de sus parámetros puede estar dada en forma cartesiana (como se muestra en la figura 16) o en forma polar. La expresión en coordenadas cartesianas se muestra en la expresión (18), mientras que la expresión en coordenadas polares está dada en la expresión (19):

$\frac{\left(x - \frac{D}{2}\right)^2}{a_m^2} + \frac{y^2}{b_m^2} = 1$	(18)
$d_b = \frac{c^2 \tau_m^2 - D^2}{2c\tau_m - 2D \cos(\theta_b)}$	(19)

III.3 Desarrollo Matemático del Modelo

En la parte inicial de la sección III.2 se mencionó que la posición de los dispersores en el interior de la elipse se encuentra regida por una función de densidad de probabilidad conjunta uniforme. La posición de los dispersores en el entorno es de suma importancia, pues a partir de ella es posible derivar posteriormente el ángulo de llegada (AOA) y el tiempo de llegada (TOA) de las señales multitrayectoria que generan, definiendo así las características espaciales del canal. Por tanto, el desarrollo matemático del modelo elíptico se fundamenta en determinar la función de densidad de probabilidad conjunta TOA/AOA y en derivar, a partir de ella, las funciones de densidad de probabilidad marginales tanto del ángulo de llegada como del tiempo de llegada de las componentes multitrayectoria para obtener las estadísticas que definan el entorno espacial.

En la figura 18 se muestra la geometría del dispersor en el modelo elíptico, como ya se había precisado, se define un sistema de coordenadas cartesianas (x, y) en donde la estación base se encuentra en el origen y el terminal móvil se ubica sobre el eje x a una distancia D del origen. La posición espacial de todo dispersor en la elipse está dada por una coordenada (x, y) . Esto se puede apreciar en la figura 18 con las líneas punteadas que se extienden desde el dispersor (S_n) hasta los ejes coordenados. Las coordenadas (x, y) correspondientes a cada dispersor se asignan de acuerdo a una función de densidad de probabilidad conjunta $f_{x,y}(x, y)$.

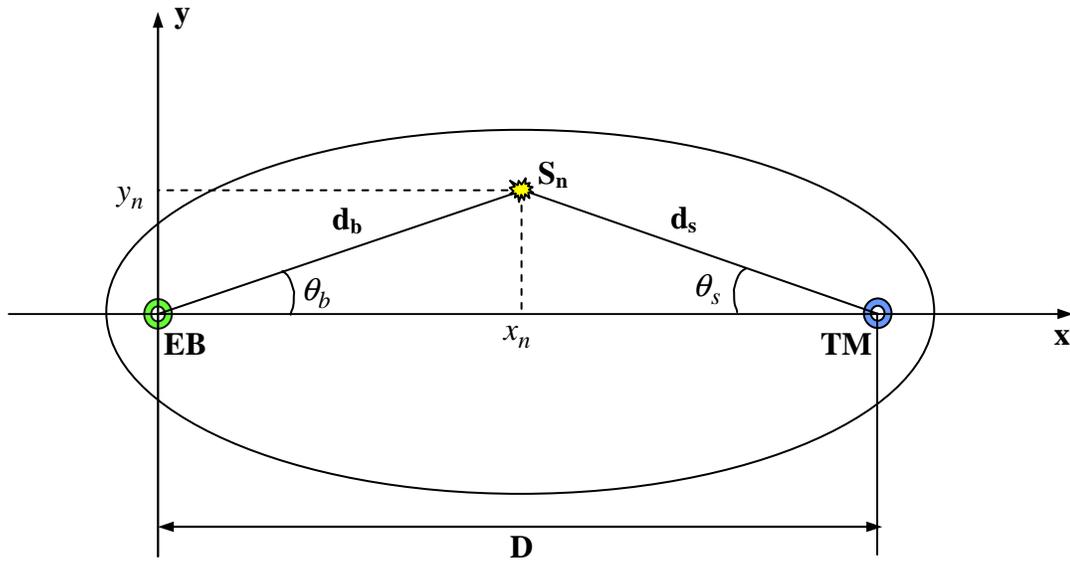


Figura 18. Geometría de posición de los dispersores en el entorno elíptico.

Sin embargo, lo que se busca con el modelado elíptico es caracterizar el entorno mediante la información obtenida del mismo, esto es, mediante la información proporcionada por el ángulo de llegada y el tiempo de llegada de las señales multirayectoria. Es por ello que se requiere determinar la función de densidad de probabilidad conjunta de los dispersores en términos del tiempo y del ángulo de llegada de las componentes multirayectoria que generan. Por tanto, se necesita que la función de densidad conjunta en coordenadas cartesianas (x, y) se exprese en coordenadas polares (d_b, θ_b) como una etapa de transición para determinar la fdp conjunta TOA/AOA. A continuación se muestran las expresiones que relacionan las coordenadas polares con las coordenadas cartesianas:

$d_b = \sqrt{x^2 + y^2}$	(20)
$\theta_b = \tan^{-1}\left(\frac{y}{x}\right)$	(21)
$x = d_b \cos(\theta_b)$	(22)

$y = d_b \sin(\theta_b)$	(23)
--------------------------	------

donde, como ya se definió, (x, y) hace referencia a la posición del dispersor.

Lo que se desea es determinar la distribución de probabilidad de una función de dos variables a partir de otra función de densidad de probabilidad de dos variables, es decir, se requiere de aplicar una transformación de variables. Por tanto, se emplea el Jacobiano de la transformación [Peebles, 1993] para obtener la fdp conjunta $f_{d_b, \theta_b}(d_b, \theta_b)$ en variables polares a partir de la fdp conjunta $f_{x,y}(x, y)$ en variables cartesianas:

$f_{d_b, \theta_b}(d_b, \theta_b) = f_{x,y}(x, y) J(x, y) $	(24)
--	------

donde x y y están dadas por las expresiones (22) y (23) respectivamente, y $J(x, y)$ es el Jacobiano de la transformación definido por:

$J(x, y) = \begin{vmatrix} \frac{\partial x}{\partial d_b} & \frac{\partial x}{\partial \theta_b} \\ \frac{\partial y}{\partial d_b} & \frac{\partial y}{\partial \theta_b} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos(\theta_b) & -d_b \sin(\theta_b) \\ \sin(\theta_b) & d_b \cos(\theta_b) \end{vmatrix} = d_b.$	(25)
---	------

Si se substituye (25) en (24), se obtiene:

$f_{d_b, \theta_b}(d_b, \theta_b) = d_b f_{x,y}(d_b \cos(\theta_b), d_b \sin(\theta_b)).$	(26)
---	------

Como d_b es un valor de distancia entre un dispersor y la estación base, lo consideraremos positivo para todos los casos, por lo que (26) ahora se expresa como:

$f_{d_b, \theta_b}(d_b, \theta_b) = d_b f_{x,y}(d_b \cos(\theta_b), d_b \sin(\theta_b)).$	(27)
---	------

De esta forma, se ha encontrado la función de densidad de probabilidad que define la posición de los dispersores en términos de una distancia (d_b) y de un ángulo (θ_b). No obstante, se requiere definir la expresión de una distribución de probabilidad de dispersores

en términos del tiempo de llegada (TOA) y del ángulo de llegada (AOA) de las componentes multitrayectoria que originan.

Por tanto, se debe de encontrar una relación entre d_b y el retardo de propagación τ de las componentes multitrayectoria. A partir de la figura 18, aplicando la ley de los cosenos al triángulo en cuyos vértices están ubicados la estación base (EB), el terminal móvil (TM) y el n-ésimo dispersor (S_n), se obtiene:

$d_s^2 = D^2 + d_b^2 - 2d_b D \cos(\theta_b).$	(28)
--	------

Ahora bien, de acuerdo a la expresión (15), el retardo total de propagación de cualesquier señal multitrayectoria está dado por:

$\tau = \frac{d_b + d_s}{c}.$	(29)
-------------------------------	------

Resolviendo para d_s en (28) y substituyendo en (29) se obtiene:

$\tau = \frac{1}{c} \left(d_b + \sqrt{D^2 + d_b^2 - 2d_b D \cos(\theta_b)} \right)$	(30)
--	------

logrando así, expresar el retardo de propagación τ en términos de la distancia d_b del dispersor a la estación base.

Para obtener la expresión de d_b en términos del retardo de propagación τ , simplemente se elevan al cuadrado los términos a ambos lados de la expresión (30) y se resuelve para d_b :

$d_b = \frac{D^2 - \tau^2 c^2}{2(D \cos(\theta_b) - \tau c)}$	(31)
---	------

Habiendo establecido las relaciones recíprocas entre la distancia d_b y el retardo de propagación τ se puede realizar la transformación de variables para determinar la fdp

conjunta $f_{\tau,\theta_b}(\tau,\theta_b)$ en variables de tiempo y ángulo, a partir de la fdp conjunta $f_{d_b,\theta_b}(d_b,\theta_b)$ en variables polares. Por lo tanto, aplicando el Jacobiano de la transformación se tiene:

$$f_{\tau,\theta_b}(\tau,\theta_b) = f_{d_b,\theta_b}(d_b,\theta_b) |J(d_b,\theta_b)| \quad (32)$$

donde d_b está dada por la expresión (31) y $J(d_b,\theta_b)$ es el Jacobiano de la transformación definido por:

$$J(d_b,\theta_b) = \left| \frac{\partial d_b}{\partial \tau} \right| = \frac{D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos(\theta_b)}{2(D \cos(\theta_b) - \tau c)^2}. \quad (33)$$

Al sustituir (33) en (32) se obtiene:

$$f_{\tau,\theta_b}(\tau,\theta_b) = \frac{D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos(\theta_b)}{2(D \cos(\theta_b) - \tau c)^2} \cdot f_{d_b,\theta_b} \left(\frac{D^2 - \tau^2 c^2}{2(D \cos(\theta_b) - \tau c)}, \theta_b \right). \quad (34)$$

La expresión anterior define la fdp conjunta TOA/AOA $f_{\tau,\theta_b}(\tau,\theta_b)$ en términos de la distribución de probabilidad con variables polares $f_{d_b,\theta_b}(d_b,\theta_b)$. Sin embargo, es posible expresar la fdp conjunta TOA/AOA en términos de la fdp conjunta original en variables cartesianas $f_{x,y}(x,y)$ utilizando las expresiones (27) y (31), con lo cual se obtiene:

$$f_{\tau,\theta_b}(\tau,\theta_b) = \frac{(D^2 - \tau^2 c^2)(D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos(\theta_b))}{4(D \cos(\theta_b) - \tau c)^3} \cdot f_{x,y}(d_b \cos(\theta_b), d_b \sin(\theta_b)). \quad (35)$$

En la expresión anterior, se define la fdp conjunta TOA/AOA desde la perspectiva de la estación base en términos de una densidad de dispersores arbitraria $f_{x,y}(x,y)$, donde x y y están definidas de acuerdo a las expresiones (22) y (23) respectivamente.

Si, como ya se ha establecido en diversas oportunidades, los dispersores se encuentran distribuidos de forma uniforme en el entorno elíptico, la fdp conjunta que define su densidad está dada por:

$$f_{x,y}(x,y) = \begin{cases} \frac{1}{A}, & x,y \in R_A \\ 0, & \text{otro lugar} \end{cases} \quad (36)$$

donde R_A es la región dentro de la cual están distribuidos los dispersores y A es el área de tal región.

Sustituyendo el resultado de la expresión (36) en (35), se obtiene:

$$f_{\tau,\theta_b}(\tau,\theta_b) = \frac{(D^2 - \tau^2 c^2)(D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos(\theta_b))}{4A(D \cos(\theta_b) - \tau c)^3}. \quad (37)$$

Como la región R_A empleada es una elipse, el área está definida por $A = \pi a_m b_m$, y al sustituir dicha área en la expresión (37), se tiene:

$$f_{\tau,\theta_b}(\tau,\theta_b) = \begin{cases} \frac{(D^2 - \tau^2 c^2)(D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos(\theta_b))}{4\pi a_m b_m (D \cos(\theta_b) - \tau c)^3}, & \frac{D}{c} \leq \tau \leq \tau_m, \theta_b \neq 0 \\ \frac{c(D + \tau c)}{4\pi a_m b_m}, & \frac{D}{c} \leq \tau \leq \tau_m, \theta_b = 0 \\ 0, & \text{otro lugar} \end{cases} \quad (38)$$

La expresión anterior define la fdp conjunta TOA/AOA que percibe la estación base cuando se considera un entorno elíptico de dispersión. Como se puede observar, se han

establecido los intervalos de validez de la expresión (38). Se debe notar que se considera por separado el caso cuando el ángulo de llegada (θ_b) de una señal a la estación base es de 0. Esto se debe a que cuando se sustituye $\theta_b = 0$ y $\tau = D/c$ en el primer caso de la expresión (38), se tiene un 0 como denominador indefiniendo la ecuación. Sin embargo, cuando $\theta_b = 0$, es posible realizar una reducción de términos, obteniendo la ecuación correspondiente al segundo caso de (38).

El intervalo de validez de (38) está delimitado por el mínimo retardo de propagación (D/c) y el máximo retardo de propagación (τ_m) que una señal puede tener al llegar a la estación base dentro de un entorno elíptico. Lo anterior concuerda con la geometría elíptica descrita con anterioridad. Por tanto, la validez de la expresión (38) está dada por todos los posibles tiempos de llegada (TOA) y ángulos de llegada (AOA) que puede tener las componentes multitrayectoria originadas en el entorno elíptico.

En la figura 19, se muestra la gráfica en tercera dimensión de la fdp conjunta TOA/AOA definida en (38). Para la obtención de la gráfica se diseñó un programa en MATLAB 5.3 que considera una distancia D entre estación base y terminal móvil de 1000 metros y un máximo retardo de propagación τ_m de 5 microsegundos.

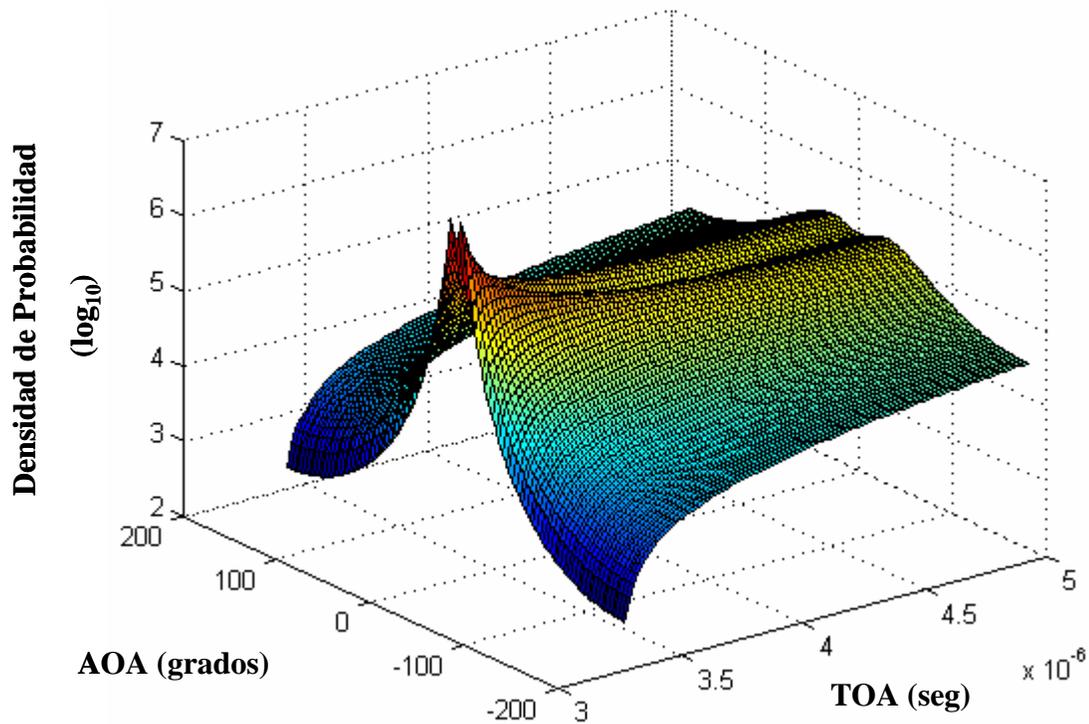


Figura 19. Gráfica tridimensional de la fdp conjunta TOA/AOA.

En la gráfica anterior, el ángulo de llegada está dado en grados dentro del intervalo $-180 \leq \theta_b \leq 180$, mientras que el tiempo de llegada se muestra en segundos con el intervalo $D/c = 3.33 \times 10^{-6} \leq \tau \leq \tau_m = 5 \times 10^{-6}$.

Esta gráfica muestra la relación existente entre el ángulo de llegada y el tiempo de llegada de las componentes multitrayectoria. Esto es, el TOA y AOA de las señales recibidas en la estación base dependen de la posición de los dispersores con que interactúan, por lo que a partir de la figura 19 es posible obtener información preliminar del entorno espacial percibido por la estación base en términos de la densidad de dispersores existente.

De esta forma, en la parte superior de la gráfica mostrada en la figura 19, se aprecia una inflexión negativa aproximadamente a lo largo de la línea de 0° entre un retardo mínimo de

propagación de $D/c = 3.33 \mu\text{seg}$ y un retardo máximo de propagación de $\tau_m = 5 \mu\text{seg}$. Lo anterior indica que en esa zona, que corresponde a la dirección de visión directa, existe una menor probabilidad de encontrar una alta densidad de dispersores. Sin embargo, a los lados de la inflexión negativa, existen inflexiones positivas que se unen en la parte más alta de la gráfica en 0° , lo que sugiere una mayor concentración de puntos dispersores en las cercanías de la dirección de visión directa.

En la figura 20 se muestra una perspectiva de contornos de densidad de la parte superior de la gráfica vista en la figura 19. En esta perspectiva de contornos, se pueden ver cuatro zonas de densidad de dispersores. La zona de muy baja densidad corresponde a la dirección de visión directa, es decir, la inflexión negativa que se observa en la figura 19, mientras que la zona de alta densidad representa las inflexiones positivas que se aprecian también en la figura 19. Cerca de la parte donde se unen las inflexiones positivas de la figura 19, se encuentra una zona de muy alta densidad como se aprecia en la figura 20. Lo anterior también sugiere la existencia de una alta densidad de dispersores alrededor de la dirección de visión directa entre la estación base y el terminal móvil.

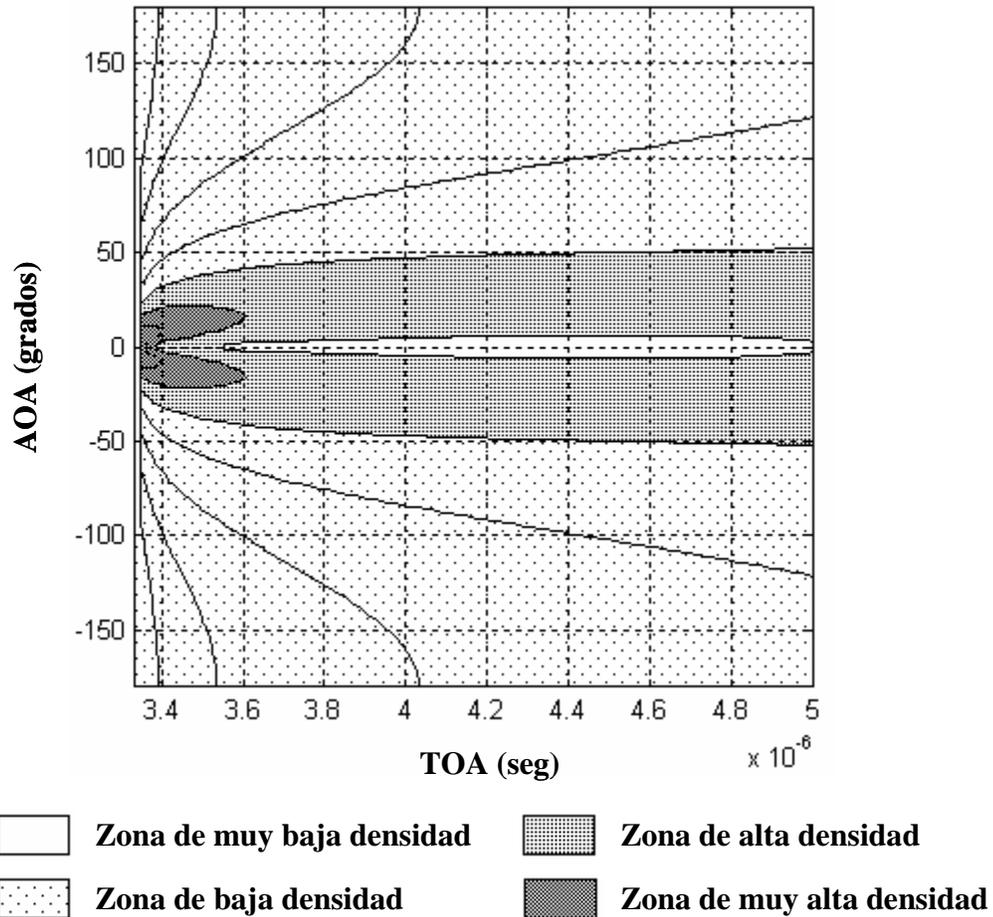


Figura 20. Perspectiva de contornos de densidad de la parte superior de la gráfica de la fdp conjunta TOA/AOA.

Además, a partir de la misma figura 20, se puede decir que un gran número de dispersores se encuentran, relativamente, a ángulos y tiempos pequeños de la estación base.

No obstante la información preliminar que se puede derivar de la fdp conjunta TOA/AOA, se requiere de datos más precisos que definan de una mejor forma el entorno espacial que percibe la estación base. Para ello se necesitan derivar las funciones de densidad de probabilidad marginales tanto del tiempo como del ángulo de llegada. Dichas funciones

marginales se obtienen a partir de la fdp conjunta TOA/AOA. La forma en que se obtienen las funciones marginales se demuestra en el apéndice III.1.

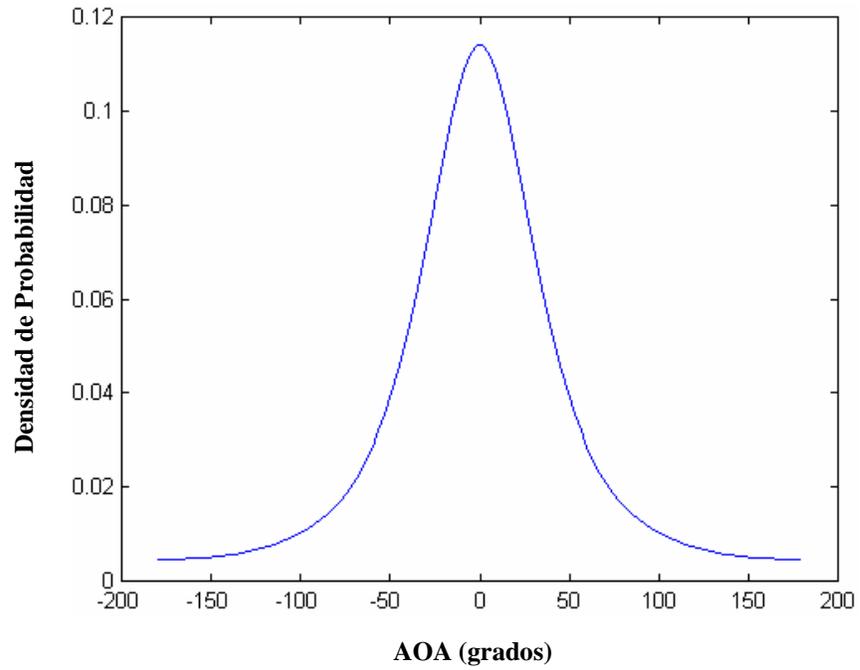
La expresión que define la fdp marginal para el ángulo de llegada se muestra en (39), mientras que la correspondiente a la fdp marginal para el tiempo de llegada se muestra en (40).

$f_{\theta_b}(\theta_b) = \frac{1}{8\pi a_m b_m} \left(\frac{\tau_m^2 c^2 - D^2}{\tau_m c - D \cos(\theta_b)} \right)^2$	(39)
$f_{\tau}(\tau) = \begin{cases} \frac{c(2\tau^2 c^2 - D^2)}{4a_m b_m \sqrt{\tau^2 c^2 - D^2}}, & \frac{D}{c} \leq \tau \leq \tau_m \\ 0, & \text{otro lugar} \end{cases}$	(40)

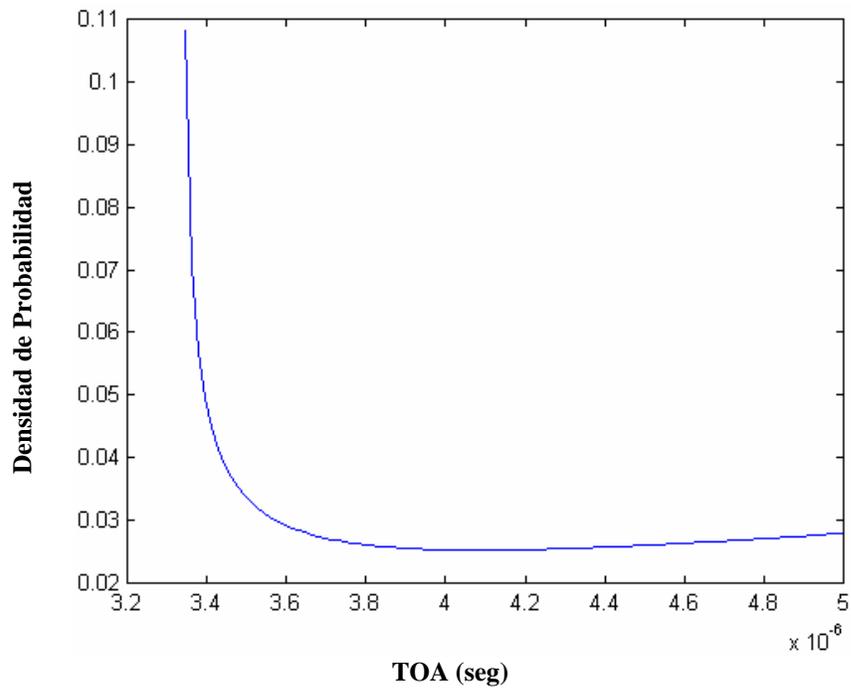
Con las funciones marginales del ángulo y del tiempo de llegada, es posible derivar los parámetros estadísticos, tales como la media y la desviación estándar, que definen de forma precisa las características espaciales del entorno.

Las gráficas de la fdp marginal del ángulo de llegada y la fdp marginal del tiempo de llegada se muestran en la figura 21(a) y 21(b) respectivamente.

En la tabla I se muestran los parámetros estadísticos correspondientes a cada una de las funciones marginales. En el apéndice III.2 se describe la forma en que se derivan tales parámetros.



(a)



(b)

Figura 21. Gráfica de las funciones de densidad de probabilidad marginales: (a) AOA; (b) TOA.

De esta forma, en referencia a la figura 21(a) y a partir de los datos mostrados en la tabla 1, correspondiente a la fdp marginal del ángulo de llegada, se puede ver que la media de la gráfica se encuentra en 0° . Esto nos indica que alrededor de este valor se concentran los ángulos de llegada de las componentes multitrayectoria. Así mismo, la desviación estándar de la gráfica en la figura 21(a) es de 55.91° , lo que significa que la mayoría de las componentes multitrayectoria recibidas en la estación base tienen un ángulo de llegada que se encuentra en el intervalo $-55.91^\circ \leq \theta_b \leq 55.91^\circ$. En términos de dispersores, esto quiere decir que existe una alta concentración de ellos en el intervalo angular antes mencionado. Es decir, la mayoría de los dispersores que contribuyen con señales multitrayectoria hacia la estación base, se encuentran ubicados a $\pm 55.91^\circ$ respecto a la estación base. Esto apoya las ideas derivadas a partir de las figuras 19 y 20, donde se mencionaba que existía un gran número de dispersores ubicados a ángulos relativamente pequeños de la estación base.

Por otra parte, en lo relativo a la información estadística obtenida de la fdp marginal TOA, el valor medio del tiempo de llegada es de $4.0883 \mu\text{seg}$ en la gráfica mostrada en la figura 21(b), es decir, que los tiempos de llegada de las señales multitrayectoria recibidas en la estación base se concentran alrededor de $4.0883 \mu\text{seg}$. La desviación estándar, mostrada en la tabla I, para el tiempo de llegada es de $0.53484 \mu\text{seg}$, lo que indica que la mayoría de las señales multitrayectoria recibidas en la estación base llegan con un retardo de propagación que se encuentra dentro del intervalo $3.5534 \mu\text{seg} \leq \tau \leq 4.6231 \mu\text{seg}$. Por tanto, lo que la estación base percibe, a partir de los parámetros estadísticos del tiempo de llegada, es que existe una alta concentración de dispersores ubicados en puntos tales que producen componentes multitrayectoria con retardos relativamente pequeños.

Reuniendo la información estadística tanto del AOA como del TOA, se puede concluir que el entorno espacial percibido por la estación base está caracterizado por un gran número de dispersores ubicados a ángulos y tiempos pequeños. Esto es, la mayor contribución de componentes multitrayectoria la producen dispersores que se encuentran ubicados con respecto a la estación base, de tal forma que dichas componentes multitrayectoria son recibidas en ángulos pequeños y tiempos de retardo pequeños.

Tabla I. Media y desviación estándar de las funciones marginales del AOA y TOA.

	Media	Desviación Estándar
AOA (grados)	$\bar{\theta}_b = 0$	$\sigma_{\theta_b} = 55.91$
TOA (μ seg)	$\bar{\tau} = 4.0883$	$\sigma_{\tau} = 0.53484$

Hasta el momento, se ha descrito el planteamiento del modelo y se ha establecido el desarrollo matemático, a partir del cual ha sido posible derivar la información estadística precisa que define las características espaciales del entorno ubicando los dispersores en términos del ángulo de llegada y del tiempo de llegada de las señales multitrayectoria con que contribuyen hacia la estación base.

El siguiente paso es realizar una simulación en la que se aplique el modelo elíptico para determinar las características espaciales del entorno en donde se encuentran la estación base y el terminal móvil, con la finalidad de cotejar los resultados de simulación con los resultados teóricos y validar así el planteamiento analítico anteriormente descrito.

III.4 Simulación

En el proceso de simulación del modelo elíptico es necesario plantear las dimensiones de la elipse, las cuales están representadas por el semieje mayor (a_m) y por el semieje menor (b_m). Como se vio en la sección III.2, las expresiones que definen ambos semiejes están en términos del retardo máximo de propagación (τ_m) y de la distancia de visión directa (D) entre la estación base y el terminal móvil. Por tanto, se debe definir primero el valor de estos dos parámetros.

Tomando en cuenta que el modelo elíptico es apropiado para un entorno microcelular, se define una distancia de visión directa entre la estación base y el terminal móvil de 1000 m, la cual es una distancia estándar promedio en un entorno de este tipo.

En el caso del retardo máximo de propagación, se elige un valor promedio de tiempo lo suficientemente grande de forma tal que dentro de dicho tiempo se considere la mayor parte de la potencia de las señales multitrayectoria del canal físico. Un valor promedio de retardo máximo de tiempo que cumple con esta condición es de 5μ seg.

Con estos valores de distancia y tiempo, es posible determinar el valor del semieje mayor y el semieje menor de la elipse. En la tabla II, se resumen los valores anteriores de distancia de línea de vista y de retardo máximo de propagación, así como los valores correspondientes de los semiejes mayor y menor.

Tabla II. Parámetros que definen las dimensiones de la elipse.

Distancia de línea de vista	$D = 1000 \text{ m}$
Retardo máximo de propagación	$\tau_m = 5 \text{ } \mu \text{ seg}$
Semieje mayor	$a_m = 750 \text{ m}$
Semieje menor	$b_m = 559.016 \text{ m}$

En la figura 22 se muestra la elipse generada por simulación mediante los parámetros definidos en la tabla anterior y se señalan los semiejes mayor y menor así como las posiciones de la estación base y el terminal móvil. El programa utilizado para realizar todo el proceso de simulación fue diseñado en la base MATLAB 5.3.

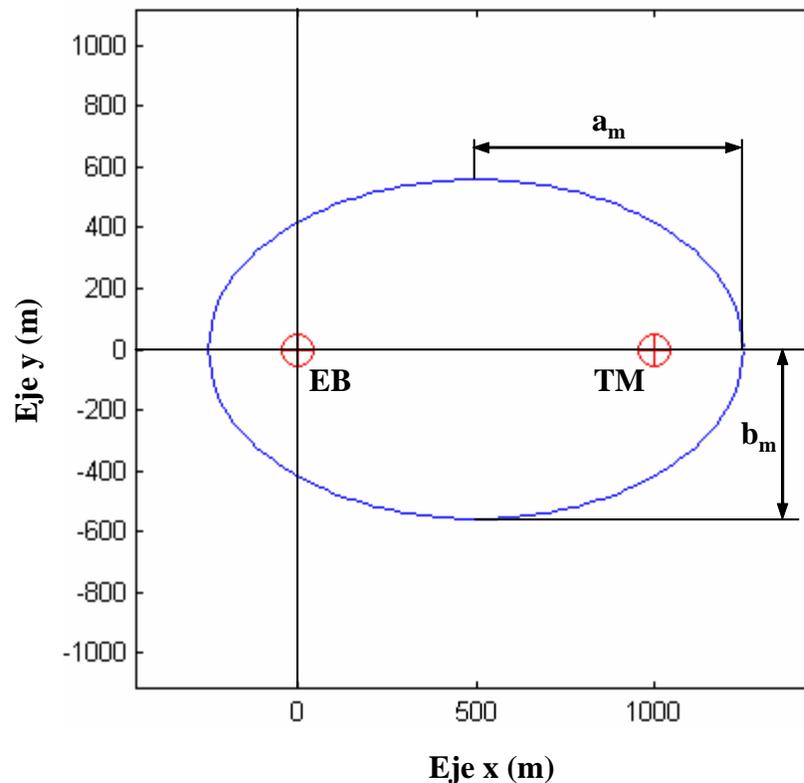


Figura 22. Entorno elíptico generado por simulación.

Habiendo definido el entorno elíptico de operación, el siguiente paso es colocar los dispersores en el interior de la elipse. Para esto, se debe primero fijar un número de dispersores a distribuir en el interior de la elipse. El número de dispersores elegidos para esta simulación es de 10,000 dispersores. Como ya se ha mencionado en repetidas ocasiones, la distribución empleada para definir las posiciones de los dispersores en la elipse es una distribución uniforme. Por tanto, en la simulación, se generaron 10,000 números aleatorios que se ajustaron a las dimensiones de la elipse mostrada en la figura 22. Esto es, se consideró la ecuación de la elipse como la ecuación que define una fdp con el mismo dominio y rango (x, y) de la elipse, de tal forma que al asignar a cada valor de x un número de elementos dispersores, estos queden uniformemente distribuidos.

En la figura 23, se observan los 10,000 dispersores distribuidos uniformemente en el entorno elíptico planteado.

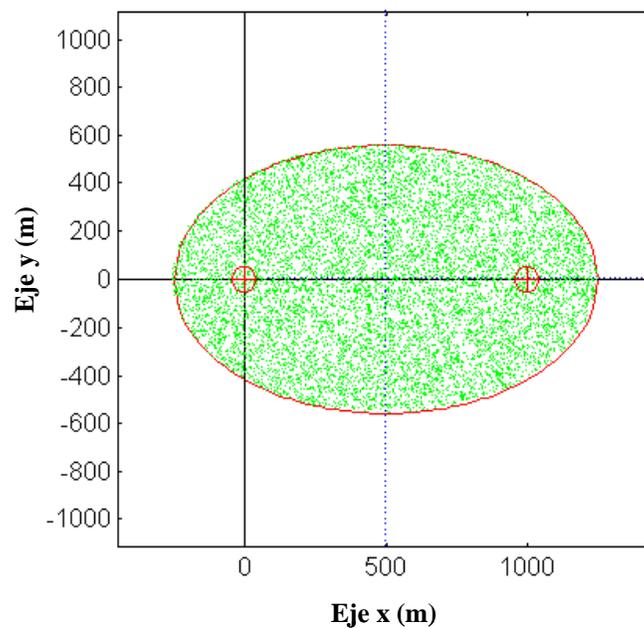


Figura 23. Dispersores distribuidos uniformemente en el interior de la elipse.

Una vez que se han distribuido los dispersores en la elipse, se conoce su ubicación en términos de las coordenadas cartesianas (x, y) . Por lo tanto, a partir de la geometría de la elipse y aplicando relaciones trigonométricas es posible determinar parámetros importantes como la distancia del terminal móvil al n-ésimo dispersor (d_{s_n}), la distancia del n-ésimo dispersor a la estación base (d_{b_n}), la distancia total recorrida por una señal que interactúa con el n-ésimo dispersor ($d_{s_n} + d_{b_n}$), el ángulo de llegada de la n-ésima componente multitrayectoria (θ_{b_n}) y el tiempo de llegada de la n-ésima componente multitrayectoria (τ_n).

En la figura 24, se muestra como resultado de simulación la gráfica de dispersores en términos del ángulo de llegada y del tiempo de llegada de las componentes multitrayectoria que generan.

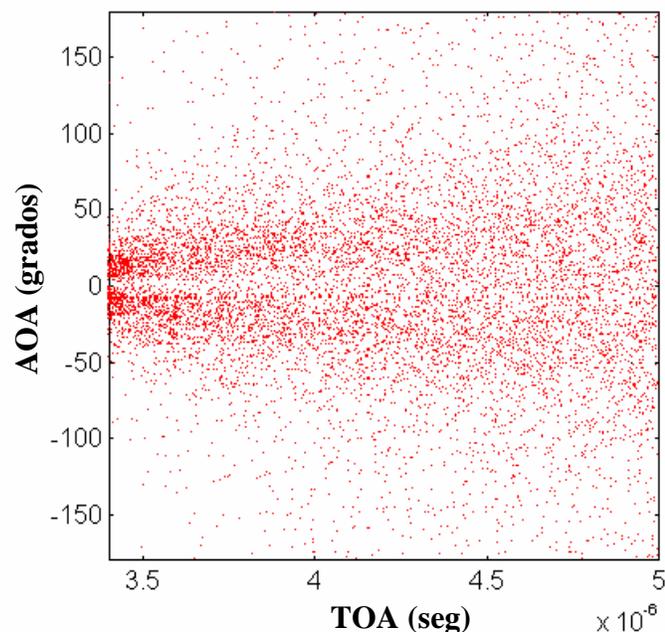


Figura 24. Gráfica de dispersores determinada por el AOA y TOA de las señales multitrayectoria que generan.

Esta gráfica muestra el entorno espacial visto desde la perspectiva de la estación base. Es muy importante, ya que esta gráfica define las características espaciales del entorno en términos de las contribuciones multitrayectoria de los dispersores. Se puede ver cómo existe una gran concentración de dispersores en las cercanías de la estación base, esto es, se encuentran ubicados a ángulos y tiempos pequeños. Esta concentración de dispersores, coincide con el punto más alto de la gráfica mostrada en la figura 19. En la figura 24, también se puede apreciar que existe una baja concentración de dispersores a lo largo de la línea de 0° (dirección de visión directa), y que alrededor de ella hay una mayor concentración de estos. Lo anterior coincide con lo mencionado a partir de la figura 20, donde se mostraban los contornos de densidad de la fdp conjunta TOA/AOA. Como ya se estableció en la sección III.3, a partir de las fdp marginales del ángulo y del tiempo de llegada, la mayor concentración de dispersores percibida por la estación base, se encuentra delimitada por el intervalo angular $-55.91^\circ \leq \theta_b \leq 55.91^\circ$ y por el intervalo en tiempo $3.5534 \mu \text{seg} \leq \tau \leq 4.6231 \mu \text{seg}$. Se puede ver que, aproximadamente, ese es el caso en la gráfica de la figura 24.

En la figura 25, se reproduce la gráfica de dispersores mostrada en la figura 24, pero superponiendo una gráfica de contornos de densidad. Se puede apreciar que el lóbulo central alargado en la dirección de visión directa, contiene una baja concentración de dispersores. Sin embargo, en sus cercanías existe una mayor concentración de dispersores. Nótese cómo los lóbulos más pequeños, ubicados en las cercanías de cero grados, coinciden exactamente con la gran concentración de dispersores percibida por la estación base a ángulos y tiempos pequeños. Se puede observar también, cómo va disminuyendo la

concentración de dispersores a medida que se extinguen los contornos de densidad, lo cual corrobora los resultados analíticos mostrados en la figura 19.

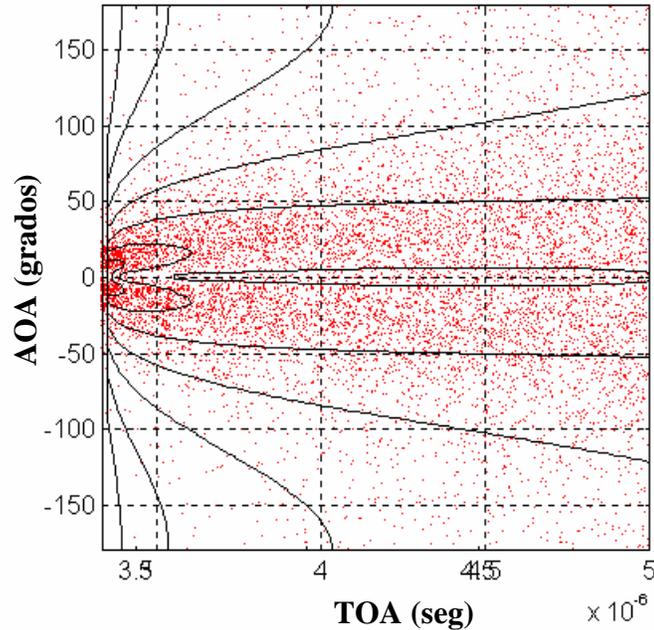


Figura 25. Gráfica de contornos de densidad superpuesta a la gráfica de dispersores en términos del AOA y TOA.

En las figuras 26 y 27 se muestran las gráficas de la fdp del ángulo de llegada y la fdp del tiempo de llegada respectivamente. Tales gráficas se obtuvieron a partir de la simulación, creando histogramas que contienen 33 bins⁴, donde el número de puntos en cada bin se dividió por el número total de puntos para obtener un histograma normalizado.

En las figuras 26 y 27 se superpuso la gráfica teórica de la fdp marginal del ángulo de llegada y del tiempo de llegada respectivamente. Como se puede ver, las gráficas obtenidas por simulación siguen aproximadamente el comportamiento de las gráficas teóricas, lo que valida el desarrollo analítico seguido en la sección III.3.

⁴ 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.

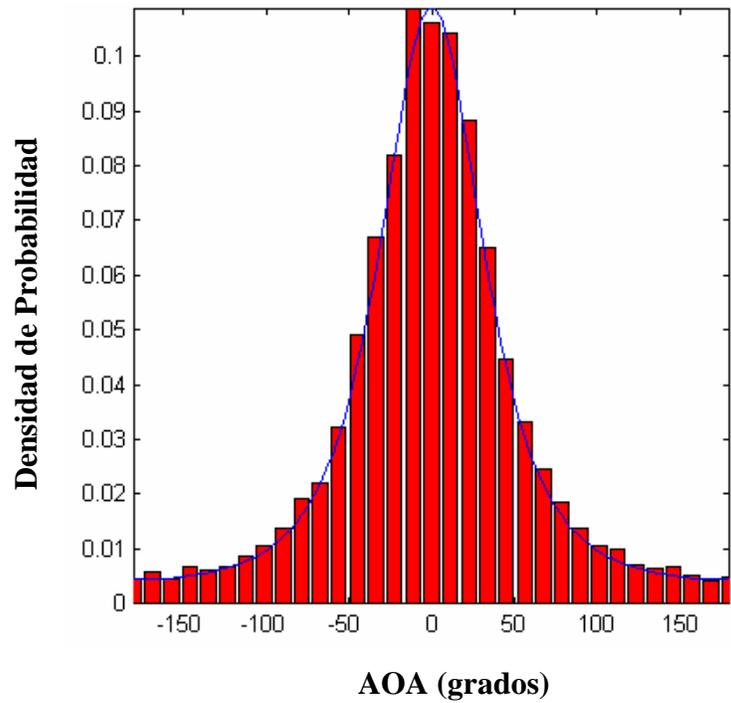


Figura 26. Histograma normalizado de la fdp marginal del AOA.

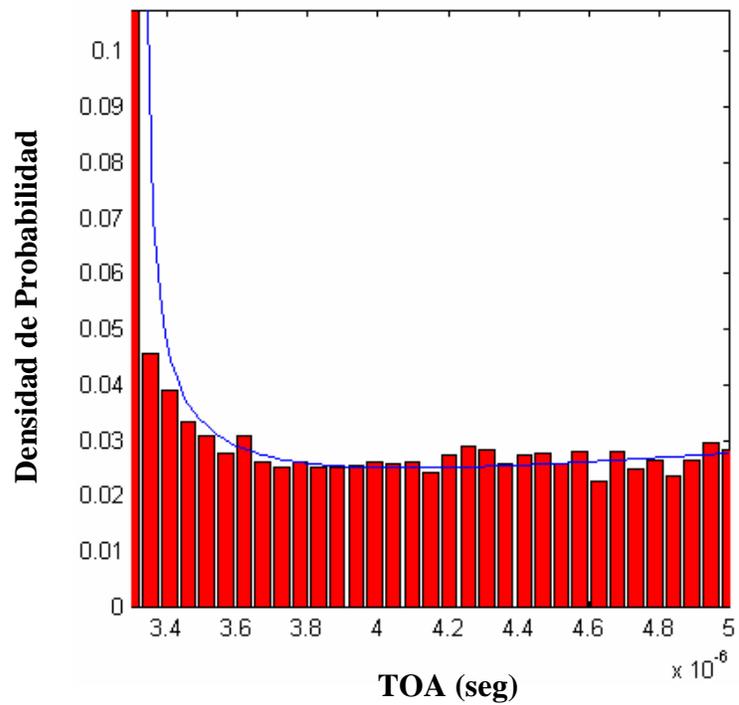


Figura 27. Histograma normalizado de la fdp marginal del TOA.

En la tabla III se muestran los parámetros estadísticos teóricos y simulados tanto del AOA como del TOA. Se puede observar que, efectivamente, los parámetros estadísticos obtenidos por simulación son muy similares a los obtenidos de forma teórica en la sección III.3.

Tabla III. Valores teóricos y simulados de la media y la desviación estándar del AOA y TOA.

	Valores Teóricos	Valores Simulados
$\bar{\theta}_b$ (grados)	0	0
σ_{θ_b} (grados)	55.91	55.2396
$\bar{\tau}$ (μ seg)	4.0883	4.0786
σ_{τ} (μ seg)	0.53484	0.52729

III.5 Modelo Elíptico de Doble Salto

En las secciones anteriores se caracterizó espacialmente el canal aplicando el modelo de dispersión elíptico. En dicho modelo se considera que el modo predominante de propagación es por medio de multitrayectorias de un solo salto. Esto es, toda réplica de la señal original que llega a la estación base ha sido generada por tan solo un dispersor. En base a ello, se derivaron estadísticas a partir de las cuales se definieron concentraciones de dispersores que presentan una mayor contribución en términos de componentes multitrayectoria hacia la estación base. No obstante, dichas contribuciones están caracterizadas en base a toda la zona elíptica en conjunto.

En este trabajo, se propone utilizar un **modelo elíptico de doble salto** para caracterizar las contribuciones en términos de componentes multitrayectoria por sectores dentro del entorno elíptico. Este modelo propuesto es una contribución de este trabajo al modelado

espacial del canal radio, lo cual representa en sí una línea de investigación abierta en el estado del arte de los sistemas de comunicaciones móviles.

En el modelo de doble salto cada dispersor se trata como una nueva fuente radiante por lo que se plantea una nueva elipse, inscrita a la elipse principal del modelo de un solo salto, cuyos focos estarán ocupados por la estación base (EB) y el dispersor activo. La contribución de cada elipse inscrita está definida por medio de una zona crítica de dispersión, la cual está formada por dos regiones denominadas el cinturón elíptico y la apertura angular, respectivamente. Tales regiones se obtienen a partir de las estadísticas proporcionadas por el modelo de un solo salto.

Es este concepto de elipse inscrita el que se utiliza en el modelo de doble salto, para caracterizar las contribuciones individuales de cada dispersor, con lo cual es posible definir sectores elípticos de arribo de componentes multitrayectoria que mejor contribuyen con la propagación de la señal emitida por el terminal móvil.

III.5.1 Zona Crítica de Dispersión

La zona crítica de dispersión representa una zona de concentración de dispersores, en el entorno elíptico, que mayormente contribuyen con la señal recibida. Esta zona crítica se forma a partir de la intersección de dos regiones conocidas como el cinturón elíptico y la apertura angular [Zamora y Velázquez, 2002], las cuales pueden obtenerse a partir de las estadísticas derivadas del modelo de un solo salto.

El cinturón elíptico está definido por dos elipses que constituyen los límites de la región y cuyos parámetros están dados por los puntos extremos de la desviación estándar σ_τ del

tiempo de llegada (TOA) obtenida a partir de la expresión (40). La desviación estándar σ_τ con respecto a la media (τ) representa un intervalo de tiempo en el se encuentran la mayor parte de las componentes multitrayectoria recibidas en la estación base. Esto es, la mayor parte de las componentes multitrayectoria recibidas en la estación base tienen un tiempo de llegada que se encuentra dentro del intervalo definido por la desviación estándar σ_τ y la media $\bar{\tau}$:

$\tau_{\min} = \bar{\tau} - \sigma_\tau \leq \tau \leq \bar{\tau} + \sigma_\tau = \tau_{\max}$	(41)
--	------

donde $\tau_{\min} = \bar{\tau} - \sigma_\tau$ y $\tau_{\max} = \bar{\tau} + \sigma_\tau$ representan los límites inferior y superior del intervalo, respectivamente. Por tanto, estos dos límites definen los parámetros de las elipses que forman el cinturón elíptico dentro del cual se encuentran todos los dispersores que dan origen a componentes multitrayectoria con tiempos de llegada definidos por el intervalo de la expresión (41).

De esta forma, la elipse que representa el límite inferior del cinturón elíptico está definida por sus parámetros, semieje mayor ($a_{m\min}$) y semieje menor ($b_{m\min}$) dados en función del límite inferior τ_{\min} de la expresión (41):

$a_{m\min} = \frac{c \tau_{\min}}{2} = \frac{c(\bar{\tau} - \sigma_\tau)}{2}$	(42)
$b_{m\min} = \frac{1}{2} \sqrt{c^2 \tau_{\min}^2 - D^2} = \frac{1}{2} \sqrt{c^2 (\bar{\tau} - \sigma_\tau)^2 - D^2}$	(43)

donde, como ya se estableció en la sección III.2, c representa la velocidad de la luz y D es la distancia entre el terminal móvil (TM) y la estación base (EB).

De igual forma, los parámetros de la elipse que representa el límite superior del cinturón elíptico están dados en función del límite superior τ_{\max} del intervalo mostrado en la expresión (41):

$a_{m\max} = \frac{c \tau_{\max}}{2} = \frac{c (\bar{\tau} + \sigma_{\tau})}{2}$	(44)
$b_{m\max} = \frac{1}{2} \sqrt{c^2 \tau_{\max}^2 - D^2} = \frac{1}{2} \sqrt{c^2 (\bar{\tau} + \sigma_{\tau})^2 - D^2} .$	(45)

Las elipses dadas por los parámetros definidos anteriormente, forman la región conocida como cinturón elíptico.

Sin embargo, para definir la zona crítica de dispersión, se necesita conocer la región conocida como apertura angular. Esta región se encuentra definida por la desviación estándar σ_{θ_b} del ángulo de llegada, la cual se obtiene a partir de la expresión (39).

La desviación estándar σ_{θ_b} con respecto a la media $\bar{\theta}_b$ representa un intervalo angular de donde provienen gran parte de las componentes multitrayectoria recibidas en la estación base. Dicho intervalo angular está definido como:

$\theta_{\min} = \bar{\theta}_b - \sigma_{\theta_b} \leq \theta_b \leq \bar{\theta}_b + \sigma_{\theta_b} = \theta_{\max}$	(46)
--	------

donde θ_{\min} y θ_{\max} representan los límites superior e inferior, respectivamente, de la apertura angular. Gran parte de los dispersores en el entorno elíptico que reradían señales hacia la estación base, se encuentran ubicados en posiciones angulares definidas por el intervalo mostrado en la expresión (46).

Ahora bien, reuniendo la región del cinturón elíptico y la de la apertura angular, es posible definir la zona crítica de dispersión.

En la figura 28 se muestra la zona crítica de dispersión formada por el cinturón elíptico y la apertura angular. La zona crítica de dispersión define un intervalo en tiempo y ángulo de llegada, en el cual se encuentran la mayoría de las componentes multirayectoria recibidas en la estación base.

Esto es, la estación base percibe la mayor contribución a la señal recibida en términos de señales multirayectoria, de dispersores que se encuentran ubicados dentro de la zona crítica de dispersión mostrada en la figura 28.

Es en base a la zona crítica que se caracteriza la contribución de los dispersores en un entorno elíptico, ya que en ella se encuentran concentrados los dispersores que más contribuyen a la señal recibida en la estación base.

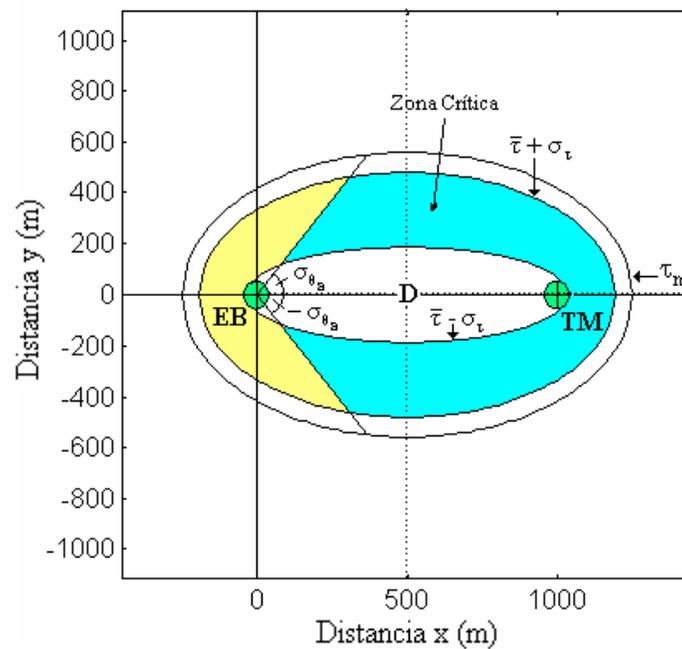


Figura 28. Zona crítica de dispersión formada por el cinturón elíptico y la apertura angular definidos por las desviaciones estándar del AOA y TOA.

III.5.2 Concepto Geométrico Multisaltos

En el concepto multisaltos, cada dispersor en el entorno elíptico es considerado por sí mismo como una nueva fuente radiante, una vez que ha incidido sobre él una señal. De esta forma, cuando una señal incide sobre un dispersor, tal dispersor se convierte en un dispersor activo que comenzará a reradiar la señal que incidió sobre él. Por tanto, se plantea una nueva elipse (elipse inscrita), que se encuentra inscrita a la elipse principal, donde sus puntos focales están representados ahora por la estación base y el dispersor activo, respectivamente. El dispersor activo se considera ahora una fuente radiante, que radiará la señal sólo a aquellos dispersores que se encuentran dentro de la elipse inscrita [Zamora y Velázquez, 2002]. De esta forma, en cada salto se irán formando elipses inscritas asociadas con un dispersor activo.

No obstante, en cada salto, el tiempo de umbral τ_m definido en la sección III.2 se irá decrementando, de tal forma que el tiempo restante en cada salto definirá las dimensiones de la elipse inscrita. Esto es, las dimensiones de la elipse inscrita estarán definidas por la distancia entre la estación base y el dispersor activo D'_i , que representa la distancia focal de la elipse inscrita, y el tiempo de umbral restante τ'_{mi} . En la figura 29 se muestra el esquema de una elipse inscrita.

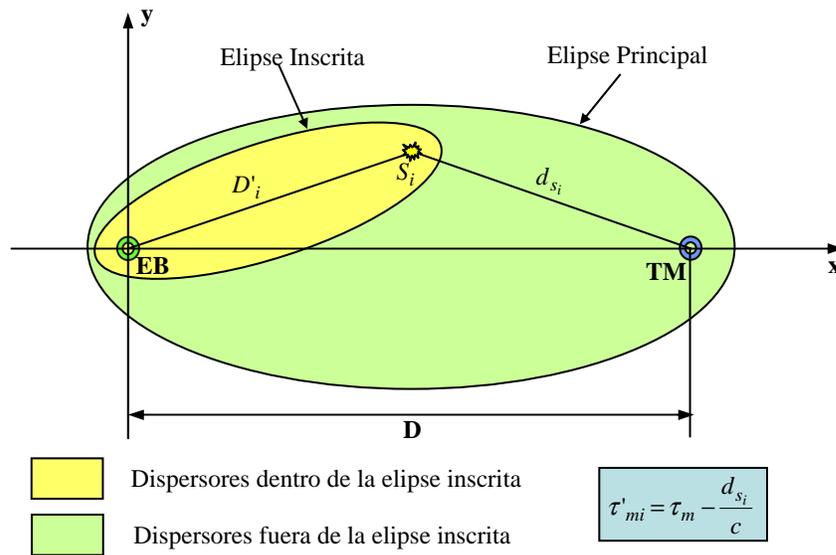


Figura 29. Esquema de una elipse inscrita dentro de la elipse principal del modelo elíptico de un solo salto.

Como se puede apreciar, al incidir la señal sobre el dispersor S_i , este se convierte en el dispersor activo, el cual reradiará la señal sólo a aquellos dispersores que se encuentran en el interior de la elipse inscrita definida por el tiempo de umbral restante τ'_{mi} . La razón de que sólo se consideran los dispersores que se encuentran dentro de la elipse inscrita, es que todo aquel dispersor fuera de ella dará origen a componentes multitrayectoria con un tiempo de retardo mayor al tiempo de umbral τ_m , por lo que se pueden despreciar. Como se aprecia también en la figura 29, el tiempo de umbral de la elipse inscrita τ'_{mi} se encuentra al restar el tiempo que la señal ha tomado para incidir sobre el dispersor S_i del tiempo de umbral máximo τ_m . Por tanto, el tiempo máximo de retardo que una señal multitrayectoria, originada por un dispersor en el interior de la elipse inscrita, puede tener,

es igual al tiempo de umbral τ'_{mi} de la elipse inscrita. En la figura 30, se muestra un escenario multisaltos definiendo en cada salto una elipse inscrita.

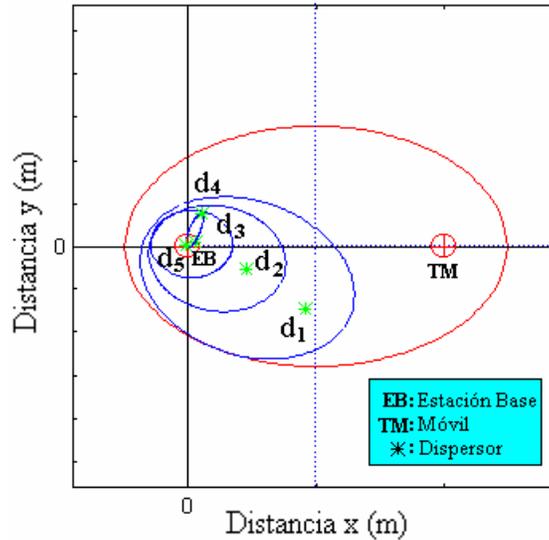


Figura 30. Representación de un escenario multisaltos mediante elipses inscritas.

Como se puede observar, en cada salto se forma una elipse inscrita cuyos puntos focales están representados por la estación base y el dispersor activo (d_i). En cada salto, las dimensiones de la elipse van disminuyendo, lo cual, como ya se estableció, se debe a la disminución del tiempo de umbral máximo τ_m en cada salto. Debe notarse que todos los dispersores activos se encuentran dentro de la primer elipse inscrita creada correspondiente al dispersor d_1 , esto concuerda con lo anteriormente planteado en el sentido de que cada dispersor activo reradiará señal a aquellos dispersores que se encuentren en el interior de la elipse inscrita.

III.5.3 Modelo de Dispersión Elíptica de Doble Salto

El modelo de doble salto propuesto hace uso del concepto de elipses inscritas para analizar la contribución de cada uno de los dispersores distribuidos uniformemente en la elipse principal una vez que la señal emitida por el terminal móvil ha incidido sobre ellos.

En este sentido, ya no se considera a los dispersores como simples reflectores de la señal emitida por el móvil, sino que se les considera como fuentes radiantes dentro de su entorno elíptico local definido por la elipse inscrita asociada a ellos.

Al igual que en la elipse principal, los dispersores dentro de una elipse inscrita se encuentran distribuidos uniformemente. De esta forma, el modelo de doble salto puede verse como una aplicación general del modelo de un solo salto a cada una de las elipses inscritas. Por tanto, la información estadística de cada elipse inscrita en cuanto al tiempo y al ángulo de llegada estará regida por las pdf's marginales AOA y TOA definidas en la sección III.2.

Las pdf's marginales de cada elipse inscrita están expresadas en función de la distancia focal D'_i (la distancia entre la estación base y el i -ésimo dispersor activo), el tiempo de umbral restante τ'_{mi} , y el semieje mayor a_{mi} y menor b_{mi} de la elipse inscrita.

La pdf marginal TOA para la i -ésima elipse inscrita está dada como:

$f_{\tau_i}(\tau) = \frac{c(2\tau^2 c^2 - D_i'^2)}{4a_{mi}' b_{mi}' \sqrt{\tau^2 c^2 - D_i'^2}}, \frac{D_i'}{c} \leq \tau \leq \tau'_{mi}$	(47)
--	------

donde D'_i es la distancia de visión directa entre el dispersor activo y la estación base, y τ'_{mi} es el máximo retardo de tiempo que una componente multitrayectoria puede tener dentro de la elipse inscrita.

La pdf marginal AOA para la i -ésima elipse inscrita se define como:

$f_{\theta_{b_i}}(\theta_b) = \frac{1}{8\pi a'_{mi} b'_{mi}} \left[\frac{\tau'_{mi}{}^2 c^2 - D'_i{}^2}{\tau'_{mi} c - D'_i \cos(\theta_b)} \right]^2, \quad -\pi \leq \theta_b \leq \pi.$	(48)
---	------

Donde las expresiones para el semieje mayor a'_{mi} y el semieje menor b'_{mi} de cada elipse inscrita están dadas en las expresiones (49) y (50) respectivamente:

$a'_{mi} = \frac{c \tau'_{mi}}{2}$	(49)
------------------------------------	------

$b'_{mi} = \frac{1}{2} \sqrt{c^2 \tau'_{mi}{}^2 - D'_i{}^2}.$	(50)
---	------

Las expresiones para las pdf's marginales AOA y TOA definidas anteriormente, se aplican a todas las elipses inscritas, las cuales son igual al número de dispersores dentro de la elipse principal. Por tanto, se definen dos vectores que definen las pdf's marginales AOA y TOA respectivamente de cada una de las elipses inscritas. En la expresión (51) se muestra el vector que contiene la funciones marginal TOA para cada elipse inscrita mientras que en la expresión (52) se muestra el vector correspondiente para la función marginal AOA de cada elipse inscrita:

$f_{\tau}(\tau) = [f_{\tau_1}(\tau), f_{\tau_2}(\tau), \dots, f_{\tau_i}(\tau), \dots, f_{\tau_N}(\tau)]$	(51)
---	------

$f_{\theta_b}(\theta_b) = [f_{\theta_{b_1}}(\theta_b), f_{\theta_{b_2}}(\theta_b), \dots, f_{\theta_{b_i}}(\theta_b), \dots, f_{\theta_{b_N}}(\theta_b)]$	(52)
---	------

donde N representa el número de dispersores dentro de la elipse principal, y por tanto N también representa el número de elipses inscritas.

A partir de los vectores definidos en las expresiones (51) y (52), es posible definir los parámetros estadísticos de cada una de las elipses inscritas. Un parámetro fundamental lo

representa la desviación estándar tanto del tiempo como del ángulo de llegada, ya que entre menor sea la desviación estándar mejor será la contribución en términos de componentes multitrayectoria a la señal recibida. Por tanto, la desviación estándar se convierte en un factor crítico para caracterizar las contribuciones de cada sector en el entorno elíptico representado por cada uno de los dispersores. Además, las desviaciones estándar en tiempo y ángulo definen la zona crítica de dispersión para cada elipse inscrita, y como se recordará, la zona crítica representa la mayor contribución en señales multitrayectoria por parte de un sector elíptico.

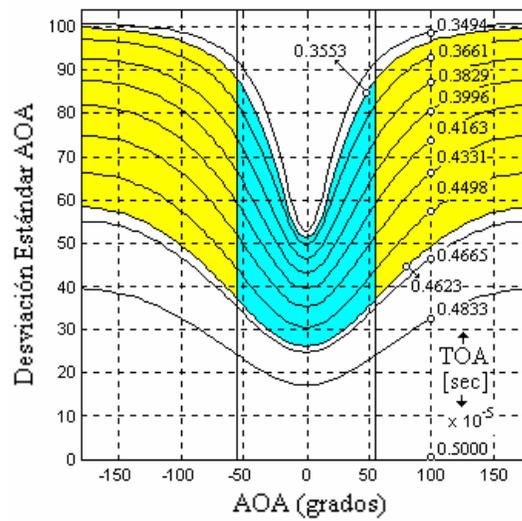
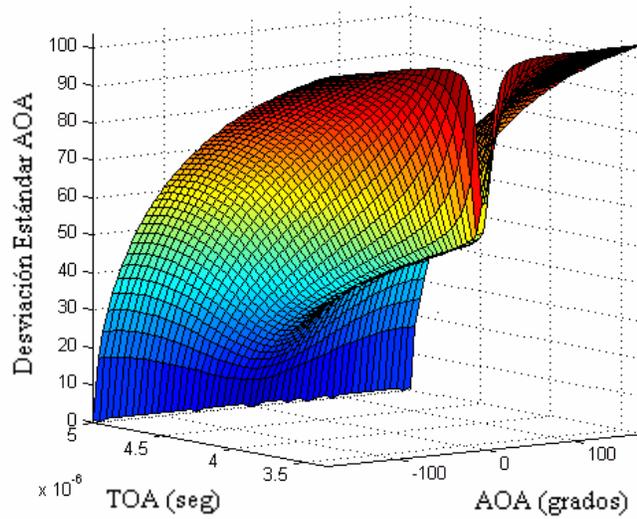
De esta forma, se definen vectores de desviación estándar tanto para el AOA como para el TOA de cada elipse inscrita, a partir de los vectores de funciones marginales dados anteriormente:

$\sigma_{\tau}(\tau, \theta_b) = [\sigma_{\tau_1}, \sigma_{\tau_2}, \dots, \sigma_{\tau_i}, \dots, \sigma_{\tau_N}]$	(53)
$\sigma_{\theta_b}(\tau, \theta_b) = [\sigma_{\theta_{b1}}, \sigma_{\theta_{b2}}, \dots, \sigma_{\theta_{bi}}, \dots, \sigma_{\theta_{bN}}]$	(54)

donde la expresión (53) representa el vector de desviación estándar TOA cuyos elementos representan las desviaciones estándar individuales de cada elipse inscrita y la expresión (54) es el vector de pesos de desviación estándar AOA cuyos elementos representan las desviaciones estándar de cada elipse inscrita.

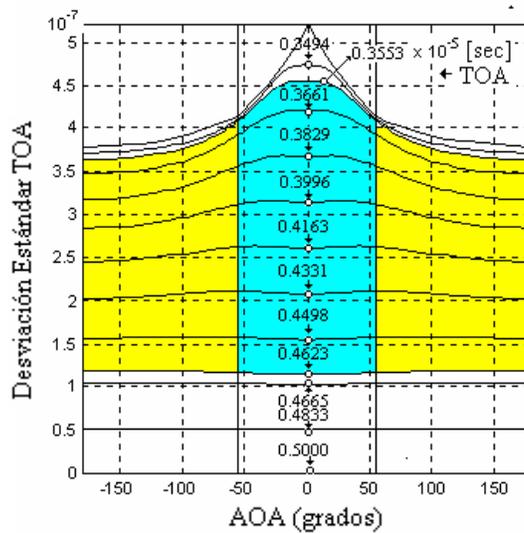
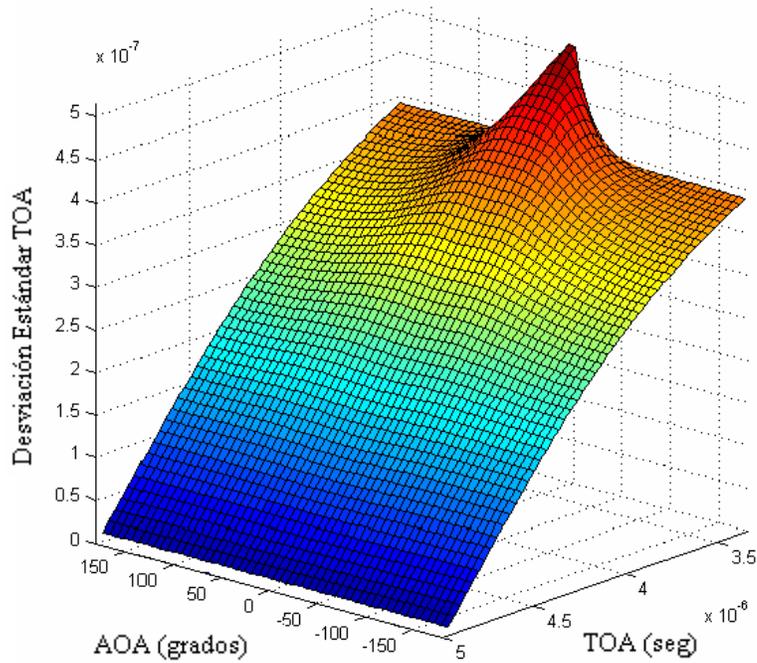
En la figura 31 se muestra la desviación estándar AOA en función del tiempo de llegada y el ángulo de llegada que definen la ubicación de los dispersores activos asociados con cada elipse inscrita.

En la figura 32 se muestra la desviación estándar TOA en función del tiempo de llegada y del ángulo de llegada de los dispersores activos asociados con cada elipse inscrita.



- Zona Crítica
- Cinturón Elíptico

Figura 31. Gráficas teóricas de desviación estándar AOA: (a) Gráfica tridimensional de desviación estándar en función del tiempo y el ángulo de llegada; (b) Proyección en el plano definida por la desviación estándar AOA y el ángulo de llegada.



- Zona Crítica
- Cinturón Elíptico

Figura 32. Gráficas teóricas de desviación estándar TOA: (a) Gráfica tridimensional de desviación estándar en función del tiempo y del ángulo de llegada; (b) Proyección en el plano definida por la desviación estándar TOA y el ángulo de llegada.

Las gráficas de las figuras 31 y 32 fueron generadas a partir de los vectores de desviación estándar tanto del tiempo de llegada como del ángulo de llegada definidos en las expresiones (53) y (54) respectivamente.

En la figura 31(a), se puede observar que las menores dispersiones en ángulo se tendrán en sectores elípticos (elipses inscritas) cuyo dispersor activo se encuentre ubicado en tiempos grandes y en cualquier posición angular. En la figura 31(b) se muestra una proyección en el plano de la gráfica tridimensional de la figura 31(a), la región más oscura indica la zona crítica de las elipses inscritas, mientras que la región la zona oscura aunada a la región más clara representa el cinturón elíptico. Se puede ver también, que a medida que se incrementa el tiempo de llegada disminuye la dispersión en ángulo.

En la figura 32(a), se puede apreciar que los sectores elípticos donde se presentan las menores dispersiones en tiempo, son aquellos cuyos dispersores activos se encuentran ubicados a tiempos grandes y a cualquier ángulo, lo cual concuerda en comportamiento con la menor dispersión en ángulo mostrada en las gráficas de la figura 31. En la gráfica de la figura 32(b) se muestra la proyección en el plano de la gráfica tridimensional de la figura 32(a). Como se ve, a medida que aumenta el tiempo de llegada, la dispersión en tiempo disminuye.

A partir de las gráficas mostradas anteriormente se puede ver que las mejores contribuciones a la señal recibida en la estación base, en términos de dispersión tanto en tiempo como en ángulo de llegada, se encuentran en sectores elípticos asociados con dispersores activos ubicados en tiempos grandes sin importar el ángulo en que se encuentren. Con ello, se puede vislumbrar un nuevo comportamiento en las contribuciones respecto a lo obtenido en el modelo elíptico de un solo salto. Es decir, ahora, aplicando el

modelo elíptico de doble salto, las contribuciones de componentes multitrayectoria estarán dadas por dispersores que se encuentran concentrados en tiempos grandes y no pequeños como se mostró en el modelo elíptico de un solo salto.

En la figura 33 se muestra un sector elíptico (elipse inscrita) cuyo dispersor activo se encuentra ubicado en un tiempo de $\tau_i = 4.7 \mu\text{seg}$ y a un ángulo de $\theta_{b_i} = 77^\circ$.

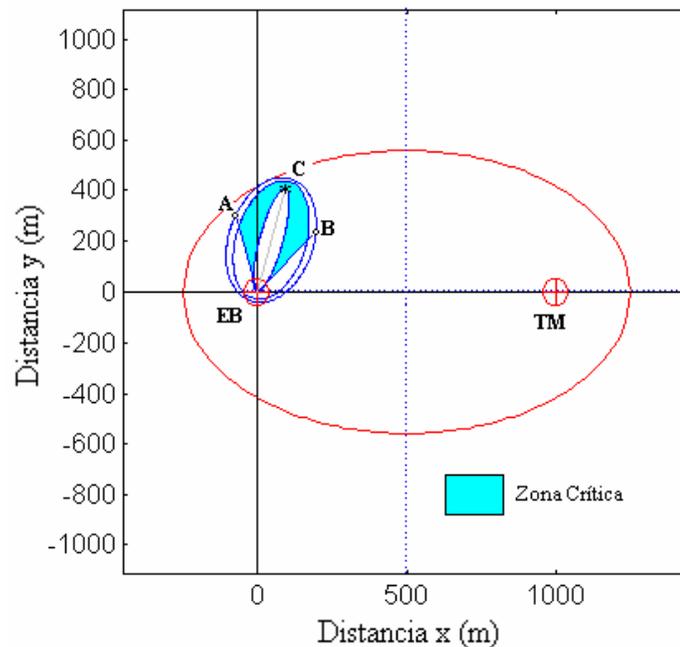


Figura 33. Sector elíptico (elipse inscrita) formado para analizar la contribución de un dispersor con el modelo de doble salto.

Como se observa, en la figura anterior se indica la zona crítica de la elipse inscrita, a partir de la cual se puede conocer la contribución del dispersor activo. En este caso, la desviación estándar AOA del sector elíptico mostrado es de $\sigma_{b_i} = 26^\circ$ y la desviación estándar TOA es de $\sigma_{\tau_i} = 0.93 \times 10^{-7}$ seg. Estos datos de dispersión concuerdan con lo visto en las gráficas de la figuras 31 y 32, ya que el dispersor activo de la figura 33 se encuentra

ubicado en un tiempo grande $\tau_i = 4.7\mu\text{seg}$ por lo cual tanto la dispersión en tiempo como en ángulo son pequeñas para el sector elíptico mostrado. Por lo tanto, el sector elíptico mostrado en la figura 33 representa una buena contribución en términos de componentes multitrayectoria a la señal recibida por la estación base.

III.5.4 Simulación del Modelo de Dispersión Elíptica de Doble Salto

La simulación del modelo de doble salto se diseñó en la base de MATLAB 5.3. Para su desarrollo se consideró un entorno elíptico microcelular en el cual se encuentran la estación base (EB), el terminal móvil (TM) y los dispersores, los cuales se distribuyeron de forma uniforme en toda el área de la elipse. Se considera una distancia de visión directa entre la estación base y el terminal móvil de $D = 1000$ m con un tiempo máximo de umbral de $\tau_m = 5\mu\text{seg}$. El número de dispersores ubicados en el interior del entorno elíptico es de 5000 dispersores.

En la figura 34 se muestran las gráficas marginales del tiempo de llegada y del ángulo de llegada, obtenidas por simulación.

En la figura 35 se muestran las gráficas de la desviación estándar AOA y TOA presentes en cada una de las elipses inscritas.

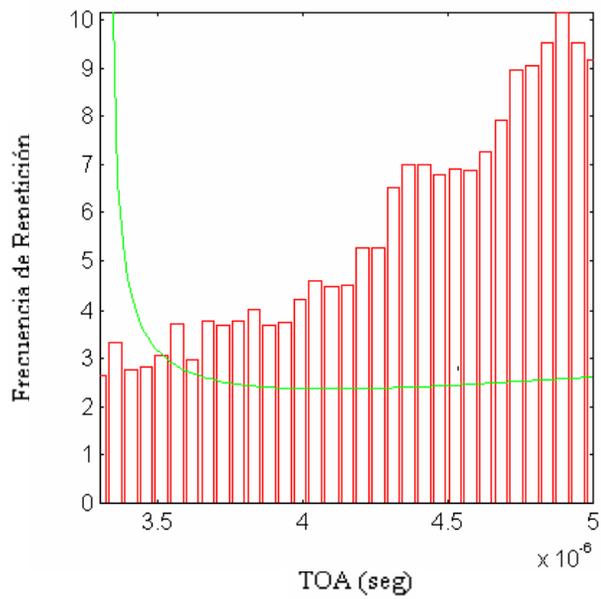
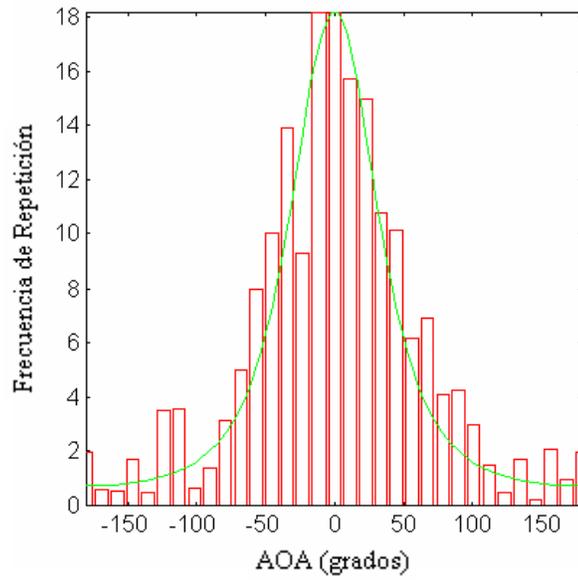


Figura 34. Histogramas obtenidos por simulación de la distribución de dispersores en cuanto a tiempo y ángulo de llegada: (a)AOA; (b) TOA.

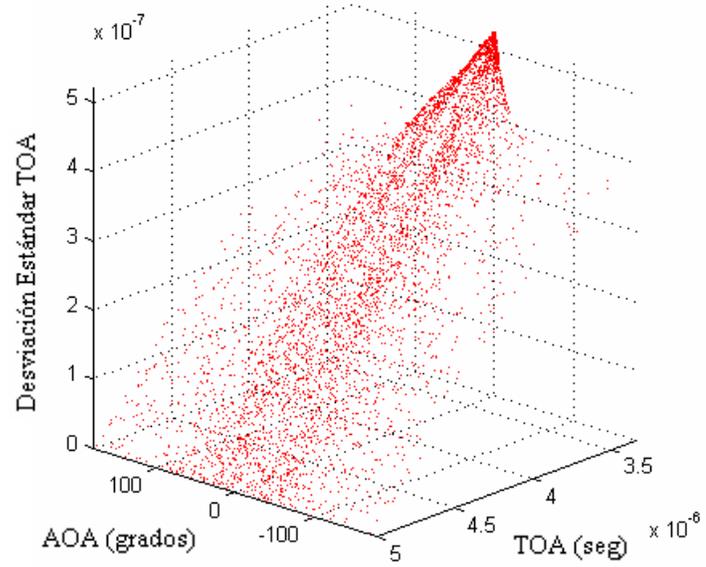
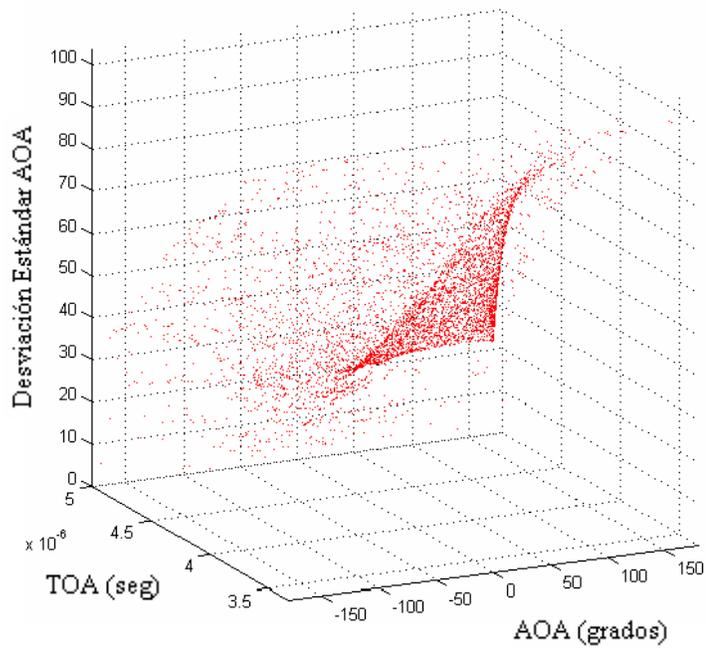


Figura 35. Gráficas de desviaciones estándar de las elipses intrínsecas: (a) AOA; (b) TOA.

Las gráficas de la figura 34 se obtuvieron creando 33 bins, donde se agrupan las observaciones en términos del ángulo de llegada y el tiempo de llegada de las componentes multitrectoria originadas por los dispersores. Como se puede apreciar, en la figura 34(a) la distribución de los dispersores en cuanto al ángulo de llegada es similar a la mostrada en la sección III.4 para el caso del modelo de un solo salto. Los parámetros estadísticos son muy aproximados a los de un solo salto. En la tabla IV se muestra la comparación entre los parámetros estadísticos del modelo un solo salto y los del modelo de doble salto tanto para el caso del ángulo de llegada como para el tiempo de llegada.

Tabla IV. Comparación de los parámetros estadísticos entre el modelo de un solo salto y el modelo de doble salto para el ángulo y tiempo de llegada.

	Modelo de un solo salto	Modelo de doble salto
$\bar{\theta}_b$ (grados)	0	0°
σ_{θ_b} (grados)	55.91°	60.8796°
$\bar{\tau}$ (μ seg)	4.0883	4.3850
σ_{τ} (μ seg)	0.53484	0.46

Por otro lado, en la figura 34(b) se puede apreciar que la distribución de los dispersores en cuanto al tiempo de llegada es contraria a la mostrada para el mismo caso en el modelo de un solo salto. Como se puede apreciar, en el modelo de doble salto se presenta una mayor tendencia hacia tiempos de llegada grandes. Esto es, existe ahora una mayor presencia de componentes multitrectoria recibidas en la estación base con tiempos de llegada grandes.

En la tabla IV se puede constatar este hecho, como se puede observar la media del tiempo de llegada de las señales multitrayectoria en el modelo de doble salto es mayor que en el modelo de un solo salto.

En la figura 35(a) se muestra la gráfica de simulación para la desviación estándar del ángulo de llegada. Como se puede observar, sigue el mismo comportamiento que la gráfica teórica mostrada en la figura 31(a). Esto es, se tiene una menor dispersión de ángulo en tiempos de ángulo de llegada grandes.

En la figura 35(b) se aprecia la gráfica de simulación para la desviación estándar para el tiempo de llegada. También en este caso, la gráfica de simulación sigue el mismo comportamiento que la gráfica teórica de la figura 32(a).

Por tanto, esto corrobora que los mejores sectores elípticos en cuanto a contribución de componentes multitrayectoria se encuentran ubicados a cualquier ángulo pero en tiempos de llegada grandes.

III.6 Conclusiones

Se ha establecido el desarrollo matemático del modelo de dispersión elíptico, con lo cual fue posible derivar la fdp conjunta TOA/AOA que define la concentración espacial de los dispersores en términos del tiempo y ángulo de llegada de las componentes multitrayectoria que generan. También, a partir de la fdp conjunta TOA/AOA se derivaron las fdp marginales AOA y TOA, a partir de las cuales se determinaron parámetros estadísticos que proporcionaron información precisa sobre el entorno espacial percibido por la estación base en términos de concentraciones de dispersores. En base a lo anterior, se puede establecer

que la contribución más importante en términos de componentes multitrayectoria está dada por dispersores ubicados dentro de una apertura angular de 110° a partir de la estación base y en tiempos de retardo pequeños.

Se planteó, describió y analizó el uso de un nuevo modelo de dispersión elíptico de doble salto, propuesto en este trabajo para analizar las contribuciones en términos de señales multitrayectoria en base a sectores elípticos. Se establecieron zonas críticas de dispersión para cada sector elíptico a partir de las cuales se determinó la contribución en particular de cada sector en base a la desviación estándar AOA y TOA, con lo cual se estableció que la estación base recibe contribuciones importantes de señales multitrayectoria con retardos de tiempo grandes.

Con este capítulo se ha conseguido caracterizar espacialmente el canal, ahora se requiere de procesar las señales obtenidas del entorno para reconocer los usuarios a atender. Sin embargo, antes de procesar las señales es necesario obtener un muestreo adecuado de las señales proporcionadas por el entorno. Es en ese punto, donde los arreglos de antenas desempeñan una función de suma importancia.

En el siguiente capítulo se analizan las características de un arreglo de antenas desde la perspectiva de un arreglo lineal uniforme, que es la estructura geométrica de arreglo de antenas con la que se trabajará en esta tesis.

Apéndice III.1. Derivación de las funciones marginales AOA y TOA

La forma en que se determina la fdp AOA es a partir de la integración de la fdp conjunta en variables polares mostrada en la expresión (27), con respecto a d_b en el intervalo $d_{b_1}(\theta_b)$ a $d_{b_2}(\theta_b)$.

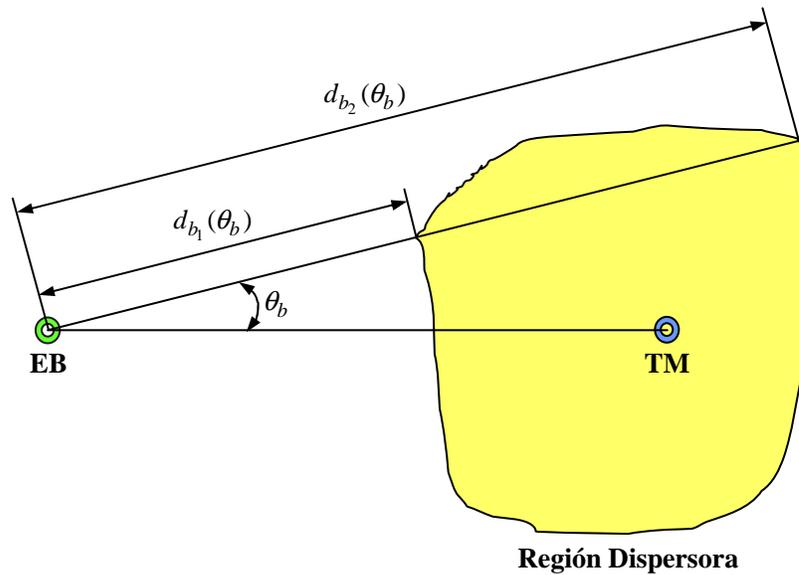


Figura 36. Esquema para el cálculo de la fdp AOA.

En la figura anterior, se puede ver el significado de $d_{b_1}(\theta_b)$ y $d_{b_2}(\theta_b)$. Por tanto, $d_{b_1}(\theta_b)$ representa la distancia de la parte más cercana de la región dispensora a la estación base y $d_{b_2}(\theta_b)$ es la distancia de la parte más lejana de la región dispensora a la estación base.

Estas distancias están en función del ángulo θ_b como se aprecia en la figura 36.

De esta forma, se puede obtener la fdp marginal AOA integrando la fdp conjunta en variables polares que define la región dispensora en el intervalo $d_{b_1}(\theta_b) \leq d_b \leq d_{b_2}(\theta_b)$.

Por lo tanto, realizando la integración de la expresión (27) se tiene:

$f_{\theta_b}(\theta_b) = \int_{d_{b_1}(\theta_b)}^{d_{b_2}(\theta_b)} f_{d_b, \theta_b}(d_b, \theta_b) dd_b$ $= \int_{d_{b_1}(\theta_b)}^{d_{b_2}(\theta_b)} d_b f_{x,y}(d_b \cos(\theta_b), d_b \sin(\theta_b)) dd_b .$	(55)
---	------

Sin embargo, como se considera una distribución uniforme, $f_{x,y}(x, y) = 1/A$ y por tanto la expresión (55) se convierte en:

$f_{\theta_b}(\theta_b) = \int_{d_{b_1}(\theta_b)}^{d_{b_2}(\theta_b)} \frac{1}{A} d_b dd_b$ $= \frac{1}{2A} (d_{b_2}^2(\theta_b) - d_{b_1}^2(\theta_b)).$	(56)
--	------

Ya que en el modelo elíptico la estación base se encuentra dentro de la región dispersora, se tiene que $d_{b_1}(\theta_b) = 0$ y la expresión de la fdp AOA se reduce a:

$f_{\theta_b}(\theta_b) = \frac{1}{2A} d_{b_2}^2(\theta_b).$	(57)
--	------

Como se ve, la fdp AOA está expresada en términos del área A de la región dispersora y de la distancia d_{b_2} que representa el límite de la región dispersora.

Ya que se considera una elipse como región dispersora, el límite de tal región está dado por la ecuación polar de la elipse:

$d_b = \frac{\tau_m^2 c^2 - D^2}{2\tau_m c - 2D \cos(\theta_b)} .$	(58)
--	------

Mientras que el área de la región dispersora es el área de la elipse, por lo que sustituyendo el valor de $A = \pi a_m b_m$ y la expresión (58) en la expresión (57), se obtiene la fdp AOA deseada:

$$f_{\theta_b}(\theta_b) = \frac{1}{8\pi a_m b_m} \left(\frac{\tau_m^2 c^2 - D^2}{\tau_m c - D \cos(\theta_b)} \right)^2. \quad (59)$$

En el caso de la fdp TOA, se toma un enfoque práctico en el que primero se deriva la función de distribución acumulativa (fdc) TOA y a partir de ella se obtiene la pdf TOA mediante derivación con respecto a τ .

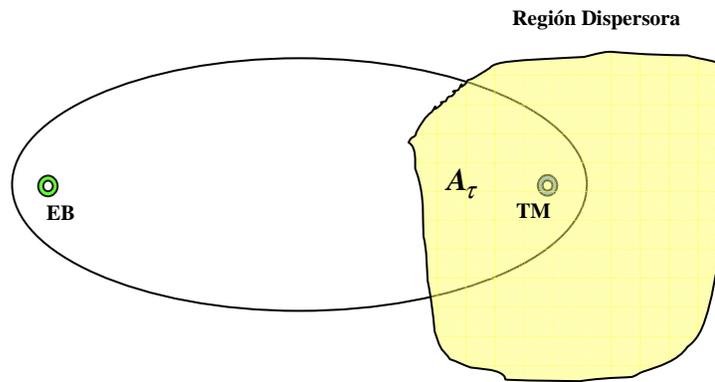


Figura 37. Esquema para el cálculo de la fdc TOA.

La fdc TOA se calcula a partir de la figura anterior, 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 .

Ya que se considera una distribución uniforme en toda la zona dispersora, la probabilidad buscada y por tanto, la fdc TOA se reduce a:

$$F(\tau) = \frac{A_\tau(\tau)}{A} \quad (60)$$

Por lo que a partir la derivada de la expresión (60) se obtiene una expresión para la fdp TOA:

$$f_{\tau}(\tau) = \frac{1}{A} \frac{d}{d\tau}(A_{\tau}(\tau)). \quad (61)$$

Debido a que se considera una región dispersora elíptica, $A_{\tau}(\tau)$ representa en sí la propia área de la elipse que tiene un retardo de propagación τ . El área de la elipse está dada por:

$$A_{\tau}(\tau) = \pi a_{\tau} b_{\tau} = \frac{\pi \tau c}{4} \sqrt{\tau^2 c^2 - D^2}. \quad (62)$$

Por lo que tomando la derivada con respecto a τ de (62) y dividiendo por $A = \pi a_m b_m$ de acuerdo a lo establecido en la expresión (61), se obtiene la fdp TOA deseada:

$$f_{\tau}(\tau) = \begin{cases} \frac{c(2\tau^2 c^2 - D^2)}{4a_m b_m \sqrt{\tau^2 c^2 - D^2}}, & \frac{D}{c} \leq \tau \leq \tau_m \\ 0, & \text{otro lugar} \end{cases} \quad (63)$$

la cual como se puede observar es válida en el intervalo de tiempo mostrado.

Apéndice III.2 Derivación de los parámetros estadísticos de la fdp marginal AOA y TOA

Los parámetros estadísticos a derivar de la fdp AOA son la media ($\bar{\theta}_b$) y la desviación estándar (σ_{θ_b}). La forma en que se obtiene la media está dada a continuación, tomando la expresión mostrada en (39):

$$\bar{\theta}_b = \int_{-\pi}^{\pi} \theta_b f_{\theta_b}(\theta_b) d\theta_b = 0. \quad (64)$$

Para obtener la desviación estándar, primero se obtiene el segundo momento con respecto a la media por medio de coeficientes de Fourier:

$$E[\theta_b^2] = \int_{-\pi}^{\pi} \theta_b^2 f_{\theta_b}(\theta_b) d\theta_b$$

$$= \frac{\pi^2}{3} + \frac{4b_m}{a_m} \ln\left(\frac{2a_m + 2b_m}{2a_m + 2b_m + D}\right) + 4 \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{-D}{2a_m + 2b_m}\right)^n \frac{1}{n^2}$$
(65)

Empleando el resultado de (65) y el cuadrado de la media en (64), se obtiene la expresión que define la desviación estándar deseada:

$$\sigma_{\theta_b} = \sqrt{E[\theta_b^2] - \bar{\theta}_b^2}$$

$$= \frac{\pi^2}{3} + \frac{4b_m}{a_m} \ln\left(\frac{2a_m + 2b_m}{2a_m + 2b_m + D}\right) + 4 \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{-D}{2a_m + 2b_m}\right)^n \frac{1}{n^2}$$
(66)

Para el caso de la fdp TOA también se requiere derivar la media y la desviación estándar.

La media se obtiene a partir de la siguiente expresión, empleando la expresión mostrada en (40):

$$\bar{\tau} = \int_{\tau_p}^{\tau_m} \tau f_{\tau}(\tau) d\tau$$

$$= \frac{1}{4a_m b_m} \left(\frac{D^2 (\tau^2 c^2 - D^2)^{1/2}}{c} + \frac{2(\tau^2 c^2 - D^2)^{3/2}}{3c} \right) \Bigg|_{D/c}^{\tau_m}$$
(67)

Para obtener la desviación estándar, se sigue un procedimiento similar al utilizado con la fdp AOA. Esto es, primero se deriva la expresión para el segundo momento con respecto a la media:

$$E[\tau^2] = \int_{\tau_p}^{\tau_m} \tau^2 f_\tau(\tau) d\tau$$

$$= \frac{D^4}{4a_m b_m c^2} \left(\frac{3\tau c(\tau^2 c^2 - D^2)^{1/2}}{4D^2} + \frac{\tau c(\tau^2 c^2 - D^2)^{3/2}}{2D^4} + \frac{1}{4} \ln \left| \frac{\tau c + (\tau^2 c^2 - D^2)^{1/2}}{D} \right| \right) \Bigg|_D^{\tau_m} \quad (68)$$

posteriormente, utilizando el resultado anterior y el cuadrado de la media mostrada en (67),

se obtiene la desviación estándar requerida:

$$\sigma_\tau = \sqrt{E[\tau^2] - \bar{\tau}^2}$$

$$= \left\{ \frac{D^4}{4a_m b_m c^2} \left(\frac{3\tau_m c(\tau_m^2 c^2 - D^2)^{1/2}}{4D^2} + \frac{\tau_m c(\tau_m^2 c^2 - D^2)^{3/2}}{2D^4} \right. \right.$$

$$\left. \left. + \frac{1}{4} \ln \left| \frac{\tau_m c + (\tau_m^2 c^2 - D^2)^{1/2}}{D} \right| \right) - \bar{\tau}^2 \right\}^{1/2} . \quad (69)$$

IV ARREGLOS DE ANTENAS

IV.1 Introducción

Las antenas colectan del espacio la energía de las señales para propósitos de recepción, y la distribuyen para propósitos de transmisión. En aplicaciones donde se requiere localizar a los usuarios que transmiten, como en el caso de los sistemas de antenas inteligentes, la forma en que se colecta del espacio la energía de las señales tiene un gran impacto en las prestaciones del sistema de comunicaciones. Debido a la contaminación del espectro electromagnético en términos de señales multitrayectoria y señales provenientes de otros usuarios, las antenas representan un elemento esencial para la posterior ubicación y servicio del usuario deseado a partir del procesamiento de las señales captadas del entorno espacial.

Lo anterior significa que se debe radiar hacia la posición del usuario deseado con la mayor directividad (ganancia) posible y se debe cancelar cualesquier radiación en la dirección donde se encuentren los interferentes. El uso de antenas de un solo elemento no satisface tales requerimientos, ya que por una parte se cuenta tan solo con una perspectiva de recepción de señales, lo cual proporcionará una muestra pobre de las señales existentes en el espacio, y por otra, la radiación que se puede obtener es relativamente amplia, lo que resulta en una baja directividad.

Por tanto, se requiere de una mayor diversidad, lo que se logra utilizando varios elementos radiantes dispuestos en una cierta configuración geométrica. Este conjunto de elementos conforman lo que se conoce como **arreglo de antenas**. Un arreglo de antenas proporciona la diversidad necesaria para captar una muestra de señales representativa del entorno

espacial además de que, debido a la contribución de cada uno de los elementos o sensores, se puede obtener la directividad deseada en la radiación.

En este capítulo se estudiará el funcionamiento de los arreglos de antenas, desde la perspectiva de recepción, enfocando el análisis a la configuración conocida como arreglo lineal uniforme. Además, se mostrará cómo es posible radiar en la dirección deseada aplicando un desfase progresivo en cada uno de los elementos del arreglo de antenas.

IV.2 Parámetros Básicos de un Arreglo de Antenas

Es importante contar con una idea preliminar de algunos de los términos más comúnmente utilizados en el estudio de los arreglos de antenas. A continuación, se presenta una breve definición de los parámetros básicos de los arreglos de antenas [Litva y Lo, 1996].

Patrón de Radiación

Es un diagrama polar o gráfica que representa las intensidades de los campos o la potencia de radiación en varias posiciones angulares en relación con la antena.

Campo Cercano y Lejano

Cuando una antena irradia, parte de la potencia irradiada se guarda temporalmente en el campo cercano regresando posteriormente a la antena, y el resto alcanza el campo lejano donde continúa irradiándose sin regresar a la antena [Tomasi, 1996]. Al campo cercano también se le conoce como *campo de inducción* debido a que la potencia irradiada en esa región se mantiene ahí temporalmente, regresando después a la antena, lo que asemeja el comportamiento de un inductor al guardar y soltar energía. Al campo lejano se le denomina

campo de radiación debido a que la potencia irradiada que alcanza esta región, continúa irradiándose. Los patrones de radiación de la antena se dan con referencia al campo lejano. El campo lejano se define como la región donde la distribución angular del campo electromagnético es independiente de la distancia de la antena. Esta región se encuentra a distancias mayores que $2D^2/\lambda$, donde λ es la longitud de onda (en metros) y D es el diámetro de la antena expresado en longitudes de onda.

Factor de Arreglo

El factor de arreglo representa el patrón de radiación de campo lejano de un arreglo cuyos elementos irradian de forma isotrópica, esto es, irradian por igual en todas direcciones.

Lóbulo Principal

El lóbulo principal de un patrón de radiación de una antena, es el lóbulo en la dirección donde se concentra la máxima potencia de radiación. El lóbulo principal recibe la mayor parte de la energía. Cabe destacar que puede existir más de un lóbulo principal.

Lóbulos Laterales

También llamados lóbulos secundarios o menores, son los lóbulos creados en direcciones diferentes a la dirección del lóbulo principal. Normalmente, los lóbulos laterales representan una recepción indeseada.

Ancho de Haz

El ancho de haz de la antena representa la separación angular entre los puntos de potencia media (-3 dB) en el lóbulo principal del patrón de radiación. El punto de potencia media se encuentra 3 dB abajo del punto máximo del lóbulo principal. Al ancho de haz de la antena,

también se le conoce como ancho de haz de potencia media (HPBW del inglés half-power beamwidth).

Ganancia Directiva

La ganancia directiva es una cantidad de campo lejano que se define como la relación de la potencia de radiación en una dirección angular en particular en el espacio a la potencia total radiada por la antena.

Directividad

Es básicamente una medida de cómo la antena enfoca su energía. La directividad se define como la máxima ganancia directiva de una antena, es decir, representa la ganancia directiva en la dirección de la máxima radiación.

Lóbulos de Rejilla (Grating Lobes)

Así se les denomina a los lóbulos principales adicionales que aparecen cuando en un arreglo de antenas el espaciamiento entre elementos es muy grande.

IV.3 Fundamentos de los Arreglos de Antenas

Un arreglo de antenas está conformado por elementos radiantes individuales dispuestos en una cierta configuración geométrica de tal forma que se logran obtener mejores características de ganancia y directivas que las conseguidas por cada uno de los elementos individuales. En la mayor parte de los casos, los elementos de un arreglo son idénticos. Aunque esto no es necesario, representa una forma más conveniente, simple y práctica de tratar con los arreglos de antenas. Los elementos que conforman el arreglo de antenas pueden ser de cualquier forma (alambres, aberturas, etc.). Se considera, como

generalización, que cada uno de los elementos individuales radian de forma isotrópica. No obstante, es posible incluir el efecto radiante en particular de cada elemento.

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 forma, si se desean patrones de radiación directivos, es necesario que los campos radiados por los elementos del arreglo interfieran constructivamente en las direcciones deseadas y por otro lado, interfieran destructivamente en el resto del entorno espacial. Sin embargo, esto es un comportamiento ideal que en la práctica sólo se logra en forma aproximada.

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

- la configuración geométrica del arreglo de antenas (lineal, circular, rectangular, elíptico, esférico, híbridos, etc.)
- el espaciamiento entre elementos
- 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.

En este capítulo, para el análisis de los arreglos de antenas, se considera una amplitud de excitación uniforme en los elementos individuales así como una radiación isotrópica de éstos. Por lo que los factores a variar para controlar el patrón de radiación del arreglo serán básicamente el espaciamiento entre elementos y su fase de excitación.

IV.4 Configuraciones Geométricas de los Arreglos de Antenas

La configuración geométrica en la que se disponen los elementos individuales para formar el arreglo de antenas puede ser de diversos tipos. Dependiendo de la geometría, se tendrán ciertas características de cobertura angular y se tendrá una resolución ya sea unidimensional, bidimensional o tridimensional.

En la figura 38, se muestran cuatro ejemplos de distintas configuraciones geométricas para los arreglos de antenas. En el primer ejemplo 38(a), se muestra un conjunto de elementos dispuestos sobre una línea recta y separados una distancia d entre ellos. A este tipo de configuración se le conoce como arreglo lineal. El arreglo lineal es una configuración unidimensional con el cual se puede direccionar el lóbulo principal dentro de un sector angular en el plano horizontal, esto es, tan solo se pueden usar ángulos azimutales. El arreglo lineal es la estructura más comúnmente utilizada debido a su simplicidad. En el segundo ejemplo 38(b), se muestra la vista superior de un arreglo circular. Como puede observarse, los elementos se encuentran dispuestos sobre una circunferencia de radio R con un espaciamiento uniforme entre ellos de $l = 2\pi/N$ donde N representa el número de elementos que forman el arreglo. El arreglo circular es una estructura unidimensional con la que se puede direccionar el lóbulo principal en todos los ángulos azimutales. En el tercer ejemplo 38(c), se muestra otra estructura dimensional conocida como arreglo elíptico. En este caso los elementos se encuentran equiespaciados entre sí. Con el arreglo elíptico también se pueden formar lóbulos principales en cualquier dirección angular azimutal, sin embargo, los lóbulos serán más directivos que aquellos formados por un arreglo lineal o un circular. En el cuarto y último ejemplo 38(d), se muestra la vista frontal de una estructura

bidimensional conocida como arreglo de rejilla. Los elementos se encuentran equiespaciados tanto horizontal como verticalmente por una distancia d . Este tipo de arreglo puede formar un lóbulo principal a un cierto ángulo sólido, esto es, a un cierto azimutal y elevación.

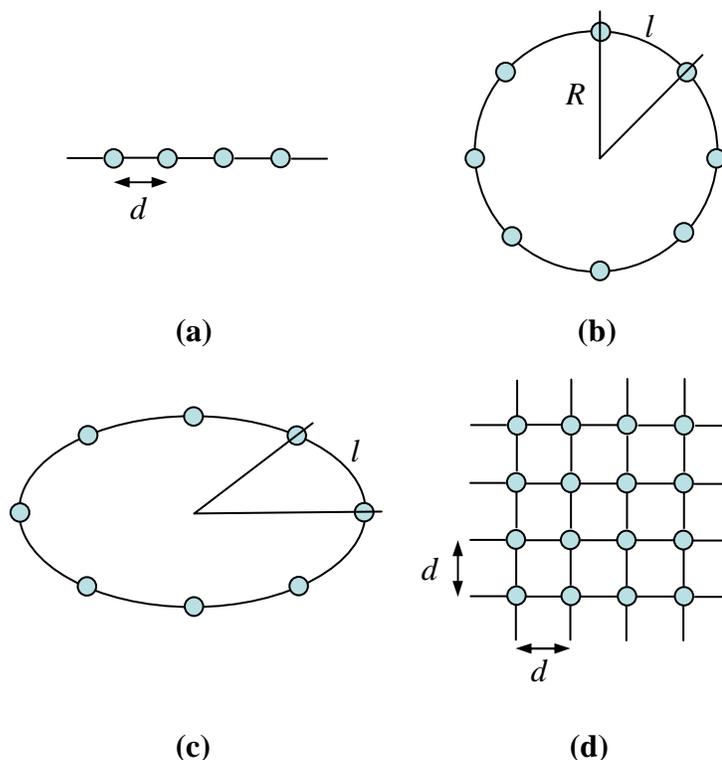


Figura 38. Distintas configuraciones geométricas para los arreglos de antenas: (a) arreglo lineal unidimensional; (b) arreglo circular unidimensional; (c) arreglo elíptico unidimensional; (d) arreglo de rejilla bidimensional.

En las siguientes secciones de este capítulo, se enfocará el análisis de los arreglos de antenas desde la perspectiva de la configuración de arreglo lineal uniforme.

IV.5 Arreglo Lineal Uniforme

Un arreglo lineal uniforme (ULA, del inglés Uniform Linear Array) es aquel cuyos elementos están dispuestos sobre una línea recta espaciados una misma distancia d entre si. En la figura 39 se muestra un arreglo lineal uniforme de N elementos.

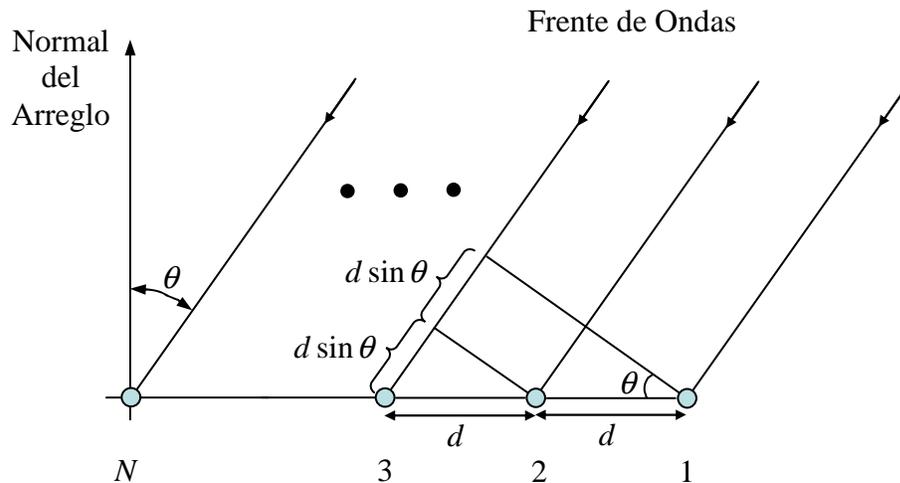


Figura 39. Arreglo lineal uniformemente espaciado.

Se considera que toda señal se recibe en el arreglo de antenas como un frente de ondas. Esto a su vez implica que la fuente radiante es omnidireccional y se encuentra localizada en el campo lejano del arreglo de antenas [Hayt, 1991].

En la figura 39, se puede observar un frente de ondas planas $x(t)$ llegando al arreglo de antenas con un ángulo θ respecto a la normal del arreglo. Esto implica que la señal no es recibida al mismo tiempo por todos los elementos del arreglo. De esta forma, tomando como referencia al elemento 1 del arreglo de antenas mostrado en la figura 39, se observa que el elemento 2 experimenta un retardo de tiempo dado por:

$\tau = \frac{d \sin(\theta)}{c}.$	(70)
------------------------------------	------

donde d es la distancia entre elementos, θ es el ángulo de llegada del frente de ondas planas respecto a la normal del arreglo y c es la velocidad de las ondas correspondiente a la velocidad de la luz.

Esto significa que la señal recorre una distancia $d \sin(\theta)$ adicional antes de llegar al elemento 2. De la misma forma, el elemento 3 experimenta un retardo de tiempo, dado por la expresión (70), respecto al elemento 2 y dos veces ese mismo retardo de tiempo respecto al elemento 1. Por lo tanto, la señal tendrá que recorrer una distancia $2d \sin(\theta)$, respecto al elemento 1, para llegar al elemento 3, una distancia $3d \sin(\theta)$ para llegar al elemento 4 y así sucesivamente hasta recorrer una distancia $(N - 1)d \sin(\theta)$ para llegar al elemento N .

El retardo de tiempo experimentado por cada elemento implica un desfaseamiento entre las señales recibidas por cada uno de ellos. Se debe notar que las señales recibidas por los elementos del arreglo de la figura 39, es la misma señal $x(t)$ sólo que desfasada debido a la geometría del arreglo. El retardo de tiempo τ de la expresión (70), corresponde a un desfaseamiento de $\psi = 2\pi(d/\lambda)\sin(\theta)$ radianes [Monzingo y Miller, 1980], donde λ es la longitud de onda de la señal. En el apéndice IV.1 se puede ver la razón de esto.

Por lo tanto, el desfaseamiento existente en cada uno de los elementos del arreglo, respecto al elemento de referencia, está definido por:

$(n - 1)\psi = (n - 1)2\pi(d/\lambda)\sin(\theta)$	(71)
--	------

donde $n = 1, 2, 3, \dots, N$ representa el número de elemento en cuestión. De esta forma, se puede ver que el desfaseamiento para el elemento 1 es de cero, lo que indica que es el elemento de referencia a partir del cual se mide el desfaseamiento de los elementos restantes. Como ya se ha mencionado, la contribución de cada uno de los elementos, define la respuesta de radiación del arreglo. De esta forma, 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 [Monzingo y Miller, 1980]:

$y(t) = \sum_{n=1}^N x(t) e^{j(n-1)\psi} .$	(72)
---	------

La expresión anterior define la respuesta total del arreglo de antenas como el producto del campo proporcionado por un solo elemento de referencia, por un factor [Balanis, 1982]. A dicho factor se le conoce como **factor de arreglo**. En la expresión (72), el factor de arreglo

está definido por $\sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi}$, por lo que dicha expresión se puede reescribir como:

$y(t) = x(t) FA$	(73)
------------------	------

donde $FA = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi}$ y $x(t)$ representa la contribución de un solo elemento, el elemento de referencia. En la figura 40 se muestra un esquema de la contribución de cada uno de los elementos para formar la respuesta total del arreglo $y(t)$.

El factor de arreglo por sí mismo, representa el patrón direccional del arreglo de antenas [Monzingo y Miller, 1980]. Esto significa que representa la sensibilidad relativa de respuesta del arreglo a una señal específica proveniente de diversas direcciones. Por tanto, usando tan solo el factor de arreglo se puede obtener el patrón de respuesta del arreglo de

antenas en el intervalo de $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$, que es el intervalo de operación ideal de un arreglo lineal.

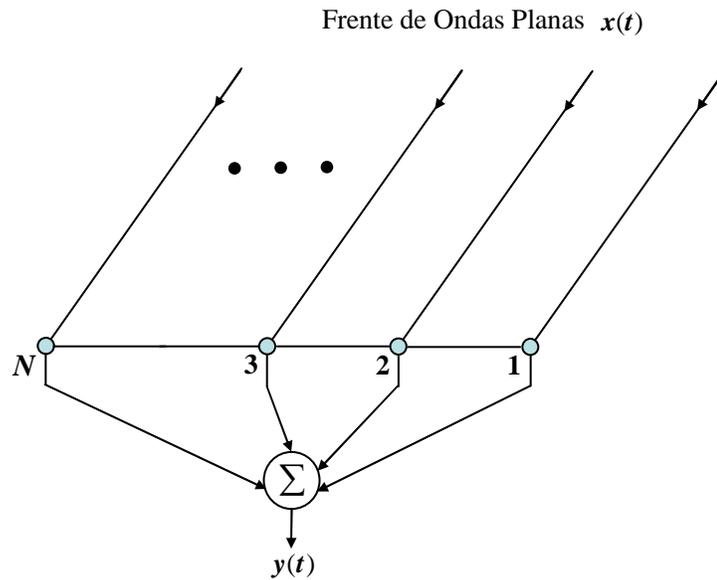


Figura 40. Contribución de los elementos individuales a la respuesta total del arreglo de antenas.

Para efectos de mostrar gráficamente el patrón de respuesta del arreglo como una relación de dirección-magnitud, se toma el valor absoluto del factor de arreglo ya que éste representa una expresión compleja derivada de la suma fasorial de cada uno de los elementos del arreglo de antenas.

En la figura 41(a) y 41(b) se muestran los patrones direccionales de respuesta normalizados para un arreglo lineal de seis y ocho elementos respectivamente, con un espaciamiento entre elementos $d = 0.5\lambda$.

Para la obtención de las gráficas mostradas en la figura 41, se desarrolló un programa con base en MATLAB 5.3 en el cual se empleó la expresión para el factor de arreglo (FA) anteriormente definida. Cabe mencionar que se considera que los elementos del arreglo de

antenas son idénticos, esto es, tienen una excitación de amplitud idéntica (unitaria en este caso) y cada uno presenta un desfase progresivo como consecuencia de su disposición geométrica. Así mismo, se considera que la dirección del lóbulo principal es perpendicular al arreglo de antenas ($\theta = 0^\circ$).

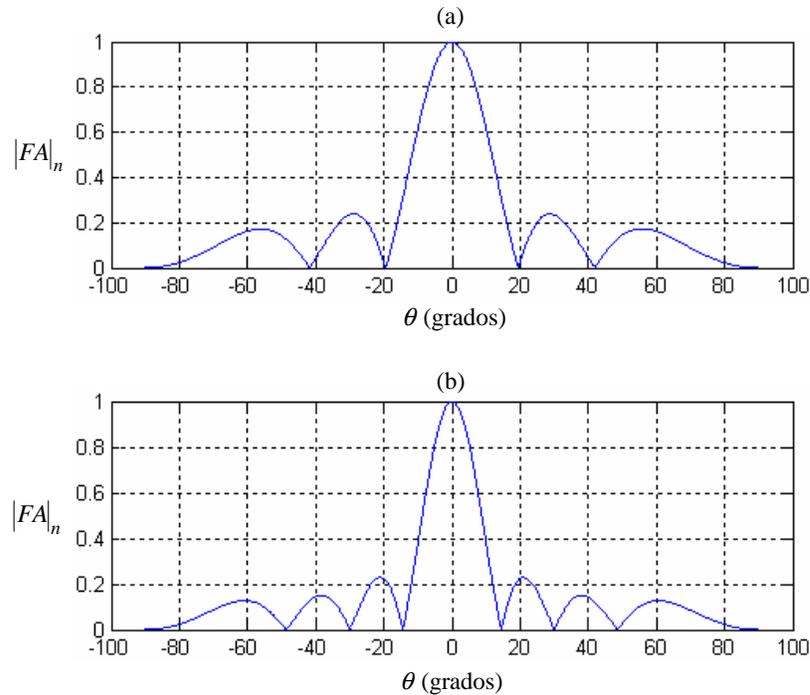


Figura 41. Patrones direccionales para arreglos lineales con espaciamiento entre elementos $d = 0.5\lambda$. (a) Arreglo de 6 elementos. (b) Arreglo de 8 elementos.

Es importante observar las diferencias entre los patrones direccionales mostrados en la figura 41. Se puede ver que el lóbulo principal del patrón direccional mostrado en la figura 41(b) es más angosto (más directivo) que el mostrado en la figura 41(a). Además, existe un mayor número de lóbulos laterales y nulos en la gráfica de 41(b) respecto a la gráfica de 41(a). Esto establece un comportamiento específico del patrón direccional del arreglo de antenas, en términos del número de elementos en el arreglo, manteniendo un mismo espaciamiento entre elementos. Por tanto, se puede ver que a medida que se obtiene un

lóbulo principal más directivo se incrementa el número de lóbulos laterales y de nulos del patrón direccional. Como se describió en la sección IV.3, la configuración propia del arreglo de antenas, en este caso el número de elementos dispuestos de forma lineal, controla la forma final del patrón direccional.

En la figura 42, se muestran los patrones direccionales normalizados, correspondientes a un arreglo de ocho elementos con espaciamiento entre elementos de $d = 0.1\lambda$, $d = 0.2\lambda$, $d = 0.5\lambda$ y $d = \lambda$.

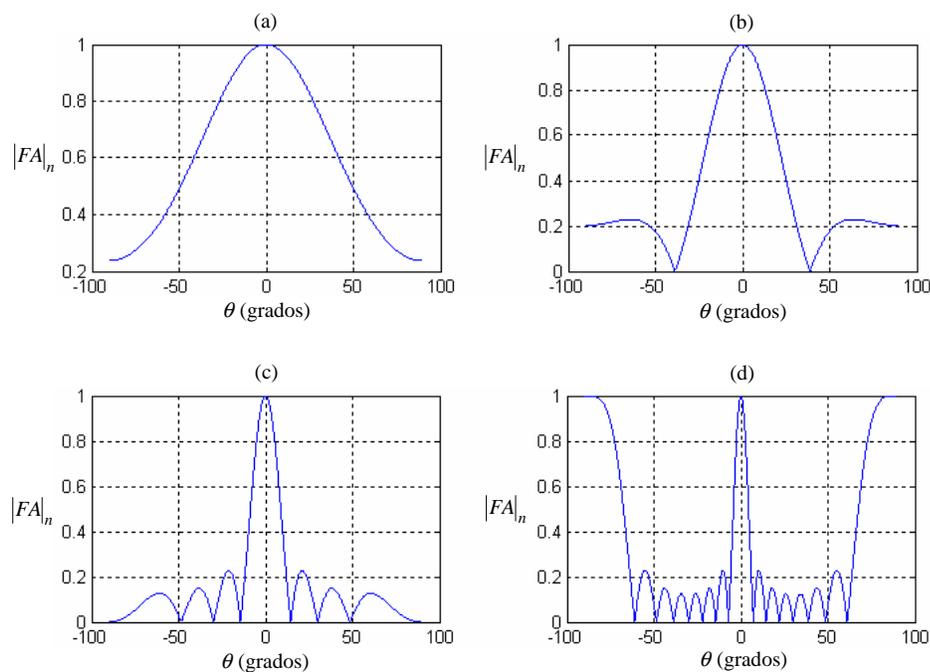


Figura 42. Patrones direccionales para un arreglo de 8 elementos con espaciamiento entre elementos de: (a) $d = 0.1\lambda$; (b) $d = 0.2\lambda$; (c) $d = 0.5\lambda$; (d) $d = \lambda$.

A partir de la figura anterior, se puede ver que a medida que se incrementa el espaciamiento entre elementos, manteniendo un número fijo de elementos, se obtiene un lóbulo principal más directivo pero con un número más creciente de lóbulos laterales y nulos. En las figuras

42(a) y 42(b) donde el espaciamiento entre elementos es menor que 0.5λ , la presencia de lóbulos laterales es mínima, sin embargo, el lóbulo principal presenta una baja directividad. Además, a medida que el espaciamiento entre elementos tiende a cero, el patrón direccional del arreglo de antenas se asemeja al patrón omnidireccional de un solo elemento [Monzingo y Miller, 1980]. En la figura 42(c), se consigue obtener un lóbulo principal con una mejor directividad pero con una mayor presencia de lóbulos laterales. Se puede apreciar también, que el número de nulos presentes es mayor y mejor definidos que los obtenidos cuando el espaciamiento entre elementos es menor que 0.5λ . En la figura 42(d), cuando el espaciamiento entre elementos es mayor a 0.5λ , se obtiene un lóbulo principal de gran directividad, así mismo, se ve un notable incremento en el número de lóbulos laterales y nulos. De hecho, se puede apreciar la aparición de lóbulos laterales que presentan una magnitud igual a la del lóbulo principal (lóbulos de rejilla). Por tanto, se puede ver lo fundamental que es el espaciamiento entre elementos para definir las prestaciones de un arreglo de antenas. Lo que se desea es tener un patrón direccional con un lóbulo principal lo más directivo posible pero con una menor presencia de lóbulos laterales, así como una ausencia total de lóbulos de rejilla. A partir de los patrones direccionales mostrados en la figura 42, se puede decir que se requiere un espaciamiento entre elementos tal que la relación d/λ sea pequeña para evitar la presencia de lóbulos de rejilla, pero lo suficientemente grande para obtener un lóbulo principal con buena directividad y una baja presencia de lóbulos laterales. Un espaciamiento promedio que cumple con tales características es $d = 0.5\lambda$ [Ma, 1974]. Como se puede apreciar en la figura 42(c), con dicho espaciamiento entre elementos, se obtiene un lóbulo principal con una cierta

directividad manteniendo baja la presencia de lóbulos laterales y nula la aparición de lóbulos de rejilla.

IV.5.1 Orientación del Patrón Direccional de un ULA

Hasta el momento, se ha mostrado la respuesta del arreglo lineal uniforme con su patrón direccional orientado de forma perpendicular al eje del arreglo, esto es, con el lóbulo principal de radiación en la dirección $\theta = 0^\circ$. Sin embargo, en el contexto de los sistemas de antenas inteligentes, se requiere de radiar el lóbulo principal en la dirección donde se encuentra ubicado el terminal móvil. Por tanto, es necesario ejercer un control sobre la orientación del patrón direccional del arreglo de antenas. Como ya se ha establecido, el único desfase presente en el arreglo de antenas, es el debido a la disposición geométrica de los elementos. Ahora, la forma de controlar la orientación del patrón direccional, será mediante la inserción de un desfase adicional. Este desfase se inserta en el arreglo de antenas en la forma de pesos complejos como se muestra en la figura 43.

De esta forma, la expresión para el factor de arreglo dada anteriormente debe redefinirse, ya que dicha expresión define un patrón direccional que siempre se encontrará orientado en la dirección $\theta = 0^\circ$ como se pudo constatar en las gráficas de las figuras 41 y 42. Por tanto, la expresión para el factor de arreglo, considerando el control de orientación del patrón direccional, está dada por:

$FA = \sum_{n=1}^N w_n e^{j(n-1)\psi}$	(74)
--	------

donde w_n representa el peso complejo asignado al n-ésimo elemento.

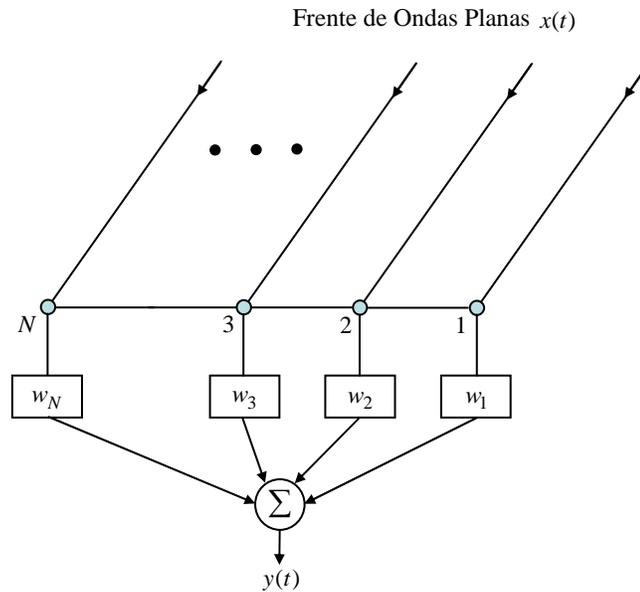


Figura 43. Control de orientación del patrón direccional del ULA mediante la asignación de pesos complejos.

El peso complejo asignado al n-ésimo elemento del arreglo de antenas está definido como:

$w_n = A_n e^{j(n-1)\beta}$	(75)
-----------------------------	------

donde A_n representa una excitación en amplitud para el n-ésimo elemento y β es la excitación en fase asignada a los elementos del arreglo para la orientación del patrón direccional.

La excitación en fase β está dada por:

$\beta = -2\pi \left(\frac{d}{\lambda} \right) \sin(\theta_o).$	(76)
--	------

La expresión (76) determina la máxima respuesta del arreglo de antenas, esto es, la dirección del lóbulo principal del patrón direccional del arreglo. Por tanto, θ_o representa la dirección angular hacia la cual se orientará el lóbulo principal del patrón direccional.

Al sustituir la expresión (75) en (74), la expresión para el factor de arreglo puede reescribirse como:

$FA = \sum_{n=1}^N A_n e^{j(n-1)\alpha}$	(77)
--	------

donde $\alpha = \psi + \beta$.

Ahora bien, ya que se considera que los elementos del arreglo tienen una excitación en amplitud unitaria uniforme, $A_n = 1$ y la expresión (77) se convierte en:

$FA = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\alpha}$	(78)
--------------------------------------	------

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

En la figura 44 se muestran los patrones direccionales de un arreglo de ocho elementos con espaciamiento $d = 0.5\lambda$. Los lóbulos principales de los patrones direccionales mostrados están orientados en las direcciones angulares (θ_o) de -90° , -60° , -30° , 0° , 30° , 60° y 90° .

Como se puede observar, a medida que se desplaza el lóbulo principal, los lóbulos laterales y nulos aparecen también desplazados.

Otro factor importante a resaltar es la variación en el ancho de haz del lóbulo principal de cada patrón direccional. Como puede apreciarse, a medida que se incrementa θ_o , ya sea en la dirección positiva o negativa, el ancho de haz se va incrementando hasta aproximarse a

los 90° donde el ancho de haz decrece y se ve súbitamente cortado debido al límite de operación del arreglo lineal de $\pm 90^\circ$, como puede verse en las figuras 44(a) y 44(f).

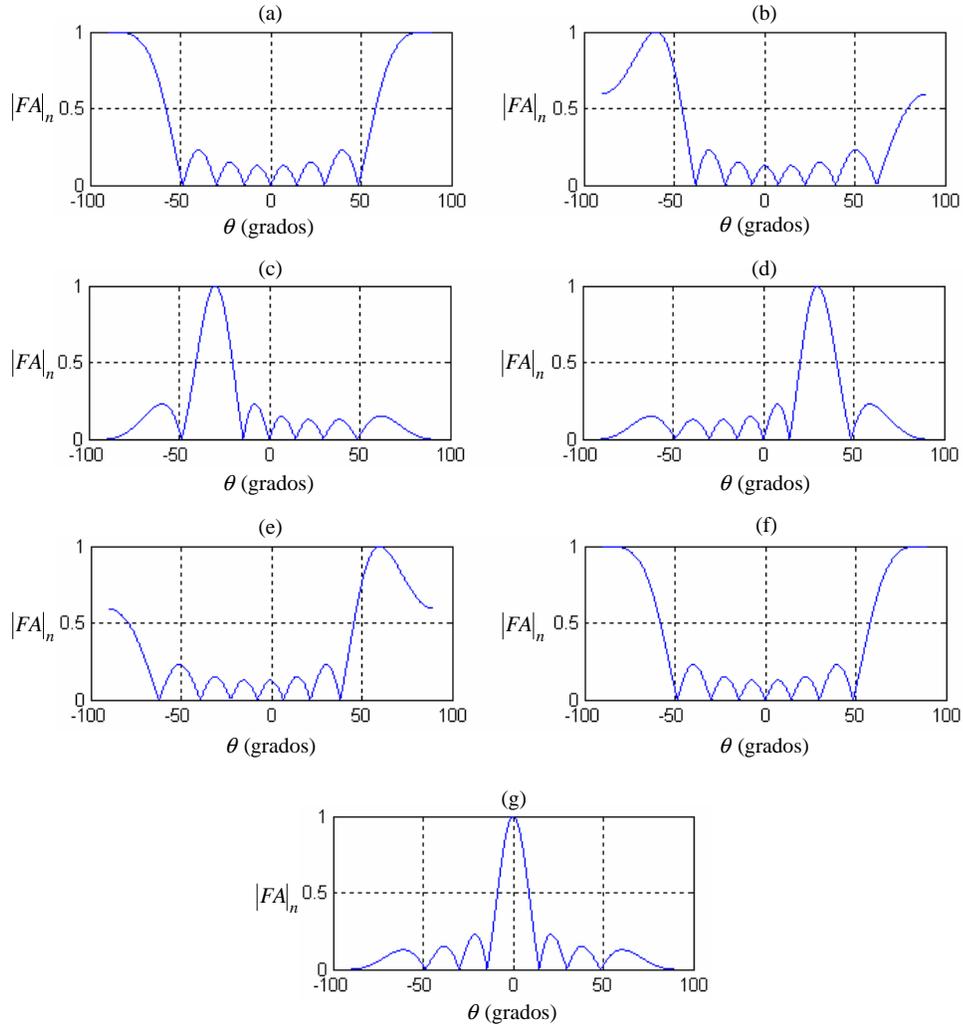


Figura 44. Patrón direccional de un arreglo lineal uniforme de 8 elementos y distancia $d = 0.5\lambda$ con el lóbulo principal orientado en la dirección: (a) $\theta_o = -90^\circ$; (b) $\theta_o = -60^\circ$; (c) $\theta_o = -30^\circ$; (d) $\theta_o = 30^\circ$; (e) $\theta_o = 60^\circ$; (f) $\theta_o = 90^\circ$; (g) $\theta_o = 0^\circ$.

En la siguiente sección, se estudiarán las características del patrón direccional de un arreglo lineal uniforme a partir del análisis de la expresión del factor de arreglo.

IV.5.2 Características del Patrón Direccional de un ULA

El estudio de las características del patrón direccional del arreglo de antenas es muy importante ya que nos permite conocer su comportamiento en términos de la determinación de nulos, lóbulos laterales y ancho de haz del lóbulo principal. Para conocer estas características del arreglo de antenas, es necesario analizar la expresión del factor de arreglo.

Para ello, la expresión (78) del factor de arreglo, también puede escribirse como:

$FA = \frac{\left[\sin\left(\frac{N}{2}\alpha\right) \right]}{\left[\sin\left(\frac{1}{2}\alpha\right) \right]}.$	(79)
---	------

En el apéndice IV.2 se muestra como se obtiene la expresión anterior a partir de la expresión (78).

A partir de la expresión (79) es posible determinar las características del patrón direccional del arreglo de antenas, definiendo de forma analítica los nulo, lóbulos laterales y el lóbulo principal existentes.

IV.5.2.1 Nulos en el Patrón Direccional de un ULA

Para encontrar los nulos del patrón direccional de un arreglo lineal uniforme se emplea la siguiente expresión [Balanis, 1982]:

$\theta_n = \sin^{-1} \left[\frac{\lambda}{2\pi d} \left(-\beta \pm \frac{2k}{N} \pi \right) \right].$	(80)
--	------

En el apéndice IV.3 se puede ver cómo se deriva la expresión anterior.

En la expresión (80), $k = \{ 1, 2, 3, \dots, N \}$ representa el número de elementos en el arreglo de antenas y β es la excitación en fase para orientar el patrón direccional del arreglo como se estableció en (76).

La expresión (80) proporciona el ángulo en el cual se asignará un nulo por parte del patrón direccional. Los valores de k determinan el orden de los nulos, es decir, si k toma el valor de 1 se obtendrá la localización angular del primer nulo, si toma el valor de 2 se obtendrá el segundo nulo y así sucesivamente. Se debe notar, que en realidad se obtienen dos ángulos para un nulo ($\pm \theta_\eta$), esto se debe al intervalo de operación simétrico del arreglo de antenas que se está empleando. Como ya se ha establecido anteriormente, el intervalo de operación ideal del arreglo lineal uniforme es de $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$, de esta forma, si existe un nulo en un ángulo $\theta_\eta = -30^\circ$, existirá otro en $\theta_\eta = 30^\circ$. Para que exista un nulo, el argumento del seno inverso en la expresión (80) no debe exceder la unidad. Por tanto, el número de nulos existentes en el patrón direccional del arreglo de antenas, depende de la separación entre elementos d y la excitación en fase β .

En la figura 42, se presentó el patrón direccional de un arreglo lineal uniforme de 8 elementos para los casos en que variaba la separación entre elementos. El patrón direccional presentado, tuvo su lóbulo principal siempre orientado hacia $\theta = 0^\circ$. Cuando el lóbulo principal se encuentra orientado en esa dirección angular, se dice que no existe la excitación en fase, y por tanto se considera que $\beta = 0^\circ$. Cuando se tiene este caso, la expresión (80) se reduce a:

$$\theta_{\eta} = \sin^{-1} \left[\pm \frac{\lambda k}{d N} \right]. \quad (81)$$

Utilizando la expresión anterior, es posible determinar la posición angular de los nulos en los patrones direccionales mostrados en las distintas gráficas de la figura 42. En la figura 42(a), se puede observar que no se obtienen nulos precisos como, por ejemplo, en la figura 42(c). Esto se debe a que el espaciamiento entre elementos es demasiado pequeño, por lo que cualquier valor de k sustituido en la expresión (81) hará que el argumento del seno inverso exceda la unidad, indefiniendo así la expresión y por tanto provocando la propia indefinición de los nulos en cuanto a su posición angular en el patrón direccional. Para el caso de la figura 42(b), ya aparecen nulos definidos en $\theta_{\eta} = \pm 38.7^{\circ}$, dichos nulos representan los nulos de primer orden del patrón direccional, ya que se obtienen al sustituir $k = 1$ en la expresión (81). No obstante, en la misma figura 42(b) aparecen nulos indefinidos, ya que el espaciamiento entre elementos aún nos es lo suficientemente grande como para que todos los nulos estén bien definidos, provocando que para cualquier $k \neq 1$ se indefina la expresión (81). Los nulos para las figuras 42(c) y 42(d) pueden encontrarse también a partir de la expresión (81). Como se puede apreciar, a medida que se incrementa el espaciamiento entre elementos, el número de nulos aumenta.

Los nulos de los patrones direccionales presentados en la figura 44 pueden obtenerse mediante la expresión (80), ya que en ese caso, los patrones direccionales sí presentan una excitación en fase β . Ahora el número de nulos no sólo depende del espaciamiento entre elementos, como en los patrones direccionales de la figura 42, sino que también depende de la excitación en fase β . En la figura 44(f) se presentó el caso, como referencia, cuando la

excitación en fase es $\beta = 0^\circ$. Como se puede observar, el número de nulos existentes es de 8. Sin embargo, a medida que el lóbulo principal se desplaza, por medio de la excitación en fase β , hacia $\theta_o = \pm 90^\circ$ se ve que el número de nulos se reduce a 7. Esto se explica fácilmente a través de la expresión (80) [Ma, 1974]. Para el caso de la figura 44(f), cuando $\beta = 0^\circ$, sustituyendo en la expresión (80) el valor de β y del espaciamiento entre elementos $d = 0.5\lambda$ considerado en la figura 44, se obtiene la siguiente expresión reducida:

$\theta_\eta = \sin^{-1} \left[\pm \frac{2k}{N} \right]$	(82)
---	------

donde $N = 8$ ya que el arreglo lineal empleado para obtener las gráficas de la figura 44 consta de 8 elementos. A partir de la expresión (82) se ve que el máximo valor que puede tomar k es de $N/2$, ya que un valor más alto haría que el argumento del seno inverso fuera mayor a la unidad e indefiniría a la ecuación. Por tanto, ya que para cada valor de k se tienen dos respuestas en ángulo, según se establece en la expresión (82), el número de nulos existentes en el patrón direccional de un arreglo lineal uniforme con espaciamiento entre elementos $d = 0.5\lambda$ y excitación en fase $\beta = 0^\circ$ es igual a N . Es por ello que en la figura 44(f) se observan 8 nulos. Cabe señalar que si el número de elementos del arreglo es impar, el máximo valor de k será de $(N - 1)/2$ y como consecuencia el número de nulos será de $(N - 1)$.

Ahora bien, en la figura 44(a) se muestra el patrón direccional del mismo arreglo de antenas de la figura 44(f) pero con una excitación en fase $\beta = -90^\circ$. Como se puede observar, el número de nulos en este caso es de 7. Sustituyendo el valor de β y del espaciamiento entre elementos considerado en la arreglo lineal de la figura 44, se obtiene la siguiente expresión:

$$\theta_{\eta} = \sin^{-1} \left[\pm \frac{2k}{N} + 1 \right] \quad (83)$$

donde $N = 8$. En esta expresión, se puede ver que ahora los valores de k no producirán dos resultados. Esto se debe a que ahora el signo de suma en la relación dual suma-resta de la expresión (83) provocará que el argumento del seno inverso exceda la unidad. Por ello, sólo el signo de resta producirá un resultado. El máximo valor que k puede tomar en la expresión (83) es $(N - 1)$, esto se debe a que si se sustituyera $k = N$, se obtendría un ángulo de $\theta_{\eta} = -90^{\circ}$, lo cual indicaría que existe un nulo en esa posición angular. Sin embargo, como ya se estableció a partir de la excitación en fase β , en dicha posición angular no existe un nulo, sino el lóbulo principal del patrón direccional. Por tanto, el máximo valor que k puede asumir es $k = N - 1$, y ya que ahora cada valor de k producirá un solo resultado, el número total de nulos será también igual a $(N - 1)$. Esa es la razón por la cual en la figura 44(a) aparecen solo 7 nulos.

El mismo análisis hecho anteriormente se extiende para cualquier valor de excitación en fase, espaciamiento entre elementos y número de elementos del arreglo. Como se pudo constatar, los factores críticos en la determinación de los nulos son básicamente la excitación en fase y el espaciamiento entre elementos.

IV.5.2.2 Respuesta Máxima en el Patrón Direccional de un ULA

La respuesta máxima que un patrón direccional puede tener en una determinada dirección angular está dada por la siguiente expresión [Balanis, 1982]:

$\theta_m = \sin^{-1} \left[\frac{\lambda}{2\pi d} (-\beta \pm 2m\pi) \right]$	(84)
---	------

donde β es la excitación en fase y $m = \{0, 1, 2, \dots\}$. En el apéndice IV.4 se puede ver la forma en que se deriva la expresión anterior.

Normalmente, se desea que en el patrón direccional del arreglo de antenas, aparezca una sola respuesta máxima, es decir, un solo lóbulo principal. Se desea evitar que aparezcan lóbulos laterales con igual magnitud que la del lóbulo principal. Debido al intervalo de operación simétrico de $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ del arreglo lineal uniforme, cada valor asumido por m proporcionará dos resultados en la expresión (84), excepto cuando $\beta = 0^\circ$ y $m = 0$, ya que en este caso se tiene que el $\sin^{-1}(0) = \sin^{-1}(-0) = 0^\circ$. Como puede apreciarse en la expresión (84), la respuesta máxima del patrón direccional del arreglo de antenas, no depende del número de elementos, sino del espaciamiento entre ellos y de la excitación en fase.

En la figura 42(c), aparece solamente un lóbulo principal, esto se explica a partir de la expresión (84). Sustituyendo los valores de excitación en fase $\beta = 0^\circ$ y de espaciamiento entre elementos $d = 0.5\lambda$, se obtiene la siguiente expresión:

$\theta_m = \sin^{-1} [\pm 2m]$	(85)
---------------------------------	------

como se puede apreciar, el único valor de m que no provoca que el argumento del seno inverso exceda la unidad es $m = 0$. Y por tanto, la única respuesta máxima del patrón direccional ocurre en $\theta_m = 0^\circ$.

En el caso de la figura 42(d), al sustituir los valores de excitación en fase $\beta = 0^\circ$ y de espaciamiento entre elementos $d = \lambda$ en la expresión (84) se obtiene:

$\theta_m = \sin^{-1}[\pm m].$	(86)
--------------------------------	------

De esta forma, cuando $m = 0$ el lóbulo principal se orienta hacia $\theta_m = 0^\circ$, pero cuando $m = 1$ se producen dos resultados, indicando la presencia de lóbulos de rejilla en $\theta_m = \pm 90^\circ$. Cualquier otro valor de m provoca la indefinición de la expresión (86), por lo que las respuestas máximas son las anteriormente derivadas y mostradas en la figura 42(d). El anterior análisis se puede extender para determinar las respuestas máximas de cualquier patrón direccional, tan solo se deben sustituir los correspondientes valores de excitación en fase β y espaciamiento entre elementos d en la expresión (84).

Como ya se había mencionado, lo que se desea es contar con un solo patrón de radiación, por tanto se debe seleccionar un espaciamiento entre elementos d lo suficientemente pequeño de tal forma que el argumento del seno inverso de la expresión (84) exceda la unidad para los valores de $m = \{1, 2, \dots\}$.

De esta forma, el valor de $m = 0$ proporcionará la dirección angular del lóbulo principal del patrón direccional del arreglo de antenas. Por tanto, la expresión (84) tiene ahora una única solución dada por:

$$\theta_m = \sin^{-1} \left[\frac{\lambda \beta}{2 \pi d} \right]. \quad (87)$$

La expresión anterior, define la dirección angular del lóbulo principal que es la única respuesta máxima del patrón direccional, considerando una selección adecuada del espaciamiento entre elementos d .

IV.5.2.3 Ancho de Haz en el Patrón Direccional de un ULA

El ancho de haz representa una forma de medir la directividad de un arreglo de antenas. La directividad es inversamente proporcional al ancho de haz. Esto es, entre más estrecho sea el ancho de haz, se tendrá una mayor directividad. Por tanto, el ancho de haz hace referencia al grado de directividad que presenta el lóbulo principal del patrón direccional del arreglo de antenas.

Existen básicamente tres formas de medir el ancho de haz presente en el patrón direccional de un arreglo de antenas. Puede ser midiendo la separación angular entre los puntos de potencia media del lóbulo principal, midiendo la separación angular entre los nulos de primer orden del patrón direccional o bien, midiendo la separación angular existente entre los puntos donde aparecen los lóbulos laterales de primer orden del patrón direccional.

IV.5.2.3.1 Ancho de Haz de Potencia Media

La forma más común de medir el ancho de haz, es determinando la separación angular entre los puntos de potencia media del lóbulo principal. A esta forma se le conoce como **ancho de haz de potencia media** o **ancho de haz de 3 dB (HPBW)**, del inglés Half-Power Beamwidth). Se le conoce así, ya que los puntos de potencia media del lóbulo principal, se encuentran precisamente 3 dB debajo del punto máximo de ganancia del lóbulo principal. Se debe recordar que 3 dB más de ganancia, corresponden al doble de dicha ganancia y 3 dB menos significa la mitad de tal ganancia. La ubicación angular de un punto de potencia media del lóbulo principal está dada por la siguiente expresión [Balanis, 1982]:

$\theta_h = \sin^{-1} \left[\frac{\lambda}{2\pi d} \left(-\beta \pm \frac{2.782}{N} \right) \right].$	(88)
---	------

La forma en que se deriva la expresión anterior se muestra en el apéndice IV.5.

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 tanto, empleando la expresión (87) para determinar la ubicación del punto máximo del lóbulo principal, se obtiene la siguiente expresión para determinar el ancho de haz de potencia media:

$\Theta_h = 2 \theta_m - \theta_h $	(89)
-------------------------------------	------

IV.5.2.3.2 Ancho de Haz de Primer Nulo

El **ancho de haz de primer nulo (FNBW)**, del inglés First Null Beamwidth), es la separación angular entre los nulos de primer orden del patrón direccional.

La expresión que determina el ancho de haz de primer nulo está dada por [Balanis, 1982]:

$$\Theta_{\eta} = 2|\theta_m - \theta_{\eta}|_{\theta_{\eta}=\theta_1}. \quad (90)$$

Como se puede apreciar, en la expresión anterior se hace uso de la expresión (87) para determinar el punto máximo del lóbulo principal y la expresión (80) para determinar el punto donde aparece uno de los nulos de primer orden. Y ya que el arreglo lineal uniforme es simétrico, solo se multiplica por dos y se obtiene la separación angular entre los nulos de primer orden del patrón direccional.

IV.5.2.3.3 Ancho de Haz de Primer Lóbulo Lateral

A la separación angular entre los puntos donde aparecen los lóbulos laterales de primer orden se le conoce como **ancho de haz de primer lóbulo lateral (FSLBW)**, del inglés First Side Lobe Beamwidth). La expresión que define el ancho de haz de primer lóbulo lateral está dada por:

$$\Theta_s = 2|\theta_m - \theta_s|_{\theta_s=\theta_1}. \quad (91)$$

Donde θ_s es la expresión para determinar la posición de los lóbulos laterales en el patrón direccional. Esta expresión se presenta en la sección IV.5.2.4.

IV.5.2.3.4 Variación del Ancho de Haz en el Patrón Direccional de un ULA

Un factor crítico que presenta el arreglo lineal uniforme es la inestabilidad inherente del ancho de haz en el lóbulo principal del patrón direccional. En la figura 42, se observó gráficamente cómo el ancho de haz variaba de forma directamente proporcional con las dimensiones del arreglo. Esto es, a medida que se aumentaba el espaciamiento entre elementos, el lóbulo principal se hacía más directivo indicando una correspondiente disminución en el ancho de haz. Sin embargo, la directividad lograda en el lóbulo principal del patrón direccional tiene su costo reflejado en un creciente número de lóbulos laterales, hasta un punto en que en el que comienzan a aparecer lóbulos de rejilla. Por tanto, se comienza a vislumbrar un compromiso entre lograr un ancho de haz angosto y la intensidad y número de lóbulos laterales que se presentan. Aquí, la solución recae en seleccionar un espaciamiento entre elementos d lo suficientemente grande para obtener una cierta directividad pero lo suficientemente pequeño para evitar la aparición de lóbulos laterales de gran intensidad.

En la figura 44, también se puede apreciar la variabilidad del ancho de haz. En este caso, la inestabilidad del ancho de haz no reside en la variación de las dimensiones del arreglo de antenas, sino en la orientación cambiante del patrón direccional. Considerando sólo la orientación hacia ángulos positivos (ya que por la simetría del ULA, el comportamiento para ángulos positivos y negativos es similar), se aprecia que a medida que aumenta el ángulo de orientación, el ancho de haz se incrementa. Conforme el ángulo de orientación tiende a $\theta_o = 90^\circ$, el ancho de haz se hace relativamente grande. En la figura 44(e), cuando

el patrón direccional se encuentra orientado hacia $\theta_o = 60^\circ$, el ancho de haz aumenta considerablemente en relación al ancho de haz presente en el patrón direccional de la figura 44(d) donde la dirección de orientación es $\theta_o = 30^\circ$. Finalmente, cuando el ángulo de orientación es $\theta_o = 90^\circ$, el ancho de haz presenta un aumento remarcable. Esto, como puede observarse, se debe a la interrupción abrupta del lóbulo principal, debido al intervalo de operación de $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ del arreglo lineal uniforme. Como ya se había establecido antes, dicho intervalo es ideal, ya que como se aprecia presenta una desventaja inherente en términos de la variabilidad del ancho de haz al orientar el patrón direccional hacia los puntos de visión extrema del arreglo de antenas. Por tanto, generalmente se prefiere utilizar un intervalo de operación distinto para el arreglo lineal uniforme.

De lo anterior, se pueden vislumbrar dos aspectos fundamentales que intervienen en la inestabilidad del ancho de haz en el patrón direccional de un arreglo lineal uniforme, uno es la dimensión del arreglo de antenas y otro la limitante del intervalo de operación.

En la figura 45 se muestra una gráfica del ancho de haz de potencia media (HPBW) como una función de la longitud del arreglo antenas. Se presentan dos curvas, una corresponde a la orientación $\theta_o = 0^\circ$ del patrón direccional, es decir, hacia la dirección perpendicular al arreglo de antenas, la curva restante corresponde a una orientación de $\theta_o = 90^\circ$ que es en dirección de uno de los extremos del arreglo de antenas.

En la figura 46 se presentan las gráficas correspondientes a distintas orientaciones del patrón direccional, mostrando la variabilidad del ancho de haz de potencia media en función de la longitud del arreglo de antenas.

Tanto en las gráficas de la figura 45 como en las de la figura 46, se presenta tan solo la perspectiva de los ángulo de orientación positivos, ya que como se ha establecido anteriormente, la simetría del arreglo lineal uniforme es tal que se tiene una respuesta similar para ángulos positivos y negativos.

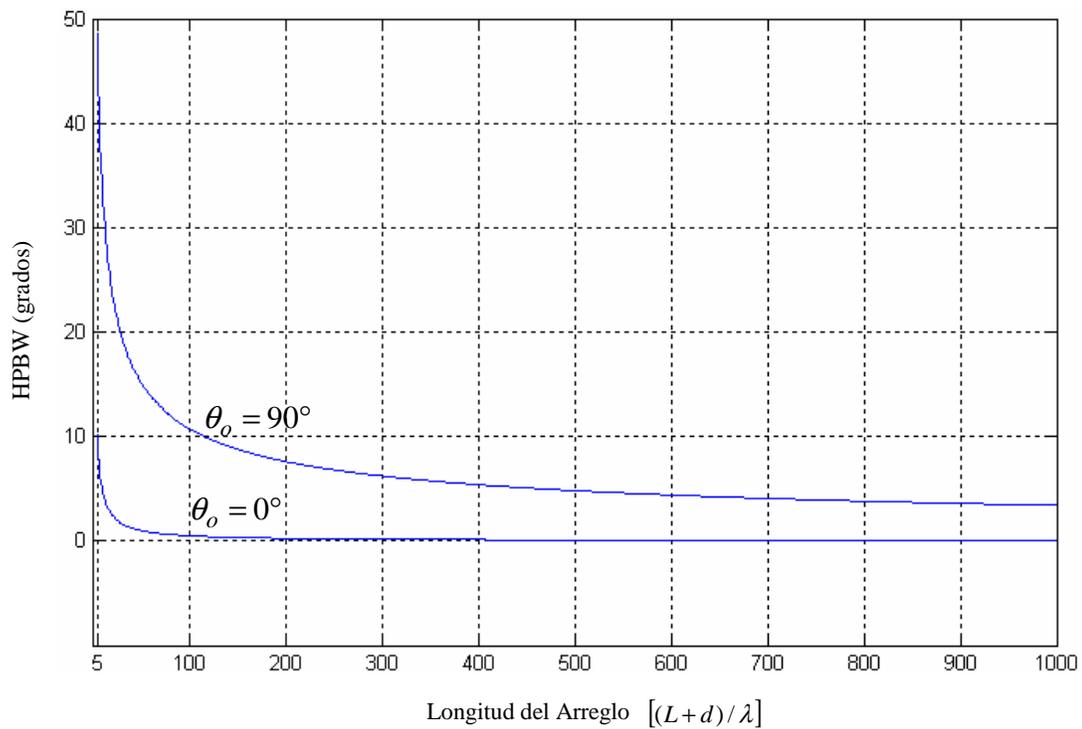


Figura 45. Variación del ancho de haz de potencia media en función de la longitud del arreglo para una orientación del patrón direccional de $\theta_0 = 0^\circ$ y $\theta_0 = 90^\circ$.

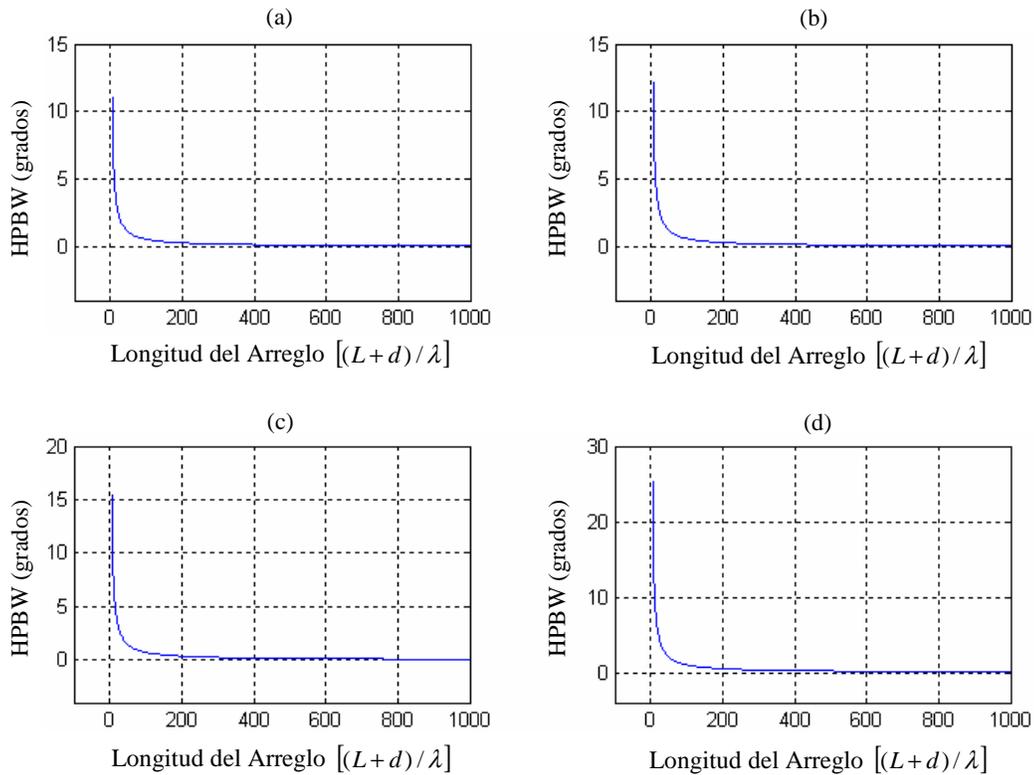


Figura 46. Variación del ancho de haz de potencia media en función de la longitud del arreglo para una orientación del patrón direccional de: (a) $\theta_o = 20^\circ$; (b) $\theta_o = 30^\circ$; (c) $\theta_o = 45^\circ$; (d) $\theta_o = 60^\circ$.

Las curvas mostradas en la figura 45, representan los límites de orientación del patrón direccional de un arreglo lineal uniforme. Por tanto, todas las curvas presentadas en la figura 46 aparecerían entre las curvas de la figura 45 si se mostraran en la misma gráfica. Aquí se muestran por separado, ya que si se dispusieran en la misma gráfica estarían muy próximas y no se podría distinguir una de otra.

En la figura 45 se puede apreciar cómo para dimensiones pequeñas del arreglo de antenas el ancho de haz del patrón direccional orientado hacia uno de los extremos del arreglo ($\theta_o = 90^\circ$) es muy grande en comparación con el obtenido al orientar el patrón direccional

en la dirección perpendicular al arreglo ($\theta_o = 0^\circ$). Este remarcado crecimiento del ancho de haz en la dirección $\theta_o = 90^\circ$ coincide con lo mostrado en la figura 44(f) donde el lóbulo principal se ve interrumpido abruptamente debido al intervalo de operación restringido del arreglo lineal uniforme. Debido a este corte en el lóbulo principal, su parte complementaria se presenta en el extremo opuesto del arreglo ($\theta_o = -90^\circ$), reflejando un aumento en el ancho de haz. Se puede ver también, cómo a medida que aumenta la longitud del arreglo de antenas, el ancho de haz se hace más angosto para ambas orientaciones del patrón direccional. Incluso, el ancho de haz orientado hacia $\theta_o = 90^\circ$ llega a estar relativamente cerca del orientado hacia $\theta_o = 0^\circ$. Sin embargo, grandes longitudes del arreglo de antenas es una solución poco práctica en términos de costos para obtener una mayor directividad en el lóbulo principal del patrón direccional. Además de que, como ya se ha mencionado, para grandes dimensiones del arreglo de antenas, se incrementa el número de lóbulos laterales y existe la posibilidad de tener lóbulos laterales de gran intensidad. Por tanto, se debe seleccionar un arreglo de antenas con una dimensión adecuada para evitar la aparición de lóbulos laterales de gran intensidad y se debe acortar el intervalo de operación del arreglo de antenas. Esto es, se tiene que dejar de trabajar con el intervalo de operación ideal ($-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$) del arreglo de antenas en aras de conseguir una menor variabilidad en el ancho de haz.

En la figura 46 se puede ver el incremento del ancho de haz a medida que el ángulo de orientación del patrón direccional aumenta. Sin embargo, no se observa una variabilidad tan excesiva como la presentada en la figura 45 para $\theta_o = 90^\circ$. Las primeras tres gráficas de la figura 46 presentan una variación muy similar en el ancho de haz. Es en la última gráfica, la

correspondiente a $\theta_o = 60^\circ$, en donde el ancho de haz muestra un mayor crecimiento. Esto coincide nuevamente con una interrupción del lóbulo principal debido a las características del arreglo lineal uniforme. No obstante, el incremento en el ancho de haz no es tan remarcado como en la dirección $\theta_o = 90^\circ$ debido a que el corte del lóbulo principal no es tan abrupto como se puede apreciar en la figura 44(e).

Por lo tanto, se puede ver que hasta una orientación de $\theta_o = 60^\circ$ la variabilidad del ancho de haz es relativamente pequeña. Es por ello, que comúnmente se decide trabajar con un intervalo de operación de $-60^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$ en el arreglo lineal uniforme. Con esto, un solo arreglo de antenas cubrirá un sector de 120° , por lo que se requieren de tres arreglos de antenas para cubrir todo un sector de 360° . Generalmente, estos tres arreglos se dispondrán de forma triangular como en algunos sistemas de antenas tradicionales utilizados actualmente, ver figura 47.



Figura 47. Disposición triangular para tres arreglos lineales uniformes, donde cada arreglo tiene una cobertura de 120° para lograr cubrir un sector de 360°

Habiendo elegido este nuevo intervalo de operación, resta seleccionar una dimensión adecuada para el arreglo de antenas. Una opción es la que se muestra en la figura 44(e), en

este caso se utilizan 8 elementos de antena con un espaciamiento entre ellos de $d = 0.5\lambda$. A pesar de que el lóbulo principal sufre un corte que se refleja en un incremento en el ancho de haz, dicho incremento no es tan severo como ya se estableció anteriormente. No obstante, es posible elegir una dimensión para el arreglo de antenas con la que se evite el corte del lóbulo principal al trabajar en el intervalo de operación $-60^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$. Esto se logra cuando el nulo de primer orden a la derecha del lóbulo principal se ubica como máximo en $\theta_\eta = 90^\circ$. Con ello, se logra evitar la interrupción del lóbulo principal, además de que se logra mejorar su directividad.

A partir de la expresión (80), se sustituye el valor de $k = 1$ correspondiente al primer nulo y considerando la orientación de $\theta_o = 60^\circ$ se obtiene la siguiente expresión reducida:

$\theta_\eta = \sin^{-1} \left[\sin(60^\circ) + \frac{\lambda}{dN} \right].$	(92)
---	------

Esta expresión define la posición angular del nulo de primer orden a la derecha del lóbulo principal del patrón direccional. Ahora bien, si se desea que el nulo esté ubicado como máximo en $\theta_\eta = 90^\circ$, entonces el argumento del seno inverso de la expresión (92) debe cumplir la siguiente condición:

$0.866 + \frac{\lambda}{dN} \leq 1.$	(93)
--------------------------------------	------

Como la dimensión o longitud del arreglo de antenas está definido por $D = dN/\lambda$

[Monzingo y Miller, 1980], la expresión (93) se reescribe como:

$0.866 + \frac{1}{D} \leq 1.$	(94)
-------------------------------	------

Por tanto, despejando D de la expresión anterior se obtiene que la dimensión del arreglo de antenas que se debe tener para evitar el corte del lóbulo principal cuando se trabaja con el intervalo de operación $-60^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$ es de $D \geq 7.462$. Esto coincide con el comportamiento de las gráficas mostradas en las figuras 45 y 46, donde a medida que se incrementa la longitud del arreglo de antenas se consigue mejorar la directividad del lóbulo principal, y en este caso evitar el corte del mismo. Si se emplea una separación entre elementos de $d = 0.5\lambda$, la longitud de arreglo determinada anteriormente corresponde a un número teórico de $N \approx 14.92$ elementos, que en la práctica correspondería a $N \approx 15$ elementos. No obstante, el incremento en el número de elementos representa también un incremento en costo y complejidad del sistema. Por tanto, existe un compromiso en la elección de la longitud del arreglo para mejorar la directividad del patrón direccional.

En la presente tesis, se trabajará con un arreglo de antenas lineal uniforme de 8 elementos con una separación entre ellos de $d = 0.5\lambda$ [Muñoz, 2002] y con un intervalo de operación dado por $-60^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$.

IV.5.2.4 Lóbulos Laterales en el Patrón Direccional de un ULA

Para localizar la posición de los lóbulos laterales en el patrón direccional de un arreglo lineal uniforme, se utiliza la siguiente expresión [Balanis, 1982]:

$\theta_s = \sin^{-1} \left\{ \frac{\lambda}{2\pi d} \left[-\beta \pm \left(\frac{2s+1}{N} \right) \pi \right] \right\}$	(95)
--	------

donde $s = \{1, 2, 3, \dots\}$. Los valores de s representan el orden de los lóbulos laterales. La expresión anterior se deriva en el apéndice IV.6. Como puede apreciarse, el número de

lóbulos laterales presentes en el patrón direccional depende de la excitación en fase y de la longitud del arreglo de antenas.

IV.6 Conclusiones

En este capítulo se ha mostrado el funcionamiento de un arreglo de antenas desde el análisis particular de la configuración conocida como arreglo lineal uniforme. Se ha mostrado la forma en que mediante el uso del factor de arreglo es posible considerar las contribuciones de todos los elementos del arreglo, y así definir el patrón direccional del mismo.

Se definió el uso de pesos complejos para la inserción de una excitación en fase a los elementos del arreglo de antenas con lo cual es posible orientar el patrón direccional en el intervalo de operación utilizado.

Se presentaron gráficas de patrones direccionales donde se estableció la influencia fundamental que sobre el comportamiento del patrón direccional tiene la excitación en fase y la longitud del arreglo.

El patrón direccional del arreglo de antenas se caracterizó mediante el uso de la expresión del factor de arreglo, analizando el lóbulo principal, el ancho de haz, los nulos y lóbulos laterales.

En el presente capítulo, se han definido las características del arreglo de antenas que permiten utilizar las señales recibidas del entorno para formar un patrón de respuesta en la dirección deseada. Con ello es posible obtener un muestreo adecuado de las señales proporcionadas por el entorno para su posterior procesamiento. Ahora se requiere de

identificar las señales deseadas, a partir del conjunto de señales que conforman el muestreo obtenido. En el capítulo siguiente, se analiza una técnica mediante la cual, es posible determinar la dirección de llegada de las señales deseadas a partir del muestreo de señales obtenido del entorno por el arreglo de antenas.

Apéndice IV.1. Correspondencia entre el tiempo de retardo (τ) y el desfase (ψ)

La fase de cualesquier señal se encuentra dada por ωt [Lathi, 1993], donde ω representa la frecuencia angular en radianes de la señal y t es el tiempo específico donde se mide la fase de la señal. Si se desea obtener la fase (en este caso una diferencia en fase) después de un tiempo τ , se tiene que $t = \tau$ y ya que $\omega = 2\pi f$, se obtiene la siguiente expresión para la determinación de la fase:

$\omega t = 2\pi f \tau$	(96)
--------------------------	------

donde f representa la frecuencia de la señal y se encuentra dada por $f = c/\lambda$ donde c es la velocidad de la señal que corresponde a la señal de la luz, y λ representa la longitud de onda de la señal. Por tanto, sustituyendo el valor de f en la expresión anterior se tiene que:

$\frac{2\pi c \tau}{\lambda} = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta) = \psi$	(97)
--	------

donde $c\tau = d \sin(\theta)$ como puede derivarse a partir de la expresión (70). De esta forma, se relaciona el tiempo de retardo τ con el desfase ψ .

Apéndice IV.2. Expresión equivalente para el factor de arreglo de un ULA

Multiplicando ambos lados de la igualdad de (78) por $e^{j\alpha}$ se obtiene la siguiente expresión [Balanis, 1982]:

$(FA)e^{j\alpha} = e^{j\alpha} + e^{j2\alpha} + e^{j3\alpha} + \dots + e^{j(N-1)\alpha} + e^{jN\alpha}$	(98)
---	------

Substrayendo de la expresión anterior la expresión (78), se tiene que:

$FA(e^{j\alpha} - 1) = (-1 + e^{jN\alpha}).$	(99)
--	------

La expresión anterior también puede plantearse como:

$FA = \left[\frac{e^{jN\alpha} - 1}{e^{j\alpha} - 1} \right] = e^{j[(N-1)/2]\alpha} \left[\frac{e^{j(N/2)\alpha} - e^{-j(N/2)\alpha}}{e^{j(1/2)\alpha} - e^{-j(1/2)\alpha}} \right].$	(100)
---	-------

Al desarrollar las partes complejas de la expresión anterior se obtiene:

$FA = e^{j[(N-1)/2]\alpha} \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\alpha\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\alpha\right)} \right].$	(101)
---	-------

La expresión anterior define el factor de arreglo de un arreglo lineal uniforme de N elementos. Tomando como punto de referencia el elemento 1 ($N=1$) del arreglo de antenas, se tiene que la expresión (101) se reduce a:

$FA = \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\alpha\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\alpha\right)} \right].$	(102)
--	-------

Apéndice IV.3. Derivación de la expresión para definir la ubicación de los nulos en el patrón direccional de un ULA

Para obtener un nulo en el patrón direccional, el factor de arreglo debe ser cero. A partir de la expresión (79), se puede ver que esto sólo sucede cuando el numerador es igual a cero.

Por tanto, se tiene que:

$\sin\left(\frac{N}{2}\alpha\right) = 0.$	(103)
---	-------

Para que la expresión anterior se cumpla, el argumento del seno debe cumplir con la siguiente condición:

$\frac{N}{2}\alpha = \frac{N}{2}(\psi + \beta) \Big _{\theta=\theta_\eta} = \pm k\pi$	(104)
---	-------

donde $k = \{1, 2, 3, \dots\}$.

Sustituyendo en la expresión anterior el valor de ψ y despejando para $\theta = \theta_\eta$ se obtiene la expresión deseada:

$\theta_\eta = \sin^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d}\left(-\beta \pm \frac{2k}{N}\pi\right)\right].$	(105)
--	-------

Apéndice IV.4. Derivación de la expresión para determinar la respuesta máxima del patrón direccional de un ULA

En un patrón direccional se obtiene la máxima respuesta cuando las fases de cada uno de los elementos de le arreglo de antenas se alinean, es decir, cuando la contribución fasorial de cada elemento es igual a la unidad. Esto corresponde a que el factor de arreglo tenga un valor máximo de N , que es el número de elementos en el arreglo de antenas. Considerando la expresión (79), el factor de arreglo obtendrá su valor máximo cuando sea igual a $\sin(0)/0$. Lo anterior ocurre cuando:

$\frac{\alpha}{2} = \frac{1}{2}(\psi + \beta) \Big _{\theta=\theta_m} = \pm m\pi$	(106)
---	-------

donde $m = \{0, 1, 2, \dots\}$. Sustituyendo el valor de ψ en la expresión anterior y despejando para $\theta = \theta_m$ se obtiene la expresión requerida:

$\theta_m = \sin^{-1} \left[\frac{\lambda}{2\pi d} (-\beta \pm 2m\pi) \right].$	(107)
--	-------

Apéndice IV.5. Derivación de la expresión para obtener la ubicación de los puntos de potencia media en el lóbulo principal del patrón direccional de un ULA

Para facilitar la derivación de la expresión (88), se utiliza una expresión alternativa a la expresión (79) [Balanis, 1982]. Dicha expresión se obtiene al considerar pequeños valores de fase α , lo cual comúnmente se cumple en un arreglo lineal uniforme, ya que como se estableció, las dimensiones del arreglo no son muy grandes, lo que permite tener valores de fase α pequeños. Además, después de obtener tal expresión, se trabaja finalmente con su versión normalizada, esto es, se divide el factor de arreglo entre el valor máximo que puede obtener, que como ya se definió es igual al número de elementos en el arreglo N . Lo anterior lleva a expresar alternativamente el factor de arreglo en (79) como:

$(FA)_n \approx \frac{1}{N} \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\alpha\right)}{\frac{\alpha}{2}} \right] = \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\alpha\right)}{\frac{N}{2}\alpha} \right].$	(108)
--	-------

La obtención de la expresión anterior reside en el hecho de que para pequeños valores de α , el argumento del seno en el denominador de la expresión (79) será también pequeño, y el seno de un argumento pequeño es aproximadamente igual al propio argumento.

Ahora bien, los puntos de potencia media buscados, se encuentran 3 dB por abajo del punto máximo del lóbulo principal. En términos lineales, esto significa que los puntos de potencia

media se encuentran aproximadamente a 0.707 el valor máximo del lóbulo principal [Kustra, 1981]. Como el valor máximo normalizado se da cuando el factor de arreglo es igual a la unidad, entonces los puntos de potencia media se encuentran cuando el factor de arreglo de la expresión (108) es igual 0.707. Lo anterior sólo se logra si se cumple con la siguiente condición, en relación a la expresión (108):

$\left. \frac{N}{2} \alpha = \frac{N}{2} (\psi + \beta) \right _{\theta=\theta_h} = \pm 1.391.$	(109)
---	-------

Sustituyendo en esta expresión el valor de ψ y despejando para $\theta = \theta_h$ se obtiene la expresión deseada:

$\theta_h = \sin^{-1} \left[\frac{\lambda}{2\pi d} \left(-\beta \pm \frac{2.782}{N} \right) \right].$	(110)
---	-------

Apéndice IV.6. Derivación de la expresión para obtener la ubicación de los lóbulos laterales en el patrón direccional de un ULA

Para derivar la expresión requerida se hará uso de la expresión (108) [Balanis, 1982]. Como seguramente ya se identificó, la expresión (108) representa una función $\text{sinc} = \sin(\pi x)/(\pi x)$ en la que el valor máximo principal se obtiene cuando $\text{sinc} = \sin(0)/0$. Sin embargo, los lóbulos laterales representan los valores máximos secundarios de dicha función. Como fácilmente se puede apreciar, estos valores máximos secundarios se alcanzan, aproximadamente, cuando el numerador de la expresión (108) tiene su valor máximo, esto es:

$$\sin\left(\frac{N}{2}\alpha\right) \approx \pm 1. \quad (111)$$

Para que la expresión anterior se cumpla, el argumento del seno debe cumplir con la siguiente condición:

$$\frac{N}{2}\alpha = \frac{N}{2}(\psi + \beta) \Big|_{\theta=\theta_s} \approx \pm \left(\frac{2s+1}{2}\right)\pi \quad (112)$$

donde $s = \{1, 2, 3, \dots\}$. Sustituyendo en la expresión anterior el valor de ψ y despejando para $\theta = \theta_s$, se obtiene la expresión que se busca:

$$\theta_s = \sin^{-1} \left\{ \frac{\lambda}{2\pi d} \left[-\beta \pm \left(\frac{2s+1}{N} \right) \pi \right] \right\}. \quad (113)$$

V ESTIMACIÓN DE LA DIRECCIÓN DE ARRIBO

V.1 Introducción

Una parte fundamental de cualquier sistema de antenas inteligentes es, sin duda, el bloque encargado de estimar la dirección de arribo (**DOA**, del inglés Direction Of Arrival) de la señal transmitida por un terminal móvil. En gran parte de la literatura abierta sobre antenas inteligentes [Kanazawa et al., 2000], [Tsuji et al., 2001], se parte del hecho de que ya se conoce la dirección de arribo de las señales, por lo que no plantean la forma o método para determinar el DOA. La estimación del DOA representa uno de los principales problemas a resolver en los modernos sistemas de comunicaciones móviles y es un factor crítico en las prestaciones que dichos sistemas pueden proporcionar. Es por ello que en este trabajo se dedica un capítulo completo a la estimación de la dirección de arribo de las señales.

Sin la estimación del DOA, el sistema no podrá cumplir su función consistente en mejorar la recepción de una señal proveniente de una determinada dirección, mediante la asignación del lóbulo principal a la dirección deseada, así como nullos y lóbulos laterales en las direcciones restantes. Esto es, la información obtenida a partir de la estimación del DOA, representa el “insumo” requerido por la etapa de conformación de haz (beamforming) para generar un patrón direccional que maximice la recepción en la dirección de la señal deseada y la minimice en la dirección de las señales interferentes.

Los métodos de estimación del DOA deben identificar las señales deseadas del conjunto de señales proporcionadas por el arreglo de antenas. Se debe recordar que en un ambiente dispersivo como el planteado en el capítulo III, las señales recibidas por el arreglo de antenas no son sólo aquellas transmitidas por los terminales móviles, sino también las

señales multitrectoria originadas por dispersores en el entorno espacial. Por lo que las señales originales se ven contaminadas con ruido, representado en este caso por las componentes multitrectoria.

Los métodos de estimación del DOA se clasifican, principalmente, en cuatro categorías [Liberti y Rappaport, 1999]: *métodos convencionales*, *métodos basados en el subespacio*, *métodos de máxima verosimilitud (maximum likelihood)* y *métodos integrados*. Los métodos convencionales dirigen lóbulos de radiación en todas las direcciones posibles para identificar picos en la potencia de salida. Este tipo de métodos requieren de un gran número de elementos de antena para lograr una buena resolución. Los métodos basados en el subespacio, son métodos subóptimos de alta resolución que explotan la eigen estructura de la matriz de datos obtenida a partir del arreglo de antenas. Los métodos de máxima verosimilitud representan métodos óptimos que proporcionan una alta resolución incluso en situaciones donde los niveles de ruido son mucho mayores que los de la señal deseada. No obstante, estos métodos consumen grandes recursos en términos de programación. Los métodos integrados, son métodos híbridos que incorporan características de los métodos basados en el subespacio junto con métodos de restauración [Liberti y Rappaport, 1999].

En vista de que los métodos convencionales deben estar dirigiendo lóbulos de radiación en todo el intervalo de operación para identificar los picos en la potencia de salida que podrían representar posibles fuentes, y ya que los métodos de máxima verosimilitud demandan grandes recursos de programación, en este capítulo se describirá la estimación del DOA desde la perspectiva de un método basado en el subespacio.

El método basado en el subespacio que se analizará en este capítulo es ESPRIT (Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques). ESPRIT, a diferencia de otros

métodos de su clase, como MUSIC (MULTiple SInal Classification), no realiza una búsqueda en todo el entorno de operación para determinar las direcciones de arribo de las señales. MUSIC determina la dirección de arribo de las señales mediante la generación de un espectro espacial, en el cual los picos más grandes corresponden al número de posibles fuentes en el entorno. En cambio, ESPRIT utiliza el concepto de un subespacio invariante inducido por una disposición geométrica especial en el arreglo de antenas lo cual le permite estimar directamente el DOA, esto es, el número de resultados que produce ESPRIT corresponde al número de fuentes existentes en el entorno.

V.2 Fundamentos en la Estimación del DOA

En aplicaciones, como en los sistemas de antenas inteligentes, donde se requiere de maximizar la recepción de las señales deseadas, es de suma importancia conocer el ángulo de llegada de tales señales. Un factor esencial en la determinación de la dirección de arribo de las señales deseadas, lo constituye el arreglo de antenas. Es a través de él que se capta la información espacial del entorno, por lo que en dicha información se encuentran los datos complejos de las señales deseadas, a partir de los cuales es posible determinar su ángulo de llegada. Por tanto, es importante conocer la forma en que se puede obtener tal información a partir de un arreglo de antenas.

En la figura 48 se muestra un escenario simple en donde dos usuarios transmiten y sus señales son recibidas por el arreglo de antenas lineal uniforme como frentes de ondas planas.

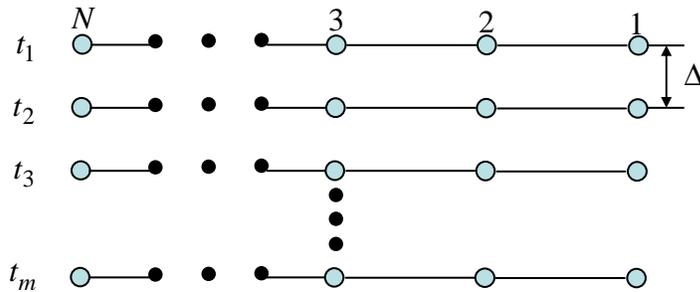


Figura 48. Obtención de una matriz de datos a partir del muestreo espacial del entorno.

Cada uno de los N elementos del arreglo captará información de los dos frentes de onda, por tanto, la salida de señal compleja para el n -ésimo elemento del arreglo de antenas en el tiempo t está dada por [Roy y Kailath, 1989]:

$\varepsilon_n(t) = \sum_{i=1}^M a_n(\theta_i) s_i(t)$	(114)
--	-------

donde M representa el número de usuarios que en este caso son dos y $a_n(\theta_i)$ representa la respuesta compleja (ganancia y fase) del n -ésimo elemento correspondiente al frente de ondas $s_i(t)$ en la dirección θ_i . La respuesta del n -ésimo elemento se define como:

$a_n(\theta_i) = e^{j(n-1)\psi}$	(115)
----------------------------------	-------

donde $\psi = 2\pi(d/\lambda)\sin(\theta)$ representa la diferencia de fase entre dos elementos consecutivos del arreglo de antenas y θ es el ángulo de llegada del frente de ondas en cuestión, por lo que asume el valor de θ_i correspondiente. Por tanto, a partir de la expresión (114) se puede determinar que la información obtenida de un elemento del arreglo de antenas representa la suma de las contribuciones de todas las señales existentes en el entorno.

Como se estableció en el capítulo anterior, se considera que la excitación en amplitud de los elementos del arreglo es unitaria. Sin embargo, la atenuación experimentada por las señales como resultado de la distancia recorrida para llegar al arreglo de antenas, sí será considerada. Ya que se considera una amplitud unitaria de las señales, la atenuación para cada señal estará definida como el inverso del cuadrado de la distancia entre la estación base y el usuario en cuestión. Esto es, la atenuación experimentada por la i -ésima señal en el tiempo t , proveniente del i -ésimo usuario ubicado a una distancia D_i de la estación base, está dada por:

$s_i(t) = \frac{1}{D_i^2}.$	(116)
-----------------------------	-------

Como se mencionó anteriormente, la etapa básica para todo método de estimación del DOA es obtener un buen conjunto de datos del entorno espacial a partir de la información recibida en el arreglo de antenas. Esto se logra, realizando una serie de muestreos a distintos tiempos en cada uno de los elementos del arreglo. En el caso mostrado en la figura 48, se puede ver que se realizan un total de m muestras a distintos tiempos. En cada muestra se obtiene un total de N resultados correspondientes a la salida de señal compleja

de cada uno de los elementos del arreglo de antenas. Cada uno de estos resultados representa una perspectiva diferente del entorno espacial a un determinado tiempo t . Por tanto, entre más muestras se tengan, mayor será la caracterización del entorno reunida en el conjunto de datos. Las muestras se realizan de acuerdo a un intervalo de muestreo Δ , como puede apreciarse en la figura 48. El tiempo $T(\theta_i)$ que pasa entre la primera y la última muestra, se conoce como la apertura temporal de observación de la fuente en la dirección θ_i [Van Veen y Buckley, 1988] y está dado por:

$T(\theta_i) = M \Delta$	(117)
--------------------------	-------

donde M representa el número de muestras tomadas. Por tanto, si se conoce el tiempo máximo de propagación que una señal puede tener el entorno, el intervalo de muestreo se puede definir como:

$\Delta = t_m M$	(118)
------------------	-------

donde t_m representa el tiempo máximo de propagación que una señal puede tener en el entorno espacial.

De esta forma, el conjunto de datos obtenido a partir de los elementos del arreglo de antenas será una matriz de $N \times M$ conocida como matriz de datos. Como puede verse en la figura 48, 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 temporal. Por tanto, la matriz de datos representa el muestreo espacio-temporal de las señales existentes en el entorno. Por ello, la matriz de datos representa el punto de partida para determinar la dirección de arribo de las señales transmitidas por fuentes

radiantes. Ahora, lo que se requiere es tener un modelo de datos a partir del cual sea posible establecer el proceso de estimación de los ángulos de llegada de las señales.

V.3 Modelo de Datos

La clave en la estimación del DOA en los métodos, como ESPRIT, basados en el subespacio es explotar correctamente el conjunto de datos obtenido del arreglo de antenas mediante un modelo de datos. Para la descripción del modelo de datos general, se utilizará como referencia el escenario mostrado en la figura 48.

Se considera que las fuentes (usuarios) se encuentran en el campo lejano del arreglo de antenas, por lo que las señales en el entorno se propagan como frentes de ondas planas. Se considera un arreglo lineal uniforme de N elementos cuyo intervalo de operación es de $-60^\circ \leq \theta_i \leq 60^\circ$ en el plano horizontal, donde θ_i representa la dirección de arribo (DOA) de la i -ésima fuente.

De esta forma, la salida de señal compleja obtenida a partir del n -ésimo elemento del arreglo de antenas en el tiempo t , está dada por la expresión (114) que a continuación se reescribe:

$\varepsilon_n(t) = \sum_{i=1}^M a_n(\theta_i) s_i(t)$	(119)
--	-------

donde, como ya se había establecido, M es el número de fuentes presentes y $a_n(\theta_i)$ representa la respuesta compleja del n -ésimo elemento correspondiente a la fuente $s_i(t)$ en la dirección θ_i .

La expresión (119) puede expandirse para considerar las respuestas de los N elementos del arreglo de antenas. Utilizando notación vectorial para las salidas de los N elementos, se obtiene el modelo de datos requerido:

$\bar{\epsilon}(t) = \sum_{i=1}^M \bar{a}(\theta_i) s_i(t)$	(120)
---	-------

donde $\bar{a}(\theta_i) = [a_1(\theta_i), \dots, a_N(\theta_i)]^T$ representa el vector de respuesta o de direccionamiento del arreglo para la dirección θ_i . De esta forma, el n -ésimo elemento del vector $\bar{a}(\theta_i)$ está definido de acuerdo a la expresión (115).

Haciendo $\bar{A}(\bar{\theta}) = [\bar{a}(\theta_1), \dots, \bar{a}(\theta_M)]$ y $\bar{s}(t) = [s_1(t), \dots, s_M(t)]^T$, y considerando el ruido de medición de la antena $\bar{n}(t)$, el modelo de datos puede ser expresado como [Roy y Kailath, 1989]:

$\bar{\epsilon}(t) = \bar{A}(\bar{\theta}) \bar{s}(t) + \bar{n}(t).$	(121)
--	-------

Debe notarse que $\bar{\epsilon}(t), n(t) \in C^N$, $\bar{s}(t) \in C^M$, y $\bar{A}(\bar{\theta}) \in C^{N \times M}$, donde se considera que el número de fuentes M es menor al número de elementos de que consta el arreglo de antenas, eso es, $N > M$, y donde C representa el espacio de los números complejos.

La expresión (121) representa el modelo de datos general con mediciones de ruido para un escenario como el mostrado en la figura 48. Este modelo es la base para el análisis del método ESPRIT para la estimación del DOA. Cabe destacar que el modelo de datos de la expresión (121) es el modelo base, a partir del cual es posible incluir características específicas del entorno espacial en cuestión.

V.3.1 Diversidad del Arreglo y Subespacio de Señal

En la estimación del DOA mediante un método basado en el subespacio, son de gran importancia los términos *diversidad del arreglo* (array manifold) y *subespacio de señales*. Para explicar a qué se refieren dichos términos, se considera el modelo de datos libre de ruido, es decir, $\bar{\epsilon}(t) = \bar{A}(\bar{\theta})\bar{s}(t)$. Los vectores $\bar{a}(\theta_i) \in C^N$, que representan las columnas de la matriz $\bar{A}(\bar{\theta})$ de dimensiones $M \times N$, son elementos de un conjunto (no un subespacio) conocido como diversidad del arreglo (δ) [Roy y Kailath, 1989], el cual se encuentra conformado por todos los vectores de respuesta (direccionamiento) del arreglo correspondientes a todos los valores θ en el intervalo $-60^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$. Por tanto, las características geométricas del arreglo de antena determinan el conjunto δ .

Ahora bien, considerando el modelo de datos sin ruido para una sola señal $\bar{\epsilon}(t) = \bar{a}(\theta)s_\theta(t)$, los datos se encontrarían en un subespacio unidimensional de C^N caracterizado por el vector $\bar{a}(\theta)$. Para el caso en que se tengan M fuentes, los vectores de datos observados $\bar{\epsilon}(t) = \bar{A}(\bar{\theta})\bar{s}(t)$ estarán contenidos en un subespacio M -dimensional de C^N , al cual se le denomina como subespacio de señal (S_X) [Roy y Kailath, 1989]. Este subespacio de señal es expandido (ver Apéndice V.1) por los M vectores $\bar{a}(\theta_i)$ que representan las columnas de $\bar{A}(\bar{\theta})$.

Como puede derivarse a partir del modelo de datos y de la definición de los términos de diversidad del arreglo (δ) y subespacio de señal (S_X), el objetivo en la estimación del DOA es determinar los M vectores $\bar{a}(\theta_i)$ correspondientes a las M fuentes, los cuales contienen la información del ángulo de llegada de las señales. Por tanto, con el modelo

libre de ruido considerado anteriormente, se puede vislumbrar una posible respuesta mediante la utilización de los términos de diversidad del arreglo y subespacio de señal. Esto es, las salidas de los elementos del arreglo subyacen en un subespacio M -dimensional de C^N , dicho subespacio es el subespacio de señal (S_X) que como se ha mencionado, es expandido por las columnas de $\bar{A}(\bar{\theta})$. Ya que el subespacio de señal (S_X) es M -dimensional, se requiere de M vectores independientes los cuales expandirán dicho subespacio. Por tanto, una vez que se han observado M vectores independientes obtenidos mediante el muestreo establecido en la sección V.2, se conoce el subespacio de señal. Cabe destacar, que se considera que las señales no están correladas entre sí, y por ello el subespacio de señal obtenido con los M vectores observados es el subespacio deseado donde subyacen las columnas de $\bar{A}(\bar{\theta})$. Puesto que ya se conoce el subespacio de señal (S_X), las columnas de $\bar{A}(\bar{\theta})$ buscadas se obtienen al encontrar las intersecciones entre el subespacio de señal observado y la diversidad del arreglo (δ) [Roy y Kailath, 1989]. Se debe recordar que la diversidad del arreglo (δ) es el conjunto de vectores de direccionamiento del arreglo en todo el intervalo de operación $[-60^\circ, 60^\circ]$, y que las columnas de $\bar{A}(\bar{\theta})$, que subyacen en el subespacio de señal (S_X), son elementos que pertenecen a dicho conjunto. Es por ello que la intersección entre el subespacio de señal observado y la diversidad del arreglo, proporcionan el conjunto de vectores que expanden el subespacio de señal observado y a partir de los cuales es posible determinar el ángulo de llegada de las señales emitidas por las fuentes. Esta solución, representa la solución general en la cual se basan los métodos de estimación del DOA basados en el subespacio.

La solución al problema de estimación del DOA establecida anteriormente se hizo con referencia al modelo de datos libre de ruido. Cuando se considera el modelo de datos con mediciones de ruido de la expresión (121), la solución ya no es tan directa. Ya que ahora, no es posible conocer el subespacio de señal (S_X) debido a que las muestras tomadas están contaminadas con ruido.

Es en este punto, donde los métodos de estimación del DOA basados en el subespacio desempeñan un papel fundamental a través de sus respectivas técnicas, para estimar un subespacio de señal aproximado (\hat{S}_X) que permita determinar la dirección de arribo de las señales provenientes de las fuentes existentes.

V.4 Método ESPRIT de Estimación del DOA

ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) es un método de estimación del DOA, desarrollado por Richard Roy [Roy y Kailath, 1989], que basa su funcionamiento en el subespacio de señales. ESPRIT aprovecha el modelo de datos haciendo que el arreglo de antenas cuente con una estructura tal que permita crear dos subarreglos de igual longitud [Liberti y Rappaport, 1999]. Donde los elementos correspondientes a los dos subarreglos se encuentran desplazados entre sí por una distancia fija traslacional. Esto implica la existencia de dos matrices de datos correspondientes a los dos subarreglos, tales conjuntos de datos están relacionados mediante un subespacio invariante, de ahí el nombre de ESPRIT. Esto es, al subdividir el arreglo de antenas en dos subarreglos mediante un desplazamiento uniforme entre sus elementos, se considera que se obtienen dos conjuntos de datos distintos pero que pertenecen al mismo entorno, es decir,

se encuentran en el mismo subespacio que es invariante para ambos. A partir de ello, ESPRIT explota la estructura propia (eigenestructura) de la correlación de ambos conjuntos de datos para identificar los retardos de fase entre los elementos del arreglo de antenas, a partir de lo cual es posible derivar los ángulos de llegada de las señales.

V.4.1 Disposición Geométrica del Arreglo de Antenas

Como se mencionó anteriormente, una característica de ESPRIT que resulta fundamental en su operación, es la estructura geométrica del arreglo de antenas. Como se estableció en el capítulo anterior, se empleará un arreglo lineal uniforme de antenas cuyo intervalo de operación es $[-60^\circ, 60^\circ]$.

ESPRIT requiere que se disponga de dos arreglos idénticos en el sentido de que los elementos del arreglo deben de formar pares relacionados separados por un vector de desplazamiento idéntico (invariante). Es decir, el segundo elemento de cada par debe estar desplazado la misma distancia y en la misma dirección en relación con el primer elemento.

Lo anterior, no significa que se deban de tener dos arreglos separados, sino que la estructura geométrica del arreglo debe ser tal que los elementos puedan cumplir con dicha propiedad. De esta forma, se considera que un arreglo de antenas está conformado por dos subarreglos idénticos [Liberti y Rappaport, 1999].

En la figura 49, se considera el caso de un arreglo lineal uniforme de cuatro elementos con un espaciamiento entre elementos d .

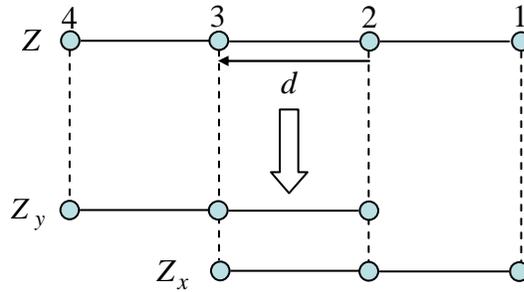


Figura 49. Geometría del arreglo de antenas para la estimación del DOA mediante ESPRIT.

Como puede apreciarse, un arreglo lineal uniforme Z se puede considerar que está conformado por dos subarreglos idénticos Z_x y Z_y . Los dos subarreglos se encuentran desplazados entre sí una distancia fija d en la dirección mostrada en la figura 49. Cada uno de los subarreglos está conformado por tres elementos, uno con los primeros tres elementos del arreglo Z y otro con los últimos tres elementos. Es decir, estrictamente hablando, los dos subarreglos tienen en común dos elementos del arreglo Z . Los pares de elementos relacionados que se forman entre los dos subarreglos son tres, de tal forma que el primer y segundo elementos constituyen un par, el segundo y el tercero forman otro par y el tercero y el cuarto elementos constituyen el par restante. Como se puede ver, el segundo elemento de cada par se encuentra desplazado con respecto al primer elemento una misma distancia d y en la misma dirección.

Lo anterior puede aplicarse a un arreglo lineal uniforme de N elementos. Por tanto, se considera que un arreglo de N elementos está conformado por dos subarreglos de $N-1$ elementos, donde dichos subarreglos tienen $N-2$ elementos en común. Los primeros $N-1$ elementos forman un subarreglo y los últimos $N-1$ elementos forman el otro subarreglo. El número de pares de elementos relacionados formados entre los dos

subarreglos es de $N - 1$, donde el primer y el segundo elementos forman un par, el segundo y tercer elementos forman otro par y así sucesivamente.

ESPRIT aprovecha esta geometría del arreglo formando una estructura de datos propia. Se considera que la salida del primer elemento del l -ésimo par debido a la fuente en la dirección θ en el tiempo t está dada por $\varepsilon_l(t)$ y la del segundo elemento por $\xi_l(t)$ [Roy y Kailath, 1989]. La diferencia de fase entre la salida de tales elementos está dada por:

$\xi_l(t) = \varepsilon_l(t) e^{j\psi}$	(122)
---	-------

donde $\psi = 2 \pi (d / \lambda) \sin(\theta)$. Cabe destacar que en ESPRIT los ángulos obtenidos están dados con respecto a la dirección del desplazamiento d , esto se obtiene al utilizar la función coseno en la expresión de ψ . Sin embargo, en las simulaciones presentadas se empleará como referencia la normal al arreglo para determinar el ángulo θ , por lo cual se emplea la función seno en lugar del coseno.

Las salida de señal compleja en el tiempo t , del primer elemento del l -ésimo par, se expresa como:

$\varepsilon_l = \sum_{i=1}^M s_i(t) a_l(\theta_i) + n_{\varepsilon_l}(t)$	(123)
--	-------

donde M es el número de fuentes en el entorno, $a_l(\theta_i)$ es la respuesta compleja del primer elemento del l -ésimo par a la i -ésima fuente $s_i(t)$ en la dirección θ_i , y $n_{\varepsilon_l}(t)$ representa el ruido de medición en dicho elemento.

La salida de señal compleja en el tiempo t , del segundo elemento del l -ésimo par, se puede expresar como:

$\xi_l(t) = \sum_{i=1}^M s_i(t) e^{j\psi} a_l(\theta_i) + n_{\xi_l}(t)$	(124)
---	-------

donde ψ representa el desfaseamiento respecto al primer elemento del l -ésimo par, y $n_{\xi_l}(t)$ es el ruido de medición del segundo elemento del l -ésimo par.

La salida conjunta de los primeros y de los segundos elementos de cada par se expresa en forma vectorial en las expresiones (125) y (126) respectivamente:

$\bar{\mathcal{E}}(t) = \bar{A} \bar{s}(t) + \bar{n}_{\mathcal{E}}(t)$	(125)
$\bar{\xi}(t) = \bar{A} \bar{\Phi} \bar{s}(t) + \bar{n}_{\xi}(t)$	(126)

donde \bar{A} representa una matriz de $N \times M$ cuyas columnas representan los vectores de direccionamiento correspondientes a las M fuentes asociadas con el primer subarreglo⁵, $\bar{\Phi}$ es una matriz diagonal (ver apéndice V.2) de $M \times M$ donde su i -ésimo elemento está dado por $\bar{\Phi}_{ii} = e^{j\psi_i}$ donde a su vez $\psi_i = 2\pi(d/\lambda)\sin(\theta_i)$, $\bar{s}(t)$ es un vector de M elementos correspondiente a las M fuentes en el entorno, y $\bar{n}_{\mathcal{E}}(t)$ y $\bar{n}_{\xi}(t)$ representan el ruido inducido en los elementos de los dos subarreglos.

Como se puede apreciar al comparar las expresiones (110) y (111), los vectores de direccionamiento correspondientes a las M fuentes en el entorno asociadas con el segundo subarreglo⁶ están dados por $\bar{A} \bar{\Phi}$. Por tanto, $\bar{\Phi}$ representa un operador escalar que relaciona la información espacial obtenida por el subarreglo Z_x con la obtenida por el subarreglo Z_y . Son precisamente los elementos de $\bar{\Phi}$ los que se requiere encontrar, ya que

⁵ Los primeros elementos de cada par representan los tres primeros elementos del arreglo (primer subarreglo).

⁶ Los segundos elementos de cada par representan los tres últimos elementos del arreglo (segundo subarreglo).

contienen la información del ángulo de llegada de las señales emitidas por las M fuentes en el entorno espacial.

Como se ha podido ver, la disposición geométrica del arreglo de antenas requerida por ESPRIT lleva a conjuntar la información sobre la dirección de arribo de las señales en los elementos de la matriz diagonal $\bar{\Phi}$, por lo cual, el funcionamiento de ESPRIT se avoca a determinar el valor de dichos elementos para derivar el ángulo de llegada de cada señal.

V.4.2 Proceso de Estimación del DOA mediante ESPRIT

A partir de la estructura de datos derivada anteriormente de los subarreglos, se define la salida compleja total del arreglo como [Roy y Kailath, 1989]:

$\bar{z}(t) = \begin{bmatrix} \bar{\varepsilon}(t) \\ \bar{\xi}(t) \end{bmatrix} = \tilde{A} s(t) + \bar{n}_z(t)$	(127)
---	-------

donde $\tilde{A} = \begin{bmatrix} \bar{A} \\ \bar{A} \bar{\Phi} \end{bmatrix}$ y $\bar{n}_z(t) = \begin{bmatrix} \bar{n}_\varepsilon(t) \\ \bar{n}_\xi(t) \end{bmatrix}$.

La estructura de datos total del arreglo mostrada en la expresión (127) es la que utiliza ESPRIT para estimar los valores de los elementos de la matriz diagonal $\bar{\Phi}$.

La idea básica del funcionamiento de ESPRIT es aprovechar el subespacio de señal invariante (ver apéndice V.3) inducido por el desplazamiento traslacional invariante entre los elementos del arreglo de antenas. El subespacio de señal importante, es el que contiene las salidas de los dos subarreglos Z_x y Z_y . Esto es, las salidas de los dos subarreglos se

encuentran un mismo subespacio de señal, que es el mismo subespacio donde se encuentra la salida total del arreglo dada en la expresión (127). Por tanto, se requiere de trabajar con la salida total del arreglo mostrada en la expresión (127) para obtener el subespacio de señal deseado.

En ESPRIT el subespacio de señal se deriva de la covarianza de la salida total del arreglo. Con ello se obtiene lo que se conoce como matriz de covarianza de entrada \bar{R}_{zz} , que representa una medida de cuán fuertemente están correlados los datos entre sí. La matriz de covarianza se expresa como [Liberti y Rappaport, 1999]:

$R_{zz} = E[\bar{z} \bar{z}^H] = \bar{A} E[\bar{s} \bar{s}^H] \bar{A}^H + E[\bar{n} \bar{n}^H]$	(128)
---	-------

donde $E[\cdot]$ representa la esperanza matemática, y $(\cdot)^H$ representa la hermitiana de la matriz (ver apéndice V.4). En la expresión (128) se ha eliminado, por simplicidad, el argumento de tiempo (t) que se venía utilizando en las expresiones anteriores.

La expresión (128), también puede escribirse como:

$\bar{R}_{zz} = \bar{A} \bar{R}_{ss} \bar{A}^H + \sigma_n^2 \bar{I}$	(129)
--	-------

donde $\bar{R}_{ss} = E[\bar{s} \bar{s}^H]$ representa la matriz de covarianza de las señales, \bar{I} es la matriz identidad de N elementos en su diagonal, y σ_n^2 es la varianza del ruido.

Una vez obtenida la matriz de covarianza \bar{R}_{zz} se obtienen sus eigenvectores (ver apéndice V.5). Con los M eigenvectores correspondientes a los M eigenvalores más grandes, se forma la matriz \bar{U} (ver apéndice V.6) de $N \times M$ [Roy y Kailath, 1989]. Esta matriz es del

mismo rango⁷ que la matriz \tilde{A} que representa el subespacio de señal buscado. Esto significa que debe existir una matriz no singular \bar{T} que relaciona a \bar{U} con \tilde{A} . Es decir, las columnas de \bar{U} expanden el mismo subespacio que los vectores de direccionamiento que conforman las columnas de \tilde{A} . Por tanto, la relación está dada por:

$\bar{U} = \tilde{A}\bar{T}.$	(130)
-------------------------------	-------

El subespacio expandido por las columnas de \bar{U} corresponde al subespacio derivado de los datos obtenidos de todo el arreglo de antenas, es por ello que las dimensiones de \bar{U} corresponden a M columnas correspondientes a las M fuentes existentes y N filas asociadas a los N elementos que constituyen el arreglo de antenas.

Sin embargo, como se estableció en la sección V.4.1, la estructura invariante del arreglo de antenas permite descomponer la matriz \bar{U} en dos matrices \bar{U}_x y \bar{U}_y correspondientes a los subarreglos Z_x y Z_y . La matriz \bar{U}_x es una matriz de $(N-1) \times M$ cuyas columnas expanden el subespacio de señal estimado a partir de los datos obtenidos del subarreglo Z_x . Las filas de \bar{U}_x corresponden a las primeras $(N-1)$ filas de la matriz \bar{U} asociadas con los primeros $(N-1)$ elementos del arreglo Z . La matriz \bar{U}_y es una matriz de $(N-1) \times M$ cuyas columnas expanden el subespacio de señal estimado a partir de los datos obtenidos del subarreglo Z_y . Las filas de \bar{U}_y corresponden a las últimas $(N-1)$ filas de la matriz \bar{U} asociadas con los últimos $(N-1)$ elementos del arreglo Z .

⁷ El rango de una matriz se refiere al número de columnas diferentes de cero.

Por tanto, el subespacio expandido por las columnas de \bar{U}_x es el mismo subespacio M -dimensional expandido por las columnas de \bar{U}_y . Esto significa que \bar{U}_x y \bar{U}_y están relacionados por una matriz no singular, de la siguiente forma:

$\bar{U}_x \bar{\zeta} = \bar{U}_y.$	(131)
--------------------------------------	-------

Ahora bien, a partir de la expresión (130), descomponiendo la matriz \bar{U} y sustituyendo el valor de \tilde{A} , se obtiene:

$\bar{U} = \begin{bmatrix} \bar{U}_x \\ \bar{U}_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{A} \bar{T} \\ \bar{A} \bar{\Phi} \bar{T} \end{bmatrix}.$	(132)
---	-------

Esta expresión relaciona las matrices \bar{U}_x y \bar{U}_y con las matrices de los vectores de direccionamiento \bar{A} y $\bar{A} \bar{\Phi}$, con lo cual es posible derivar los elementos de la matriz diagonal $\bar{\Phi}$ que contienen la información de la dirección de arribo de las señales. A partir de las expresiones (131) y (132), se despeja la matriz $\bar{\Phi}$ quedando:

$\bar{T} \bar{\zeta} \bar{T}^{-1} = \bar{\Phi}.$	(133)
--	-------

La forma de esta expresión indica que los eigenvalores de $\bar{\zeta}$ son iguales a los elementos de la matriz diagonal $\bar{\Phi}$ y que las columnas de \bar{T} representan los eigenvectores de $\bar{\zeta}$. Esta expresión representa la relación fundamental en el desarrollo de ESPRIT. Como se aprecia, se requiere ahora de encontrar la matriz $\bar{\zeta}$ que relaciona las matrices \bar{U}_x y \bar{U}_y .

La forma en que se determina la matriz $\bar{\zeta}$ está dada al aplicar la técnica de mínimos cuadrados totales a las matrices \bar{U}_x y \bar{U}_y de manera tal que se reduzca el error entre su

relación, ver [Roy, 1987], [Roy y Kailath, 1989], [Noble y Daniel, 1989] y [Liberti y Rappaport, 1999].

A continuación se presenta el proceso final para obtener la matriz $\bar{\zeta}$.

Se obtiene una matriz de dimensión $2M \times 2M$ de la siguiente forma:

$\bar{U}_{xy} = \begin{bmatrix} \bar{U}_x^H \\ \bar{U}_y^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{U}_x & \bar{U}_y \end{bmatrix}.$	(134)
--	-------

Se calculan los eigenvectores de la expresión anterior, tales eigenvectores forman las columnas de una matriz \bar{V} .

Dicha matriz \bar{V} se particiona en cuatro matrices, cada una de dimensión $M \times M$ de la siguiente forma:

$\bar{V} = \begin{pmatrix} \bar{V}_{11} & \bar{V}_{12} \\ \bar{V}_{21} & \bar{V}_{22} \end{pmatrix}.$	(135)
---	-------

Es a partir de la matriz anterior, que se obtiene la matriz $\bar{\zeta}$ requerida, la cual relaciona las matrices \bar{U}_x y \bar{U}_y cuyas columnas expanden el mismo subespacio de señal invariante. Por tanto, la matriz $\bar{\zeta}$ está dada por:

$\bar{\zeta} = -\bar{V}_{12} \bar{V}_{12}^{-1}.$	(136)
--	-------

Como se estableció anteriormente, los eigenvalores de $\bar{\zeta}$ representan los elementos de la matriz diagonal $\bar{\Phi}$ que contienen la información del ángulo de llegada de las señales de las M fuentes en el entorno. A partir del modelo matemático anteriormente establecido, se plantea en este trabajo un algoritmo donde se resume la operación de ESPRIT para estimar la dirección de arribo de las señales.

V.4.2.1 Algoritmo ESPRIT para la Estimación del DOA

- 1) Obtener una matriz de datos de dimensiones $M \times M$, la cual se deriva mediante un muestreo de la información espacial recibida en el arreglo de antenas, según se estableció en la sección V.2.
- 2) Obtener la matriz de covarianza \bar{R}_{zz} de la matriz de datos.
- 3) Formar la matriz \bar{U} de $N \times M$, seleccionando como sus columnas los M eigenvectores correspondientes a los M eigenvalores⁸ más grandes de la matriz de covarianza \bar{R}_{zz} .
- 4) Seleccionar las primeras $(N-1)$ columnas de \bar{U} para formar la matriz \bar{U}_x y las últimas $(N-1)$ para formar la matriz \bar{U}_y .
- 5) Formar una matriz \bar{U}_{xy} de $2M \times 2M$ de la siguiente forma:

$$\bar{U}_{xy} = \begin{bmatrix} U_x^H \\ U_y^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{U}_x & \bar{U}_y \end{bmatrix}.$$

- 6) Encontrar los eigenvectores de \bar{U}_{xy} , los cuales deberán ser las columnas de una matriz \bar{V} .
- 7) Particionar la matriz \bar{V} en cuatro matrices de $M \times M$ de la siguiente forma:

$$\bar{V} = \begin{pmatrix} \bar{V}_{11} & \bar{V}_{12} \\ \bar{V}_{21} & \bar{V}_{22} \end{pmatrix}.$$

- 8) Calcular los eigenvalores ℓ_i , $i = 1, \dots, M$ de la matriz:

$$\bar{\zeta} = -\bar{V}_{12} \bar{V}_{22}^{-1}.$$

⁸ Los eigenvalores y los eigenvectores deben colocarse de forma descendente.

9) Estimar el ángulo de llegada θ_i utilizando:

$$\theta_i = \sin^{-1} \left\{ \frac{\arg(\ell_i)}{2\pi d} \right\}$$

donde $i = 1, \dots, M$.

V.5 Simulación del Método ESPRIT de Estimación del DOA

El diseño del programa de simulación del método ESPRIT de estimación del DOA se hizo en la base de MATLAB 5.3. Primero se planteó el entorno espacial en donde serán ubicadas las fuentes. En la figura 50 se puede apreciar dicho entorno.

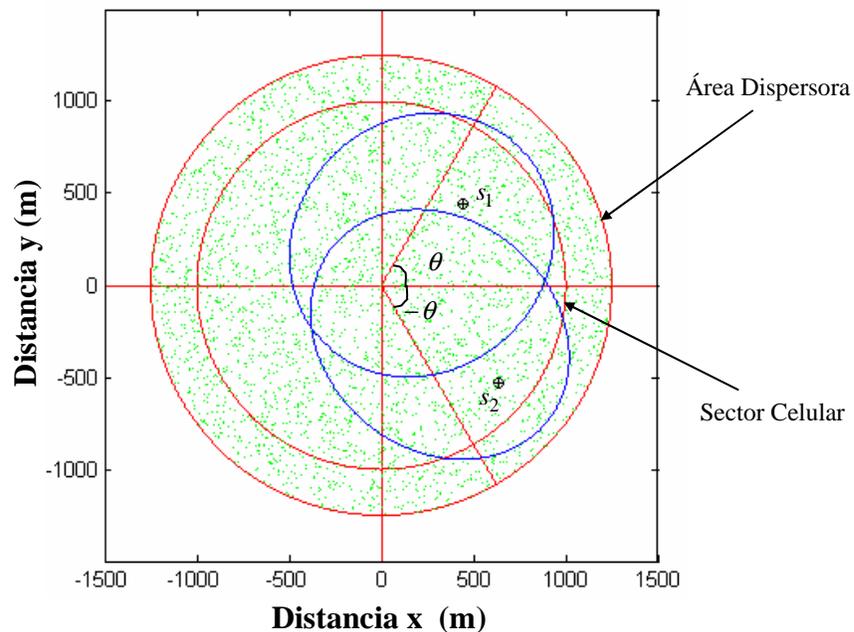


Figura 50. Entorno de simulación planteado para la simulación del DOA.

Se planteó un área circular dispersora, en donde los dispersores se distribuyeron de forma uniforme. También se consideró una célula circular con un radio de 1000 m, que es el área

dentro de la cual pueden moverse las fuentes. El sector celular se encuentra dentro del área dispersora. Se considera que el arreglo de antenas se encuentra en el centro del eje de coordenadas. Se considera un arreglo lineal uniforme de 8 elementos con espaciamiento entre elementos $d = 0.5\lambda$, dispuesto en el sentido del eje y . La orientación de los ángulos de llegada de las señales es respecto a la normal del arreglo, que en este caso está representada por el eje x . Como ya se ha establecido anteriormente, el intervalo de operación del arreglo de antenas es de $[-60^\circ, 60^\circ]$. En la figura 50, se pueden apreciar las fuentes, en este caso se pueden ver dos fuentes s_1 y s_2 . El entorno dispersivo de cada una de las fuentes está caracterizado mediante el modelo de dispersión elíptico descrito en el capítulo III. De tal forma, que los dispersores que influyen en la propagación de cada una de las fuentes, son sólo aquellos que se encuentran dentro de su correspondiente elipse. Por tanto, en el entorno planteado, el método predominante de propagación es el debido a las componentes multitrajectoria originadas por los dispersores que se encuentran en el interior de la elipse asociada con la fuente en cuestión. Como puede observarse, en el ejemplo mostrado en la figura 50, existen dispersores comunes para las fuentes s_1 y s_2 , los cuales se encuentran en la intersección entre las dos elipses correspondientes a cada una de las fuentes. Estos dispersores representan un ruido de interferencia en la estimación de la dirección de arribo para cada una de las fuentes involucradas. Esto es, las réplicas de s_1 originadas por los dispersores comunes, afectan la estimación de la dirección de arribo de la señal emitida por s_2 y viceversa.

El modelo de datos para un entorno dispersivo como el mostrado en la figura 50 está dado por la siguiente expresión [Asztély y Ottersten, 1998]:

$\bar{z}(t) = \bar{P} \bar{s}(t) + \bar{n}(t)$	(137)
--	-------

donde la i -ésima columna de \bar{P} , designada como \bar{p}_i , representa la firma espacial de la señal $s_i(t)$ transmitida por el i -ésima fuente. La i -ésima columna \bar{p}_i no es más que la contribución de componentes multitrectorias originadas por dispersores en el interior de la elipse correspondiente a la i -ésima fuente, y está definida como:

$\bar{p}_i = \sum_{u=1}^p \gamma_{iu} a(\theta_i + \hat{\theta}_{iu})$	(138)
--	-------

donde γ_{iu} es la amplitud de la u -ésima componente multitrectoria correspondiente a la i -ésima fuente y $a(\theta_i + \hat{\theta}_{iu})$ representa la dirección de arribo de la u -ésima componente multitrectoria correspondiente a la i -ésima fuente.

De esta forma se considera la contribución de las componentes multitrectoria para identificar la dirección de arribo de las fuentes.

En la figura 51, se muestran dos fuentes s_1 y s_2 dispuestas en cada caso en distintos ángulos. Los ángulos de las fuentes están dados de acuerdo a la orientación establecida en la figura 50. Las ubicaciones en cada caso de las fuentes mostradas en la figura 51 se resumen en la tabla V.

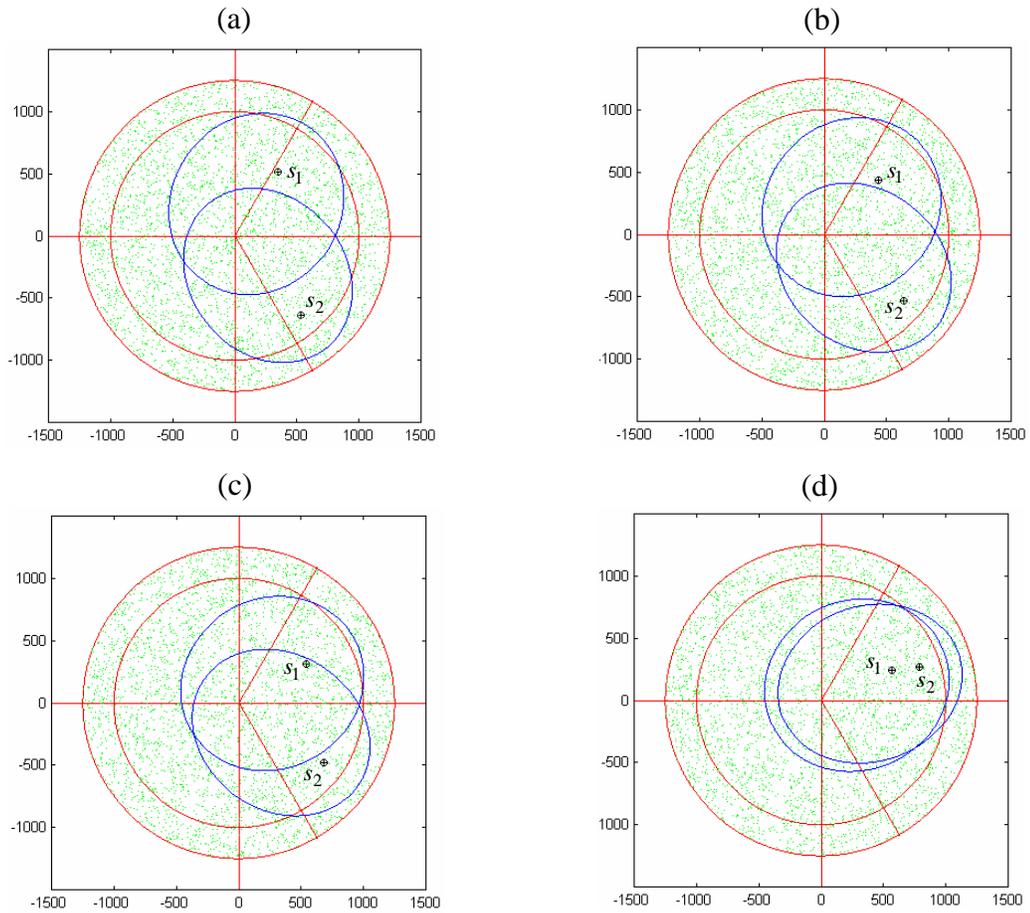


Figura 51. Fuentes dispuestas en un entorno dispersivo en distintas posiciones angulares, resumidas en la tabla V, para estimar la dirección de arribo de sus señales mediante ESPRIT.

Tabla V. Posiciones angulares de las fuentes mostradas en la figura 51.

	Figura 51(a)	Figura 51(b)	Figura 51(c)	Figura 51(d)
s_1	56°	45°	30°	23°
s_2	-50°	-40°	-35°	19°

Tabla VI. Estimación mediante ESPRIT de las posiciones angulares de las fuentes mostradas en la figura 51.

	Figura 51(a)	Figura 51(b)	Figura 51(c)	Figura 51(d)
s_1	54.9940°	46.0470°	31.3237°	26.6013°
s_2	-50.9940°	-44.4013°	-36.5478°	18.9281°

En la tabla VI, se muestran los ángulos estimados mediante ESPRIT para cada caso mostrado en la figura 51.

Como se puede apreciar a partir de las tablas V y VI, las direcciones de arribo estimadas por ESPRIT son muy aproximadas a las reales. Incluso cuando las dos fuentes se encuentran muy próximas una de otra, como en el caso de la figura 51(d), ESPRIT sigue proporcionando dos respuestas, donde identifica plenamente una de las fuentes y la otra la identifica de forma aproximada con una diferencia de 3° en la estimación. Cabe resaltar que todas las componentes multitrayectoria originadas por dispersores que se encuentren fuera del intervalo de operación [-60°,60°] del arreglo de antenas no son consideradas.

En el caso de la figura 51(a), ESPRIT identifica de forma muy aproximada ambas fuentes. Determina plenamente la dirección de arribo de la señal emitida por la fuente s_2 , mientras que el ángulo de llegada de la señal correspondiente a la fuente s_1 lo estima de una forma muy aproximada, de hecho la diferencia es de aproximadamente 1° como se puede apreciar a partir de las tablas V y VI. Esto se debe a que aproximadamente, la contribución de componentes multitrayectoria que se tienen de cada fuente es igual en el caso de los dispersores que no son comunes a ambas fuentes. Además, ambas fuentes se encuentra a

una distancia similar de la intersección de las elipse, que representa la zona de interferencia para las dos fuentes, por tanto una no influye demasiado sobre la otra.

Para el caso de la figura 51(b), ESPRIT identifica de forma muy aproximada la posición angular de la fuente s_1 , lo hace con una diferencia de 1° . Sin embargo, la posición angular de la fuente s_2 la estima con una diferencia de 4° con respecto a su posición real. Esto se puede explicar a partir de la figura 51(b), como se observa, ahora la fuente s_1 se encuentra más cerca de la zona de dispersores comunes a ambas fuentes. Esto permite que s_1 establezca una mayor influencia sobre dicha zona, que representa un sector de interferencia para ambas fuentes. Por ello, la interferencia sobre las componentes multitrayectoria correspondientes a s_2 es mayor que sobre las de s_1 . Por tanto, se presenta un mayor confusión en la estimación de la fuente s_2 .

En el caso presentado en la figura 51(c), ESPRIT estima la posición angular de ambas fuentes con una buena aproximación. En ambos casos, la diferencia en la estimación es de aproximadamente 1 grado. En esta figura, se puede apreciar que ambas fuentes se encuentran a distancias similares de la zona común de dispersores, por lo cual ejercen una influencia similar. Es decir, el nivel atenuación existente en las componentes multitrayectoria originadas por los dispersores en la zona común correspondientes a ambas fuentes es aproximado. Por tanto, las componentes multitrayectoria de una y otra fuente no se opacan, con lo cual se obtiene una buena resolución en la estimación.

En el caso de la figura 51(d), las dos fuentes se encuentran muy próximas. No obstante, ESPRIT continúa proporcionando dos respuestas. A diferencia de otros métodos de estimación basados en el subespacio, como MUSIC, ESPRIT no proporciona un espectro

para identificar los picos más grandes que representen las fuentes existentes en el entorno. ESPRIT siempre dará como respuesta M resultados correspondientes a las M fuentes que se encuentran en el entorno. Como se ve en la figura 51(d) y a partir de las tablas V y VI, ESPRIT determina de forma muy aproximada la posición angular de la fuente s_2 mientras que en la estimación de la fuente s_1 , lo hace con una diferencia de aproximadamente 3.6° . Como se puede apreciar también en la figura 51(d), todos los dispersores que originan componentes multitrayectoria correspondientes a la fuente s_1 son comunes a la fuente s_2 . Es decir, todos los dispersores correspondientes a s_1 se encuentran dentro de la zona de intersección. Por otro lado, s_2 sí cuenta con dispersores propios que no forman parte de la zona común. Por tanto, las componentes multitrayectoria originadas por tales dispersores proporcionan la información adicional necesaria fuera de la zona de interferencia que hace que se resuelva de buena forma la posición angular de la fuente s_2 , mientras que la fuente s_1 se ve afectada por la zona común de dispersores, ya que todas las componentes multitrayectoria que pueden contribuir para definir su posición angular, se encuentran inmersas en dicha zona.

V.6 Conclusiones

Se describió el método de estimación del DOA ESPRIT, el cual basa su funcionamiento en la utilización de subespacios de señales y en la eigenestructura de la matriz de covarianza de los datos de entrada. Se estableció la disposición geométrica especial del arreglo de antenas requerida por ESPRIT, además de un modelo matemático descriptivo deducido a partir de la literatura abierta sobre estimación del DOA. A partir del modelo matemático

mostrado se planteó en esta tesis un algoritmo para la estimación del DOA mediante ESPRIT, el cual puede aplicarse de forma directa a un programa para determinar los valores de las direcciones de arribo.

Se plantearon distintos casos de simulación en donde se varió la posición angular de dos fuentes en un entorno completamente dispersivo caracterizado por el modelo de dispersión elíptico analizado en el capítulo III. Se aplicó el método ESPRIT para estimar la dirección de arribo de las señales emitidas por las fuentes en cada caso.

Se obtuvieron estimaciones con un buen grado de aproximación, incluso en los casos cuando la zona común de dispersores era mayor que las zonas de dispersores propios. También en el caso en que las fuentes se encontraban muy próximas entre sí, se obtuvieron resultados muy aproximados a las posiciones angulares reales de las fuentes.

El método ESPRIT, a diferencia de otros métodos de estimación basados en el subespacio, siempre da como respuesta un conjunto de M ángulos correspondientes a las M probables fuentes en el entorno espacial. El aprovechamiento de la característica de subespacio invariante introducido por la disposición geométrica del arreglo de antenas en subarreglos proporciona un método subóptimo que permite derivar con un buen grado de similitud el subespacio de señales existente en el entorno.

Después de que ya se conoce la dirección de arribo de las señales, el siguiente paso consiste en direccional un lóbulo de radiación hacia la dirección de la señal deseada y lóbulos laterales y nulos en las direcciones restantes para disminuir el grado de interferencia presente. En el siguiente capítulo se tratará el tema de la conformación de haz y se aplicará una técnica que permita formar un patrón direccional con las características deseadas, a partir del conocimiento de la dirección de llegada de las señales en el entorno espacial.

Apéndice V.1. Expansión de un espacio vectorial.

Un conjunto de vectores (v_1, v_2, \dots, v_n) expanden un espacio vectorial V si y sólo si todo vector $v \in V$ puede definirse de forma única como una combinación lineal de dichos vectores:

$$v = a_1 v_1 + a_2 v_2 + \dots + a_n v_n$$

donde a_1, \dots, a_n son elementos de R o C .

Apéndice V.2. Matriz Diagonal

Una matriz diagonal es una matriz cuadrada cuyos únicos elementos no nulos son aquellos en su diagonal principal. Por tanto, la matriz diagonal $\overline{\Phi}$ que contiene la información sobre el ángulos de llegada de las señales, se expresa como:

$$\begin{bmatrix} e^{j\psi_1} & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & e^{j\psi_2} & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & & \cdot & & \\ \cdot & & & \cdot & \\ 0 & 0 & \cdot & \cdot & e^{j\psi_M} \end{bmatrix}.$$

Apéndice V.3. Subespacio invariante.

Sea V_o un subespacio, $\overline{A}\overline{x}$ pertenece a V_o siempre que \overline{x} pertenezca a V_o . En este caso, se dice que V_o es un subespacio invariante de \overline{A} . El subespacio invariante más sencillo es uno cuya dimensión es igual a uno, en este caso V_o es expandido por un solo vector $\overline{x} \neq 0$.

Apéndice V.4. Matriz Hermitiana

La transpuesta hermitiana de una matriz consiste en crear una matriz nueva cuyos renglones sean el complejo conjugado de las columnas de la matriz original. Por tanto, sea

$$\bar{B} = \begin{bmatrix} 2-3i \\ 6 \end{bmatrix}, \text{ entonces } \bar{B}^H = [2+3i \quad 6].$$

Apéndice V.5. Eigenvectores y Eigenvalores

Los eigenvalores de una matriz \bar{A} , $p \times p$, real o compleja, son los números reales o complejos ℓ para los que hay un vector \bar{x} diferente de cero tal que $\bar{A}\bar{x} = \ell\bar{x}$. Los eigenvalores de \bar{A} son los números ℓ para los que hay un vector \bar{x} diferente de cero tal que $\bar{A}\bar{x} = \ell\bar{x}$. Si $\bar{A}\bar{x} = \ell\bar{x}$ para $\bar{x} \neq 0$, entonces \bar{x} es un eigenvalor asociado con el eigenvalor ℓ , y viceversa. Los eigenvalores y eigenvalores asociados constituyen el eigensistema o eigenestructura de \bar{A} . Comúnmente, se considera encontrar ℓ tal que $A - \ell\bar{I}$ sea singular, por lo que el problema de encontrar los eigenvalores ℓ se reduce a hacer que el determinante de $A - \ell\bar{I}$ sea igual a cero.

Apéndice V.6. Eigenestructura de la matriz de covarianza

Los eigenvalores de \bar{R}_{zz} son los valores $\{\ell_1, \dots, \ell_M\}$ tal que:

$ \bar{R}_{zz} - \ell_i\bar{I} = 0.$	(139)
---------------------------------------	-------

Empleando la expresión (129), la expresión (139) se puede escribir como:

$\left \overline{A} \overline{R}_{ss} \overline{A}^H + \sigma_n^2 \overline{I} - \ell_i \overline{I} \right = \left \overline{A} \overline{R}_{ss} \overline{A}^H - (\ell_i - \sigma_n^2) \overline{I} \right = 0.$	(140)
---	-------

Por tanto, los eigenvalores, v_i , de $\overline{A} \overline{R}_{ss} \overline{A}^H$ están dados por:

$v_i = \ell_i - \sigma_n^2.$	(141)
------------------------------	-------

Puesto que \overline{A} está conformada por los vectores de direccionamiento, los cuales son linealmente independientes, tiene un rango completo, y la matriz de covarianza R_{ss} es no singular, ya que se considera que las señales incidentes no están completamente correladas.

Estos dos características, garantizan que, cuando el número de señales incidentes M sea menor al número de elementos del arreglo N , la matriz $\overline{A} \overline{R}_{ss} \overline{A}^H$ sea positiva semidefinida con rango M . Lo cual significa que todos sus eigenvalores son no negativos.

Lo anterior implica que $N - M$ de los eigenvalores, v_i , de $\overline{A} \overline{R}_{ss} \overline{A}^H$ son cero. Y a partir de la expresión (141), se tiene que los $N - M$ eigenvalores de \overline{R}_{zz} son iguales a la varianza del ruido σ_n^2 . Por tanto, los M eigenvalores restantes de la matriz de covarianza \overline{R}_{zz} son los eigenvalores más grandes correspondientes a los M eigenvectores asociados con las señales emitidas por las M fuentes existentes en el entorno espacial.

VI CONFORMACIÓN DIGITAL DE HAZ

VI.1 Introducción

En el capítulo anterior se analizó el método ESPRIT para estimar la dirección de arribo de las señales emitidas por fuentes radiantes (terminales móviles). Una vez identificadas las fuentes existentes en el entorno espacial, la siguiente etapa en un sistema de antenas inteligentes es diferenciar las señales que transmiten dichas fuentes con la finalidad de atenderlas simultáneamente sin importar si las señales tienen la misma frecuencia. Esto es posible, ya que se considera que cada una de las fuentes tiene una posición espacial distinta. Es decir, se distinguen las señales de cada fuente de acuerdo a su dirección de arribo haciendo uso de la técnica de acceso múltiple por división espacial (SDMA), en el que cada fuente se identifica mediante su posición angular respecto a la ubicación de la estación de la base.

Para atender a cada una de las fuentes se implementan módulos de filtraje espacial independientes asociados con cada fuente, de tal forma que cada módulo proporcionará una respuesta con características directivas encaminadas a mejorar la recepción de la señal proveniente de la fuente deseada mientras se bloque la recepción de las señales de las fuentes interferentes.

Estos módulos de filtraje espacial son los que constituyen la etapa de conformación digital de haz en un sistema de antenas inteligentes. La etapa de conformación digital de haz se encarga de modificar la característica directiva del patrón direccional del arreglo de antenas por medio de la asignación de pesos complejos asociados con cada uno de los elementos del arreglo. Tales pesos complejos actúan como controladores de amplitud y fase en los

elementos del arreglo de antenas, con lo cual se controlan también las características del patrón direccional como el direccionamiento de nulos y nivel de lóbulos laterales.

La forma en que se determina el valor de los pesos complejos influye directamente en las prestaciones del sistema, por ello existen diversos tipos de conformación digital de haz que emplean distintos métodos para definir el valor de los pesos complejos.

En este capítulo se analizarán las características de cuatro tipos de conformación digital de haz presentando la lógica de determinación de los pesos complejos y su respuesta en términos del patrón direccional que generan.

Dos de los tipos de conformación digital de haz que se analizarán pertenecen al esquema convencional que se caracteriza por no considerar el muestreo de datos del entorno espacial obtenido por el arreglo de antenas. Se decidió analizar en este trabajo el conformador digital de haz sin direccionamiento de nulos y el conformador digital de haz con direccionamiento de nulos, ya que representan los fundamentos en las técnicas de conformación de haz en los sistemas de antenas inteligentes.

Para establecer una comparación con las prestaciones de los conformadores de haz convencionales mencionados anteriormente, se analizarán dos conformadores de haz estadísticamente óptimos, los cuales sí consideran los datos muestreados por el arreglo de antenas. Los dos tipos de conformadores de haz estadísticamente óptimos que se describirán son el conformador digital de haz empleando el método de minimización del error cuadrático medio y el conformador digital de haz empleando el método de minimización de la varianza linealmente restringida. Estos dos tipos de conformadores de haz se eligieron en este trabajo, ya que representan el estado del arte en las técnicas estadísticamente óptimas para la determinación de los pesos complejos.

Cabe destacar que como una contribución de este trabajo, los datos muestreados proporcionados a los conformadores de haz estadísticamente óptimos son derivados del entorno microcelular dispersivo caracterizado por el modelo de dispersión elíptico descrito en el capítulo III. Con ello, la evaluación de las prestaciones de los conformadores de haz incluye las contribuciones de las señales multitraectorias, lo cual representa uno de los tópicos modernos en los sistemas de comunicaciones móviles.

VI.2 Fundamentos del Conformador Digital de Haz

La conformación digital de haz es un tipo de filtraje espacial en donde un arreglo de antenas en conjunto con un método adecuado de estimación del DOA y un apropiado procesamiento de señal, puede hacer posible ya sea el dirigir o bloquear la radiación o recepción de las señales en direcciones específicas.

La etapa del conformador digital de haz entra en funcionamiento, después de identificar la posición angular de las fuentes (terminales móviles) existentes en el entorno espacial mediante la estimación del DOA. Una vez conocidas las direcciones de arribo de las M señales en el entorno, el conformador de haz se encarga de dirigir la recepción hacia la señal deseada y bloquear la recepción de las $M - 1$ señales interferentes. La idea básica de un conformador digital de haz subyace en dirigir el haz principal del patrón direccional del arreglo de antenas hacia la posición angular de la fuente deseada.

Lo anterior implica modificar el patrón direccional del arreglo de antenas. Una forma de influir sobre la respuesta del patrón direccional es variando las fases de la señal de cada uno de los elementos del arreglo de antenas [Haynes, 1998]. La forma más simple de controlar

la fase de la señal sería variar sistemáticamente las longitudes de los cables de los elementos en el arreglo de antenas como se muestra en la figura 52. De esta manera, los cables retardan la señal y como consecuencia se produce un desplazamiento en fase. No obstante, esto es totalmente impráctico, ya que no permite modificar el patrón direccional del arreglo de antenas dinámicamente. Una alternativa, consiste en colocar controladores de fase a la salida de cada uno de los elementos del arreglo de antenas, como se puede ver en la figura 53.

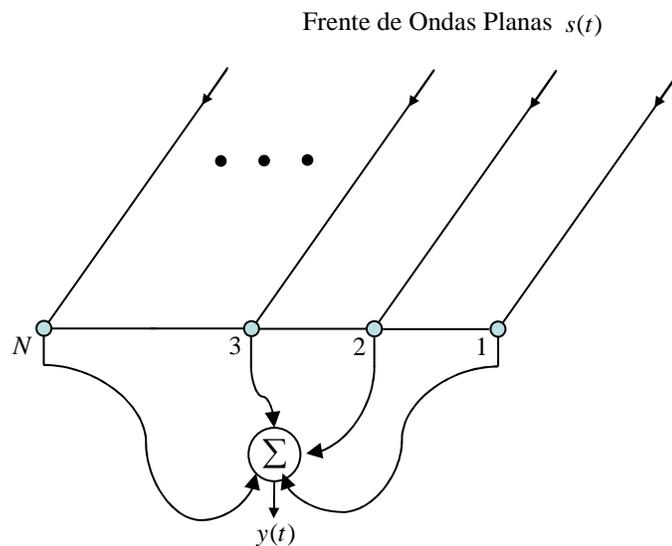


Figura 52. Esquema de modificación del patrón direccional de un arreglo lineal uniforme (ULA) de N elementos, induciendo un desfase en la salida de cada uno de los elementos mediante la variación de las longitudes de los cables de salida.

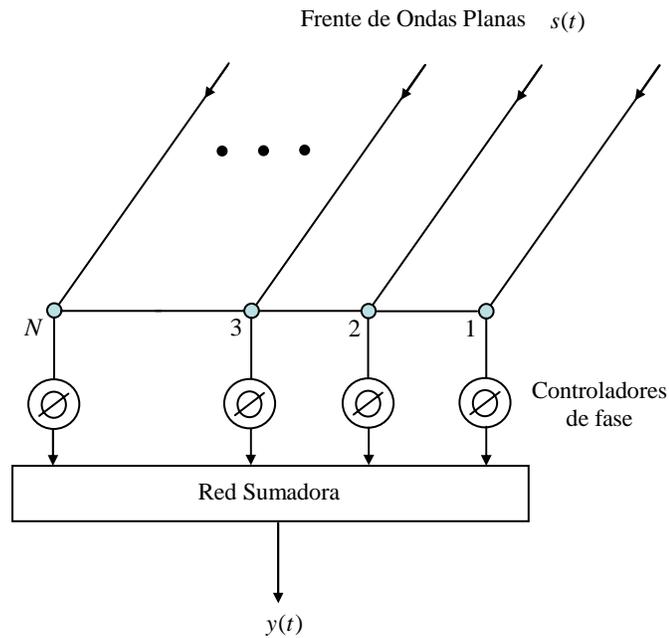


Figura 53. Esquema de modificación del patrón direccional de un ULA mediante controladores de fase.

En este caso, se logra modificar el patrón direccional programando el valor del desplazamiento en fase requerido para cada elemento. En la figura 54 se muestra el patrón direccional de un arreglo lineal de 8 elementos con espaciamiento entre elementos $d = 0.5\lambda$. Dicho patrón direccional ha sido modificado programando un desfase progresivo de 0.5π por elemento. Como se aprecia, el lóbulo principal ha sido dirigido 30° hacia la izquierda.

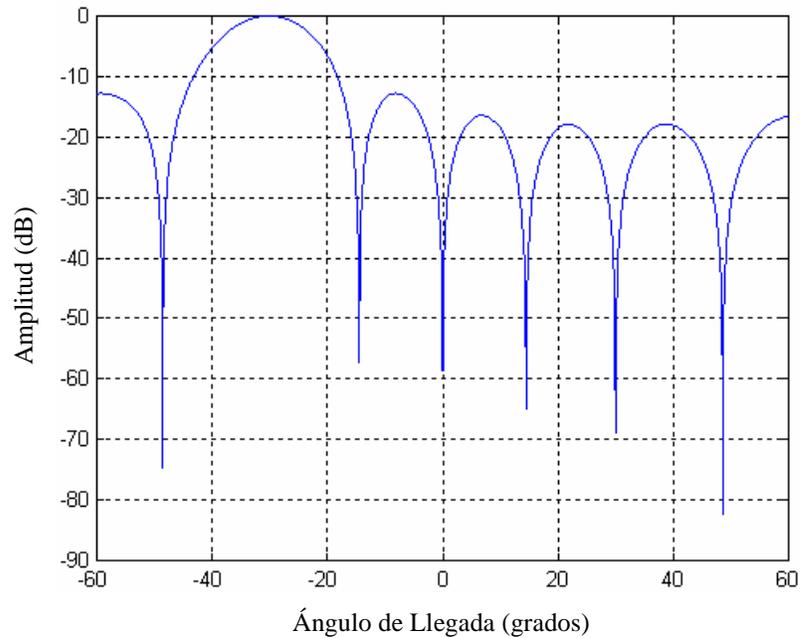


Figura 54. Modificación del patrón direccional de un ULA de 8 elementos con espaciamiento entre elementos de $d = 0.5\lambda$, mediante un desfase progresivo de 0.5π por elemento.

No obstante, esta forma de modificar el patrón direccional sigue siendo poco flexible, ya que no se tiene control alguno sobre los niveles de los lóbulos laterales y la ubicación de los nulos en el patrón direccional. Tan solo se dirige el lóbulo principal en la dirección deseada mediante controladores de fase previamente programados, lo cual también representa una rigidez en dicho método.

Por tanto, en la etapa del conformador digital de haz, se plantea la posibilidad de dirigir y modificar el patrón direccional del arreglo de antenas, para mejorar la recepción de la señal deseada y simultáneamente suprimir las señales interferentes mediante el uso de *pesos complejos* [Van Veen y Buckley, 1988]. Un peso complejo, como se estableció en el capítulo IV, está compuesto por una amplitud relativa A_n y un desplazamiento en fase β

para cada elemento. Por lo que el peso complejo para el n -ésimo elemento de un ULA está dado por:

$w_n = A_n e^{j(n-1)\beta} .$	(142)
-------------------------------	-------

A la salida de cada elemento se agrega un peso complejo y entonces se suman las salidas de cada uno de los pesos complejos para obtener el patrón direccional deseado, como se puede apreciar en la figura 55.

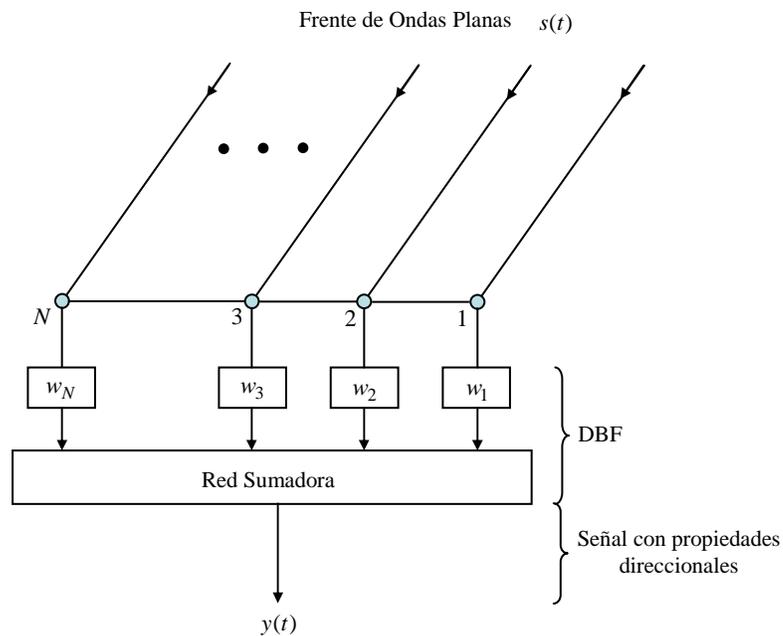


Figura 55. Conformación digital de haz mediante el uso de pesos complejos a la salida de cada uno de los elementos del arreglo de antenas.

Como se puede apreciar en la figura anterior, el conformador digital de haz consta, de forma general, de la asignación de pesos a cada elemento y de red sumadora o de combinación de las salidas de cada uno de los pesos complejos. En la propia figura 55, existe un solo bloque DBF, el cual está dedicado únicamente a modificar el patrón direccional de forma tal que se mejore la recepción de la señal emitida por una fuente, la

fuente $s(t)$. No obstante, es posible utilizar un bloque DBF para cada una de las M fuentes existentes en el entorno espacial. De esta forma, se puede dar servicio simultáneamente a distintas fuentes transmitiendo a la misma frecuencia pero con diferente ubicación espacial. En la siguiente figura se puede apreciar el esquema de servicio a distintas fuentes mediante el uso de un bloque DBF para cada una de ellas.

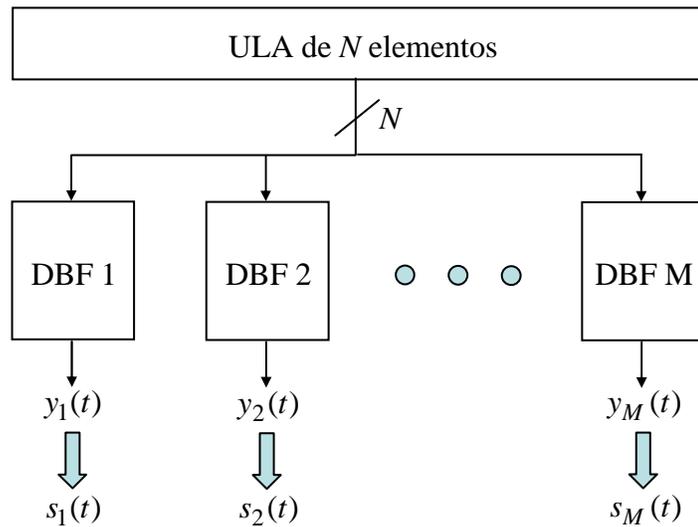


Figura 56. Filtrado espacial de M fuentes en el entorno mediante el empleo de un igual número de bloques DBF.

En la figura anterior, cada bloque DBF proporciona a su salida un patrón direccional que dirige el lóbulo principal en la dirección de la señal deseada y bloquea la recepción en las direcciones de las fuentes restantes. De esta forma, el bloque DBF 1 proporciona un patrón direccional que mejora la recepción en la dirección de la fuente $s_1(t)$ y bloquea la recepción en la dirección de las $M - 1$ fuentes restantes. Se debe recordar del capítulo anterior, que se considera que el número de fuentes en el entorno es menor al número de elementos que conforman el arreglo de antenas, esto es $M < N$. Es de la forma en que se

plantea en la figura 56, que se establece el acceso múltiple por división espacial (SDMA) en donde cada fuente difiere en su ubicación en el entorno, por lo cual es posible dar servicio simultáneo sin importar que cada fuente transmita con la misma frecuencia. Así, cada bloque DBF mejora la recepción de la señal asociada con él y asigna nullos o lóbulos de baja intensidad a las señales restantes. En la figura 57 se muestra un ejemplo de cómo se le da servicio a dos fuentes con distinta posición angular, una ubicada a 45° y otra a -45° , mediante el empleo de dos bloques DBF.

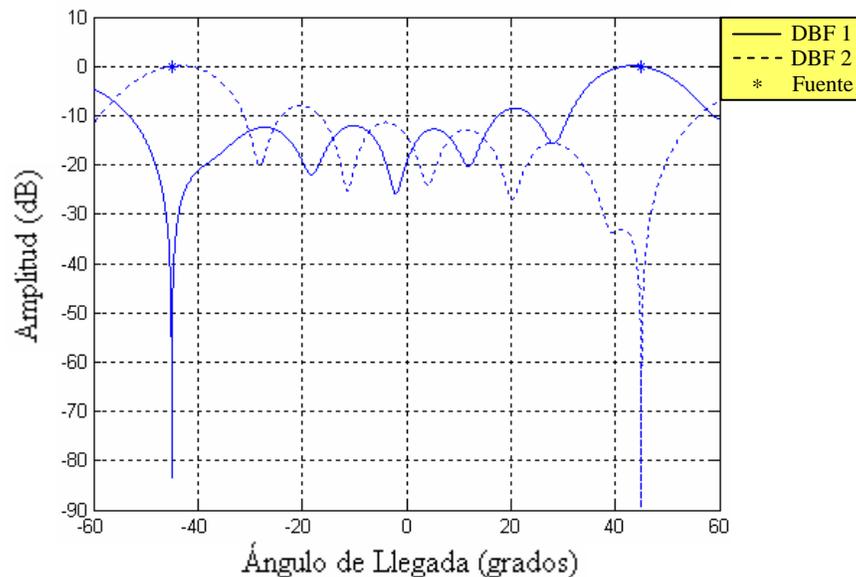


Figura 57. Patrones direccionales proporcionados por dos distintos bloques DBF para atender a dos fuentes mediante el filtraje espacial.

Como se puede apreciar en la figura anterior, el bloque DBF 1 asigna el lóbulo principal en la dirección de la fuente ubicada en la posición angular de 45° , mientras coloca un nulo en la ubicación de -45° donde se encuentra la otra fuente. De la misma forma, el bloque DBF 2 asigna el lóbulo principal a la fuente ubicada en -45° , y un nulo a la fuente en 45° . De esta manera, se atiende a las dos fuentes simultáneamente, diferenciándolas tan solo por su ubicación en el entorno espacial.

La forma en que el conformador digital de haz realiza lo anterior, es asignando los valores adecuados a cada uno de los pesos complejos correspondientes a cada uno de los elementos que constituyen el arreglo de antenas. El proceso mediante el cual se determinan dichos valores en el conformador digital de haz ha dado lugar a diversas técnicas de asignación de pesos. En la siguiente sección se muestra una clasificación general de los esquemas de conformación de haz.

VI.3 Esquemas de Conformación de Haz

Las técnicas de conformación de haz pueden clasificarse en dos grandes esquemas de acuerdo al proceso que utilizan para determinar el valor de los pesos complejos. Tales esquemas son [Van Veen y Buckley, 1988]:

- 1. Conformadores de Haz Convencionales:** También conocidos como conformadores de retardo y suma debido a que los valores de los pesos complejos representan un desfase progresivo equivalente a un retardo progresivo para cada elemento. Por tanto, este tipo de conformadores de haz se caracteriza por determinar el valor de los pesos complejos sin considerar los datos sensados por los elementos del arreglo de antenas. Esto es, se dirige el lóbulo principal del patrón direccional hacia una dirección específica sin considerar las fuentes interferentes. Es por esto que a medida que aumentan las fuentes interferentes, se ve afectada la respuesta direccional del arreglo de antenas. Para lograr cancelar las señales interferentes, se incorporan los conformadores de direccionamiento de nulos, los cuales también pertenece al esquema de los conformadores de haz convencionales.

Este tipo de conformadores proporcionan nulos en la dirección de las señales interferentes y una máxima respuesta en la dirección de la señal deseada, de acuerdo a restricciones de respuesta para las fuentes correspondientes. No obstante, a medida que se incrementa el número de señales interferentes llega a ser impráctico ya que se comienzan a tener respuestas máximas del patrón direccional en direcciones distintas a la de la señal deseada debido a la manipulación rígida de las respuestas para las fuentes.

- 2. Conformadores de Haz Estadísticamente Óptimos:** Este tipo de conformadores determina el valor de los pesos complejos basándose en las estadísticas de segundo orden derivadas de los datos sensados por los elementos del arreglo de antenas para, de esa forma, optimizar la respuesta total del arreglo. En forma general, los conformadores estadísticamente óptimos colocan nulos en las direcciones de las fuentes interferentes con el objetivo de maximizar la relación señal a ruido a la salida del conformador de haz. Esto es, se busca optimizar la respuesta del conformador de haz de forma tal que la salida contenga un mínimo de contribuciones debidas al ruido y a señales provenientes de direcciones distintas a la de la señal deseada.

En las siguientes secciones se mostrarán dos conformadores de haz convencionales y dos estadísticamente óptimos, con lo cual se podrán apreciar las diferencias existentes entre ambos. Tales diferencias se podrán apreciar a través de las gráficas de simulación presentadas para cada caso. Las simulaciones se realizaron en la base de MATLAB 5.3 considerando un arreglo de antenas lineal uniforme de 8 elementos con espaciamiento entre elementos $d = 0.5\lambda$ y un intervalo de operación de $[-60^\circ, 60^\circ]$ además, se considera un

entorno microcelular dispersivo en donde los dispersores se encuentran distribuidos de forma uniforme.

VI.4 Conformador Digital de Haz Convencional sin Direccionamiento de Nulos

Este tipo de conformador de haz se caracteriza por dirigir el lóbulo principal del patrón direccional en la dirección de la señal deseada sin considerar la dirección de arribo de las señales interferentes [Stine, 1997].

La determinación de los valores de los pesos complejos, para cada elemento del arreglo de antenas está dada de forma tal que se oponga al desfaseamiento que ocurre cuando la señal deseada arriba de la dirección θ_i . Esto es, el vector de pesos \bar{w} que contiene los N pesos complejos correspondientes a cada uno de los N elementos del arreglo de antenas, es igual al conjugado complejo del vector de direccionamiento $\bar{a}(\theta_i)$ que está compuesto por N elementos que corresponden al desfaseamiento que experimenta la señal deseada, en cada uno de los elementos del arreglo de antenas, debido a su disposición geométrica.

Como se recordará, el vector de direccionamiento para la señal proveniente de la dirección θ_i está dado por:

$\bar{a}(\theta_i) = [1 \quad e^{j\psi} \quad . \quad . \quad . \quad e^{j(N-1)\psi}]^T$	(143)
--	-------

donde $\psi = 2\pi(d/\lambda)\sin(\theta_i)$.

Y como el vector de pesos está definido como el conjugado complejo del vector de direccionamiento, se tiene:

$\bar{w} = \bar{a}^*(\theta_i)$	(144)
---------------------------------	-------

donde $(\cdot)^*$ representa el conjugado complejo. Por lo tanto, el vector de pesos puede expresarse como:

$\bar{w} = [1 \quad e^{-j\psi} \quad \dots \quad e^{-j(N-1)\psi}]^T$	(145)
--	-------

De esta forma, los diferentes bloques DBF requieren tan solo de las direcciones θ_i correspondientes a las M fuentes en el entorno para generar patrones direccionales que den servicio a cada una de dichas fuentes. Las direcciones de las fuentes son proporcionadas por el método de estimación del DOA.

En la figura 58 se muestran dos patrones direccionales, cada uno generado por un bloque DBF independiente, asociados con fuentes en la dirección $\theta_1 = 35^\circ$ y $\theta_2 = -30^\circ$ respectivamente.

Como se puede apreciar, el bloque DBF 1 dirige el lóbulo principal del patrón direccional hacia la fuente en la dirección $\theta_1 = 35^\circ$, pero no se ocupa de colocar un nulo en la dirección $\theta_2 = -30^\circ$ de la fuente interferente. Tampoco controla el nivel de los lóbulos laterales, de forma tal que pudiera asignar el lóbulo de menor intensidad a la dirección de la fuente interferente. En el caso del bloque DBF 2 se tiene una respuesta similar, tan solo se ocupa de dirigir el lóbulo principal del patrón direccional en la dirección $\theta_2 = -30^\circ$ de la señal deseada. Esto se debe, como ya se estableció, a que este tipo de conformador de haz no contempla las direcciones de las fuentes interferentes para asignar nullos o lóbulos laterales de baja intensidad. Su única función consiste, en dirigir el lóbulo principal del patrón direccional, hacia la dirección de la fuente deseada mediante pesos complejos que

representan un desfaseamiento progresivo en cada elemento, que contrarresta el desfaseamiento original de la señal producido por la disposición geométrica de los elementos del arreglo de antenas.

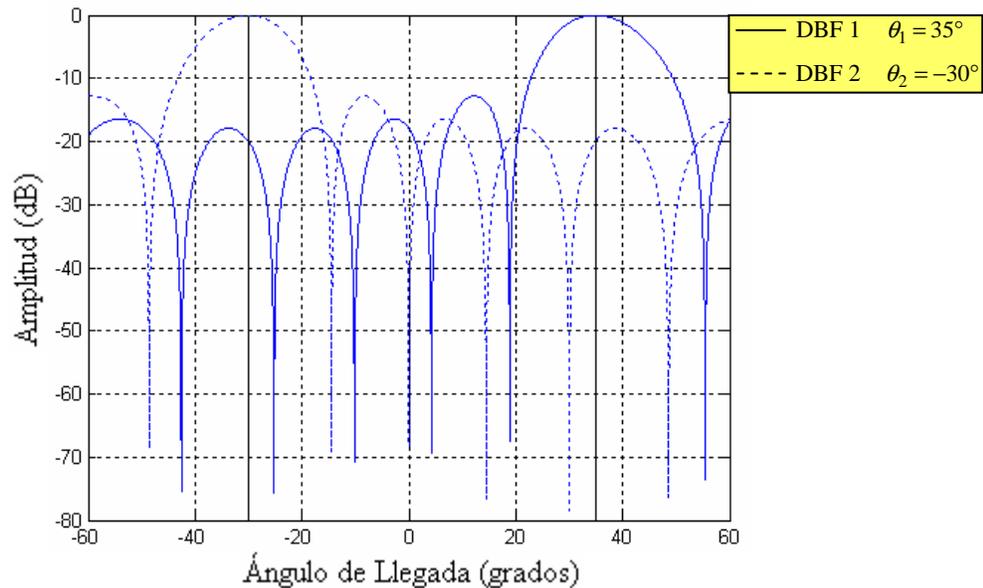


Figura 58. Patrones direccionales, generados mediante bloques DBF convencionales sin direccionamiento de nulos, orientados hacia dos fuentes con distinta posición angular.

Los patrones direccionales deben cumplir que sus lóbulos principales no se intersecten y cada lóbulo principal debe tener un aislamiento de 20 dB [Stridh y Ottersten, 1999] [Kustra, 1981] respecto al máximo valor de los lóbulos laterales pertenecientes a otro patrón direccional. En el caso de la figura 58, se puede apreciar que los lóbulos principales de ambos patrones direccionales no se intersectan. También se puede ver que ambos patrones direccionales presentan un aislamiento aproximado entre 13 y 18 dB, lo cual significa que no cumplen plenamente con el nivel de aislamiento deseado. Esto tiene repercusión en el grado de interferencia presente en cada patrón direccional. Esto es, mientras menor sea el aislamiento en los patrones direccionales, menor será la relación

señal a ruido SNR, produciendo a su vez una disminución en la calidad de las señales recibidas.

Por lo tanto, es de esperarse que a medida que aumente el número de fuentes en el entorno espacial, el conformador de haz, hasta ahora expuesto, presentará cada vez una menor SNR, debido a que no existe un control sobre la posición de los nulos y la intensidad de los lóbulos laterales.

VI.5 Conformador Digital de Haz Convencional con Direccionamiento de Nulos

En el conformador de haz presentado en la sección anterior, no se tiene control sobre la ubicación de los nulos y la intensidad de los lóbulos laterales, lo cual propicia un mayor grado de interferencia en los patrones direccionales generados. Para lograr un control sobre la ubicación de los nulos, el conformador digital de haz convencional con direccionamiento de nulos, intenta lograr una respuesta específica en múltiples direcciones.

Esto es, se crea un vector de respuesta \bar{r} que contiene la respuesta en términos de ganancia deseada para cada una de las fuentes identificadas mediante la estimación del DOA. Por tanto, en base a dicho vector se ajusta la respuesta del patrón direccional generado para cada fuente en el entorno espacial.

La forma en que el conformador de haz convencional con direccionamiento de nulos determina los valores de los pesos complejos es mediante el planteamiento de un sistema de ecuaciones lineales en donde los coeficientes están dados por los elementos del vector de

direccionamiento, las variables están representadas por los elementos del vector de pesos y las respuestas se encuentran definidas por el vector de respuesta.

Para comprender mejor este concepto, es necesario definir la expresión que proporciona la respuesta del arreglo de antenas para una fuente en la dirección θ_i . Esta expresión se define como [Stine, 1997]:

$r(\theta_i) = \sum_{n=1}^N w_n a_n(\theta_i)$	(146)
--	-------

donde w_n representa el peso complejo correspondiente al n -ésimo elemento del arreglo de antenas, y $a_n(\theta_i) = e^{j(n-1)\psi}$ representa el desfase experimentado por la señal, proveniente de la i -ésima fuente en la dirección θ_i , en el n -ésimo elemento respecto al elemento de referencia. Como ya se ha establecido con anterioridad, el desfase $\psi = 2\pi(d/\lambda)\sin(\theta_i)$.

Ahora bien, haciendo que $\bar{w} = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_N]^T$ y $\bar{A} = [\bar{a}(\theta_1) \ \bar{a}(\theta_2) \ \dots \ \bar{a}(\theta_M)]$, donde $\bar{a}(\theta_i)$ representa el vector de direccionamiento para la fuente en la dirección θ_i y se encuentra definido de acuerdo a la expresión (143), el vector de respuesta definido en la expresión (146) puede reescribirse como:

$\bar{r} = \bar{A}^T \bar{w}$	(147)
-------------------------------	-------

donde \bar{r} es el vector de respuesta cuyos elementos representan las respuestas deseadas en el patrón direccional para cada una de las M fuentes en el entorno. Por lo tanto, si existen M fuentes y se requiere maximizar la recepción de la i -ésima fuente asignando nulos a las

$M - 1$ fuentes restantes, el vector de respuesta está dado por $\bar{r} = [0 \cdots g_i \cdots 0]^T$, donde g_i representa la ganancia deseada para la i -ésima fuente en la dirección θ_i .

De lo anterior se puede ver que la expresión (147) plantea la resolución de un sistema de M ecuaciones lineales con N incógnitas correspondientes a los pesos complejos asociados con cada uno de los elementos del arreglo de antenas. Sin embargo, debido a que se ha establecido que $M < N$, la matriz \bar{A} no es una matriz cuadrada y como consecuencia singular, por lo que no tiene inversa y la expresión (147) no se puede despejar en términos de \bar{w} para obtener los valores de los pesos complejos.

Por lo tanto, lo que se hace es emplear la pseudo inversa de \bar{A} aplicando el método de mínimos cuadrados. Esto es, se requiere que la respuesta del arreglo, para cada una de las M fuentes, representada por $\bar{A}^T \bar{w}$ sea lo más parecido posible a las respuestas en el vector de respuesta \bar{r} . Lo anterior implica determinar el valor de los pesos complejos en el vector de pesos \bar{w} tal que se minimice el error definido por:

$\ \bar{A}^T \bar{w} - \bar{r}\ .$	(148)
------------------------------------	-------

Lo que se requiere es encontrar un vector \bar{w} tal que $\bar{A}^T \bar{w} \approx \bar{r}$ haciendo mínimo el resultado de la expresión (148), por lo cual se tiene un problema de mínimos cuadrados. Por tanto, a partir del método de mínimos cuadrados [Noble y Daniel, 1989] se tiene que \bar{w} hace mínimo a $\|\bar{A}^T \bar{w} - \bar{r}\|$ si y sólo si \bar{w} es la solución de la siguiente expresión:

$\bar{A} \bar{A}^T \bar{w} = \bar{A} \bar{r}.$	(149)
--	-------

Por lo tanto, a partir de la expresión anterior, la determinación de los pesos complejos está definida por:

$$\bar{w} = \left(\bar{A} \bar{A}^T \right)^{-1} \bar{A} \bar{r} \quad (150)$$

donde $\left(\bar{A} \bar{A}^T \right)^{-1} \bar{A}$ representa la pseudo inversa de \bar{A} . En la figura 59 se muestran los patrones direccionales correspondientes a dos fuentes en las direcciones $\theta_1 = 40^\circ$ y $\theta_2 = -20^\circ$ respectivamente.

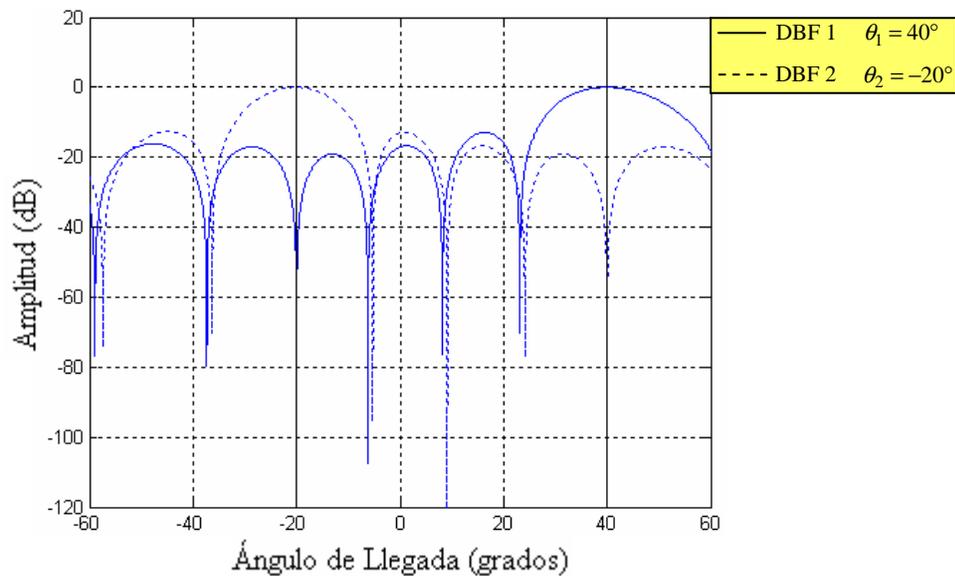


Figura 59. Patrones direccionales para dos fuentes, generados mediante la asignación de respuestas específicas para cada una de las fuentes.

Como se puede observar en la figura anterior cada uno de los bloques DBF asigna el lóbulo principal del patrón direccional a su correspondiente fuente y un nulo a la fuente interferente. En el caso del bloque DBF 1, la respuesta del patrón direccional se obtiene al definir el vector de respuesta como $\bar{r} = [1 \ 0]^T$, donde, como se aprecia, se asigna una ganancia $g_1 = 1$ a la señal proveniente de la dirección θ_1 y una ganancia $g_2 = 0$ a la señal

proveniente de la dirección θ_2 . El aislamiento logrado en ambos patrones direccionales es de aproximadamente 18 dB, el cual es muy próximo al aislamiento requerido de 20 dB.

No obstante, a pesar de que con este conformador de haz se logra ubicar nulos en la dirección de las señales interferentes, no hace uso de la estadística de los datos muestreados por el arreglo de antenas, por lo cual el nivel de intensidad de los lóbulos laterales del patrón direccional es un tanto rígido. Es decir, no se tiene un control de la intensidad de los lóbulos laterales de tal forma que se adapten al entorno espacial dispersivo. Es por ello que se utilizan los conformadores digitales de haz óptimo, que determinan los pesos complejos en base a las estadísticas de segundo orden de los datos muestreados por el arreglo de antenas.

VI.6 Conformador Digital de Haz Óptimo Empleando el Método de Minimización del Error Cuadrático Medio

Este conformador de haz, considera que se tiene información a priori suficiente de la señal deseada, como para obtener una señal de referencia $d(t)$, que se aproxime a la señal deseada $s(t)$ [Monzingo y Miller, 1980]. Son estos conceptos de señal deseada y señal de referencia, que aprovecha el conformador de haz, para determinar los pesos complejos mediante el procesamiento de la matriz de datos obtenida del muestreo en el arreglo de antenas.

La diferencia entre la respuesta deseada del arreglo y la respuesta que se obtiene, da lugar a una señal de error que representa la diferencia entre la señal de referencia y la señal deseada. Esta señal de error se define como [Monzingo y Miller, 1980]:

$e(t) = d^*(t) - \bar{w}^H \bar{\varepsilon}(t)$	(151)
--	-------

donde $\bar{\varepsilon}(t) = s_d(t)\bar{a}(\theta_d) + \bar{n}(t)$ representa el vector de señal recibido en el arreglo de antenas, respecto a la señal deseada $s_d(t)$ en la dirección θ_d y con vector de direccionamiento $\bar{a}(\theta_d)$, mientras que $\bar{n}(t)$ representa el ruido de medición existente en los elementos del arreglo de antenas.

A partir de la expresión (151) se puede obtener el error cuadrático medio como:

$e^2(t) = d^2(t) - 2 d^*(t) \bar{w}^H \bar{\varepsilon}(t) + \bar{w}^H \bar{\varepsilon}(t) \bar{\varepsilon}^H(t) \bar{w}.$	(152)
--	-------

Obteniendo el valor esperado a ambos lados de la ecuación anterior se tiene:

$E\{e^2(t)\} = E\{d^2(t)\} - 2 \bar{w}^H \bar{r}_{xd} + \bar{w}^H \bar{R}_{xx} \bar{w}$	(153)
---	-------

donde $\bar{r}_{xd} = E\{\bar{\varepsilon}^*(t) d(t)\}$ representa la matriz de correlación entre la señal de referencia y la señal recibida en el arreglo de antenas y $\bar{R}_{xx} = E\{\bar{\varepsilon}(t) \bar{\varepsilon}^H(t)\}$ es la matriz de correlación de las señales recibidas en los elementos del arreglo de antenas.

Puesto que $d(t) \approx s_d(t)$ se tiene que el valor cuadrático medio de la señal de referencia está dado por $E\{d^2(t)\} \approx S$ donde S representa la potencia de la señal deseada. Por tanto, la expresión (153) se redefine como:

$E\{e^2(t)\} = S - 2 \bar{w}^H \bar{r}_{xd} + \bar{w}^H \bar{R}_{xx} \bar{w}.$	(154)
--	-------

Se desea seleccionar el vector de pesos de forma tal que se minimice la expresión anterior, es decir, el error cuadrático medio.

Ya que la expresión (154) es una función cuadrática respecto a \bar{w} , el extremo de dicha función es un mínimo. Por tanto el valor de \bar{w} que minimiza la expresión se puede

encontrar haciendo que el gradiente de la expresión (154) respecto a \bar{w} sea igual a cero, esto es:

$\nabla_{\bar{w}} \{E[e^2(t)]\} = -2\bar{r}_{xd} + 2\bar{R}_{xx} \bar{w} = 0.$	(155)
--	-------

El valor que debe tener \bar{w} para cumplir con la expresión anterior está dado entonces por:

$\bar{w} = \bar{R}_{xx}^{-1} \bar{r}_{xd}$	(156)
--	-------

y como $\bar{r}_{xd} = E\{\bar{\epsilon}^*(t)d(t)\} = E\{\bar{\epsilon}^*(t)s(t)\} = S\bar{a}^*(\theta_d)$, la expresión final para elegir los pesos óptimos mediante el método de minimización del error cuadrático medio está definida como:

$\bar{w} = S\bar{R}_{xx}^{-1} \bar{a}^*(\theta_d)$	(157)
--	-------

donde \bar{R}_{xx} es la matriz de correlación obtenida a partir de los datos muestreados por el arreglo de antenas y $\bar{a}^*(\theta_d)$ es el conjugado complejo del vector de direccionamiento correspondiente a la señal deseada en la dirección θ_d .

En la figura 60 se muestran dos patrones direccionales generados para atender simultáneamente a dos fuentes ubicadas en $\theta_1 = 40^\circ$ y $\theta_2 = -20^\circ$ respectivamente.

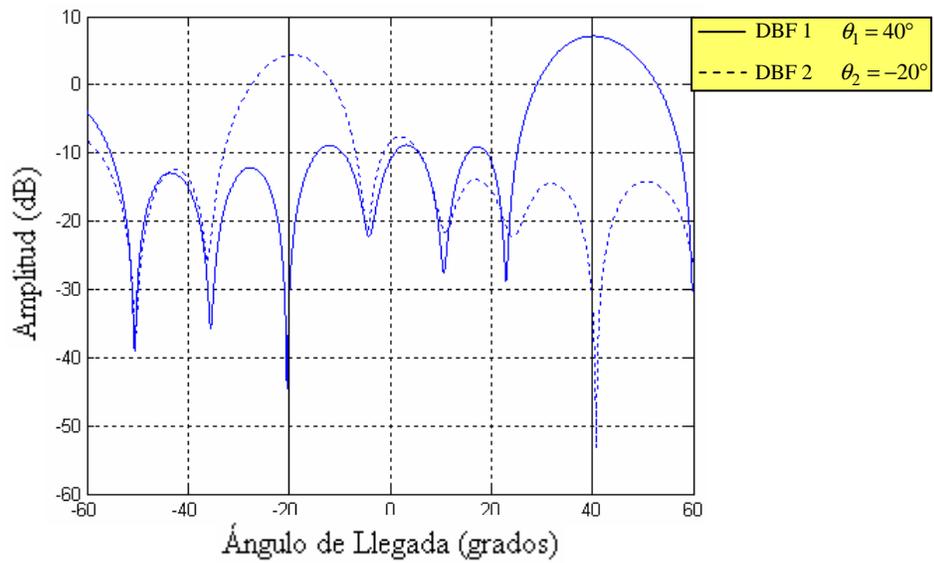


Figura 60. Patrones direccionales generados de acuerdo a la asignación de pesos mediante el método de minimización del error cuadrático medio.

Como se puede apreciar en la figura anterior, cada patrón direccional dirige un lóbulo principal a su respectiva fuente y ubica un nulo en la dirección de la fuente interferente. Esto lo hace sin requerir ninguna respuesta específica como en el conformador de haz visto en la sección anterior, aunque, como ya se estableció, se utiliza una señal de referencia que se aproxima a la señal deseada. Por tanto, este conformador de haz no coloca nulos precisos en todas las ocasiones, sino que trata de ubicar lóbulos laterales de baja intensidad en la dirección de mayor interferencia.

En la figura 60 se puede ver también que se tiene una amplitud excesiva en los lóbulos principales de los patrones direccionales, esto puede atribuirse a las aproximaciones propias del método para resolver el vector de pesos.

El aislamiento observado es de aproximadamente 15 dB en ambos patrones direccionales. También debe observarse, cómo a diferencia de la figura 59, los lóbulos laterales no siguen una intensidad rígida sino tratan de ajustarse a los datos muestreados del entorno.

VI.7 Conformador Digital de Haz Óptimo Empleando el Método de Varianza Mínima Linealmente Restringida

Los conformadores de haz hasta ahora expuestos no proporcionan un completo control sobre las características del patrón direccional generado. En el conformador de haz de la sección anterior, ya se hizo uso de los datos obtenidos del entorno, sin embargo no ejerce un buen control sobre la ubicación de nulos en la dirección de las señales interferentes, además de mostrar una amplitud excesiva en el lóbulo principal.

Este tipo de limitaciones pueden superarse mediante la aplicación de restricciones lineales al vector de pesos. El uso de restricciones lineales, aunado al procesamiento de los datos obtenidos del entorno, permite un mayor control sobre la respuesta del conformador de haz. Es en base a esto que el método de varianza mínima linealmente restringida funciona.

La idea fundamental en este método, es restringir la respuesta del conformador de haz, de tal forma que las señales provenientes de la dirección deseada sean admitidas con una amplitud y fase específicas. Los pesos complejos, se seleccionan de forma tal que se minimice la varianza de salida, cumpliendo a la vez con la restricción de respuesta definida [Litva y Lo, 1996].

Lo anterior, tiene el efecto de preservar la señal deseada, al tiempo que se minimizan las contribuciones debidas a las señales interferentes y ruido, provenientes de direcciones distintas a la dirección de la señal deseada.

Por tanto, la respuesta del conformador a la señal deseada está definida como [Van Veen y Buckley, 1988]:

$\bar{a}^T(\theta_d)\bar{w} = g_d$	(158)
------------------------------------	-------

donde $\bar{a}(\theta_d)$ representa el vector de direccionamiento de la señal deseada en la dirección θ_d y g_d representa la amplitud y fase específicas con que se desea filtrar a la señal deseada.

La minimización de las contribuciones debidas a la interferencia se logra, entonces, seleccionando los pesos que minimicen la varianza de salida sujeta a la restricción definida en la expresión (158). La varianza de salida está dada como [Litva y Lo, 1996]:

$E\{ y ^2\} = \bar{w}^H \bar{R}_{xx} \bar{w}.$	(159)
--	-------

La expresión anterior se minimiza mediante el método de los multiplicadores de Lagrange, obteniendo así, el vector de pesos óptimo definido como [Van Veen y Buckley, 1988], [Leithold, 1987]:

$\bar{w} = g_d \frac{\bar{R}_{xx}^{-1} \bar{a}^*(\theta_d)}{\bar{a}^T(\theta_d) \bar{R}_{xx}^{-1} \bar{a}^*(\theta_d)}.$	(160)
--	-------

La expresión anterior cumple con una sola restricción, que es la de la señal deseada, sin embargo es posible que se requieran definir restricciones específicas en la dirección de las señales interferentes.

Por tanto, la expresión (160) se puede generalizar para incluir múltiples restricciones lineales, las cuales añaden aún más control sobre el patrón direccional a generar. Esto es, si se tiene una fuente interferente en la dirección θ_i , se puede requerir una restricción que especifique una ganancia de cero en esa dirección, mientras se mantiene la respuesta g_d de la señal deseada. Lo anterior se expresa de la siguiente forma:

$\begin{bmatrix} \bar{a}^T(\theta_d) \\ \bar{a}^T(\theta_i) \end{bmatrix} \bar{w} = \begin{bmatrix} g_d \\ g_i \end{bmatrix}$	(161)
---	-------

donde $\bar{a}(\theta_i)$ representa el vector de direccionamiento correspondiente a la señal interferente en la dirección θ_i y g_i representa la respuesta requerida para la señal interferente, esto es, $g_i = 0$.

Más generalmente, ésto puede expresarse como:

$\bar{A}^T(\bar{\theta}) \bar{w} = \bar{f}$	(162)
---	-------

donde $\bar{A}(\bar{\theta})$ es la matriz $M \times N$ de vectores de direccionamiento correspondientes a las M fuentes identificadas mediante la estimación del DOA y \bar{f} es el vector $M \times 1$ correspondiente a las respuestas específicas deseadas para cada fuente.

Utilizando la expresión (162), se puede reescribir la expresión (160) como:

$\bar{w} = \bar{R}_{xx}^{-1} \bar{A}^*(\bar{\theta}) \left[\bar{A}^T(\bar{\theta}) \bar{R}_{xx}^{-1} \bar{A}^*(\bar{\theta}) \right]^{-1} \bar{f}$	(163)
---	-------

con lo cual es posible definir las respuestas deseadas tanto para la señal deseada como para las señales interferentes.

En la figura 61 se muestran dos patrones direccionales asociados, respectivamente, con dos fuentes en la dirección $\theta_1 = 30^\circ$ y $\theta_2 = -35^\circ$. Los patrones direccionales fueron generados asignando una respuesta para la señal deseada en la dirección $\theta_1 = 30^\circ$ de $g_1 = 1$ y una respuesta $g_2 = 0$ para la señal interferente en la dirección $\theta_2 = -35^\circ$.

Como se puede observar, ambos patrones direccionales asignan el lóbulo principal en la dirección de su correspondiente fuente y colocan un nulo en la dirección de la fuente interferente. Se puede apreciar también, que la amplitud de los lóbulos laterales no es

equivalente como los obtenidos con el conformador de haz de la sección VI.5, sino que varían de acuerdo a las características del entorno espacial, percibidas a través de la información estadística obtenida de los datos muestreados por el arreglo de antenas. La amplitud de los lóbulos laterales es controlada de tal forma que no excede los 0 dB. El aislamiento logrado en ambos patrones direccionales es de aproximadamente 10 dB.

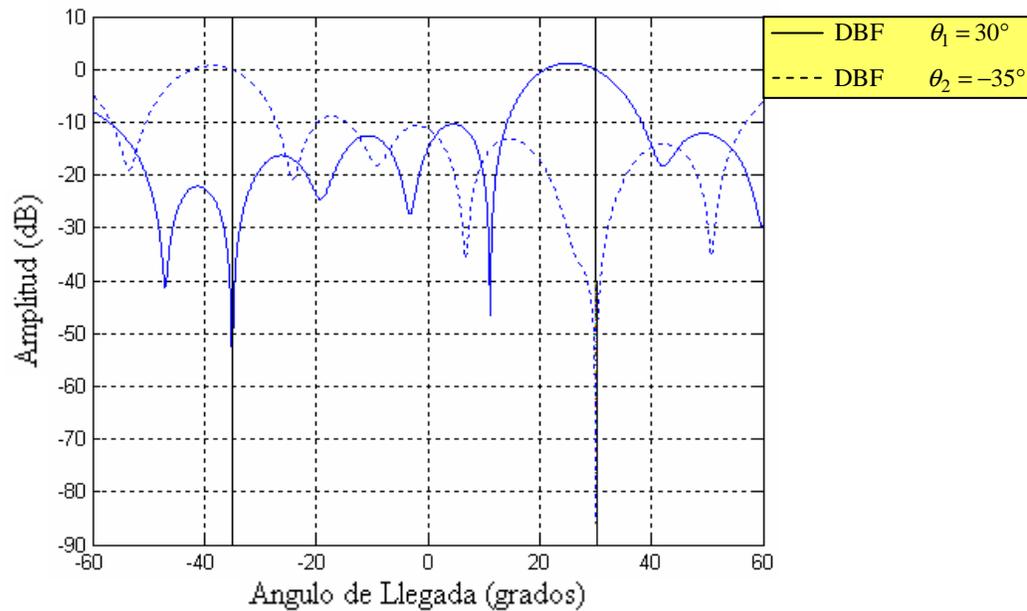


Figura 61. Patrones direccionales generados al asignar los pesos complejos mediante el método de minimización linealmente restringida de la varianza en la respuesta del conformador de haz.

En la gráfica 62 se muestra el caso para dos fuentes ubicadas en $\theta_1 = 40^\circ$ y $\theta_2 = -20^\circ$ respectivamente. Este es el mismo caso presentado en la figura 60, en donde los patrones direccionales se generaron mediante el método de minimización del error cuadrático medio. Como se puede observar en la figura 62, los patrones direccionales asignan el lóbulo principal a sus respectivas fuentes y un nulo a la fuente interferente.

Las características de los patrones direccionales en la figura 62 son mejores que las de los patrones direccionales mostrados en la figura 60. La amplitud de los lóbulos laterales es controlada y su máximo punto se encuentra en 0 dB mientras que la amplitud de los lóbulos laterales varía de acuerdo a la estadísticas obtenida de los datos del entorno dispersivo. Además, el aislamiento logrado en ambos patrones direccionales se encuentra aproximadamente entre 15 y 18 dB. Cabe resaltar que a diferencia del método de minimización del error cuadrático medio, el método de minimización de la varianza linealmente restringida siempre presentará un nulo en la dirección de las señales interferentes identificadas considerando que su ganancia en las restricciones es fijada en cero.

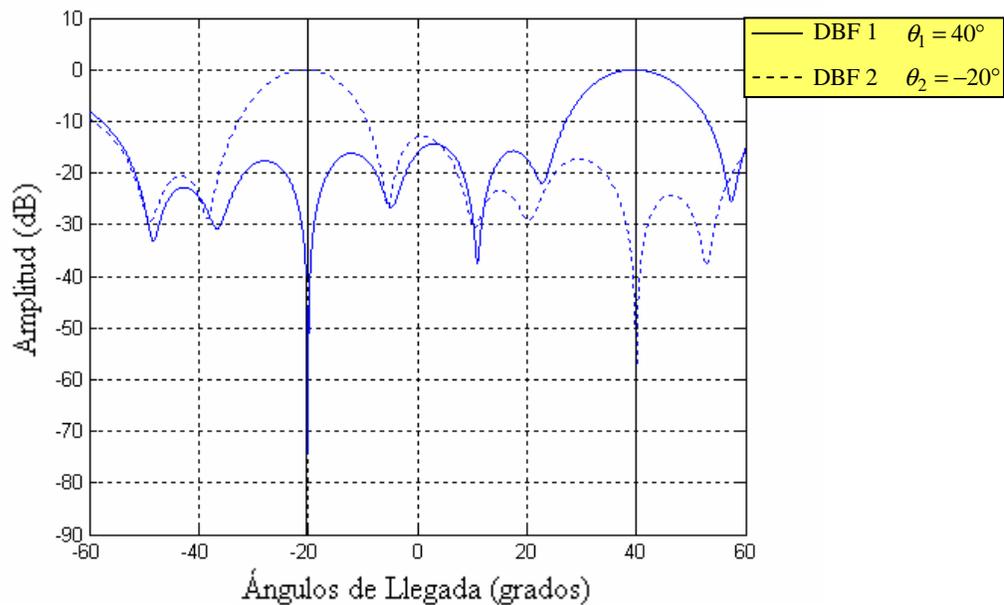


Figura 62. Patrones direccionales generados por el método de la minimización de la varianza linealmente restringida.

VI.8 Conclusiones

Es posible atender simultáneamente a distintas fuentes transmitiendo a la misma frecuencia pero identificadas espacialmente. Esto se logra mediante la generación simultánea de patrones direccionales asociados con cada fuente en donde se mejora la recepción de la señal deseada y se bloquean las señales interferentes.

La determinación adecuada de los pesos complejos es el factor principal para obtener un patrón direccional con las características deseadas. De los tipos de conformadores de haz presentados, el conformador de haz mediante el método de minimización de la varianza linealmente restringida presentó las mejores respuestas en términos de amplitud del lóbulo principal, ubicación de nulos en la dirección de las fuentes interferentes y aislamiento entre el lóbulo principal y los lóbulos laterales próximos a éste.

En base a lo mostrado en este capítulo se puede determinar que los conformadores de haz estadísticamente óptimos presentan una mejor respuesta en términos de la flexibilidad del patrón direccional debido a que consideran los datos muestreados por el arreglo de antenas. Esto les permite ajustar la salida total del arreglo de antenas de acuerdo a las características del entorno. Es importante señalar que el entorno utilizado en este trabajo es un entorno microcelular dispersivo donde el modo predominante de propagación es mediante señales multitrayectoria, por lo cual los conformadores de haz estadísticamente óptimos tienen mejores prestaciones que los conformadores convencionales en términos del control de intensidad de los lóbulos laterales, con lo cual se logra reducir la interferencia por componentes multitrayectoria.

Los conformadores de haz estadísticamente óptimos presentados en este capítulo representan el estado de arte en los sistemas de comunicaciones móviles. En este trabajo se evaluaron sus prestaciones en base a un entorno dispersivo, lo cual es un factor común en las comunicaciones móviles.

VII CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

VII.1 Conclusiones

En base al trabajo de investigación y simulaciones realizadas en los capítulos anteriores se concluyen los siguientes aspectos.

En el desarrollo de los sistemas de antenas inteligentes así como en cualquier sistema de comunicaciones móviles, es de suma importancia conocer el entorno espacial en el cual se desarrolla la comunicación. Ya no es suficiente caracterizar el canal radio en términos de la variabilidad que experimenta las señales durante su propagación. Aunado a ello, ahora se requiere de conocer las características espaciales del canal radio. Estas características deben estar definidas mediante información estadística, más particularmente en términos de parámetros espaciales como lo son el ángulo de llegada (AOA) y el tiempo de llegada (TOA) de las componentes multitrayectoria a la estación base. Los modernos modelos de canal, como los modelos geométricos de dispersión son fundamentales en la determinación de tales parámetros. Permiten definir de forma estadística las concentraciones de dispersores en el entorno que contribuyen con señales multitrayectoria hacia la estación base. En particular, en cuanto al modelo de dispersión elíptica de un solo salto analizado en el capítulo III, se vió que la contribución más importante de señales multitrayectoria proviene de aquellos dispersores ubicados en una apertura angular de aproximadamente 110° y en tiempos de retardo pequeños. No obstante, la aplicación del modelo de dispersión elíptica de doble salto propuesto, indica que un comportamiento más acercado a la realidad muestra que se tienen también contribuciones importantes de dispersores ubicados en

tiempos de retardo grandes. Con esto se ve, que los modelos de canal tratan de aproximar el comportamiento real del canal radio, y que ningún modelo de canal en sí es único para modelar las características tan especiales del entorno espacial.

Se mostró la importancia que tiene el arreglo de antenas en un sistema de antenas inteligentes. El arreglo de antenas juega un papel muy importante en la recopilación de datos del entorno espacial, esto es, en captar la diversidad espacial de su entorno en términos de las señales existentes. La disposición geométrica y el número de elementos en el arreglo de antenas son factores fundamentales que contribuyen a las prestaciones de un sistema de antenas inteligentes. El arreglo lineal uniforme sobre el cual se basó el estudio de los arreglos de antenas representa la estructura menos compleja. La dificultad principal con este tipo de arreglo de antenas es la variabilidad que se presenta en el ancho de haz al orientar el patrón direccional. Además un solo arreglo lineal no es suficiente para cubrir un sector de 360° . No obstante, esto se logra empleando tres arreglos lineales con cobertura de 120° cada uno, con lo cual también se compensa la variabilidad del ancho de haz, ya que en el intervalo de operación $-60^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$ el ancho de haz no varía tan súbitamente como lo hace al orientar el patrón direccional fuera de ese intervalo. Un aspecto importante del arreglo lineal es que permite tener buenos niveles de aislamiento cuando se generan múltiples patrones direccionales.

La estimación de la dirección de arribo de las señales representa también un componente fundamental en la operación de un sistema de antenas inteligentes. En el capítulo V, se describió y analizó el método de estimación del DOA basado en el subespacio, conocido

como ESPRIT. ESPRIT es un método subóptimo de determinación de la posición angular de las fuentes existentes en el entorno espacial. Es subóptimo ya que al igual que otros métodos de su clase y a diferencia de los métodos de máxima verosimilitud, no trabaja bien bajo escenarios donde las señales en el entorno tienen altos niveles de correlación, y tampoco en situaciones donde existen pocas muestras del entorno espacial. Sin embargo, los métodos de máxima verosimilitud son imprácticos en términos de programación. Es ahí donde los métodos del subespacio son eficientes, ya que no implican un gran costo en programación, obteniendo resultados muy próximos a los reales. En particular ESPRIT presenta una buena resolución incluso en ambientes dispersivos como el empleado en el capítulo V para valorar sus prestaciones. El concepto de subespacio invariante inducido mediante una disposición geométrica específica del arreglo de antenas proporciona a ESPRIT dos conjuntos de muestras a partir de un mismo arreglo de antenas, lo cual le permite estimar la dirección de arribo directamente en términos de los eigenvalores obtenidos de la matriz de correlación sin necesidad de crear un espectro de potencia o una búsqueda en el entorno espacial como en la mayoría de los métodos de estimación del DOA. Esto mismo, le proporciona una gran característica a ESPRIT, y es el hecho de que siempre producirá un número de respuestas igual al número de posibles fuentes en el entorno, lo cual elimina el hecho de tener que identificar las fuentes a través de los picos máximos en un espectro de potencia.

El conformador digital de haz representa el cerebro de un sistema de antenas inteligentes. Es el encargado de determinar las ponderaciones adecuadas, en base al procesamiento de las muestras proporcionadas por los elementos del arreglo de antenas, para producir un

patrón direccional que mejore la radiación y/o recepción de la señal deseada y además bloquee la radiación y/o recepción de las señales interferentes ubicadas en direcciones distintas a la dirección de la señal deseada. Es posible atender simultáneamente a distintas fuentes transmitiendo a la misma frecuencia asignándole a cada una un bloque DBF independiente, el cual se encargará de bloquear todas aquellas señales que no estén asignadas a él ubicando nulos y lóbulos laterales de baja intensidad en las direcciones donde se encuentren y colocando el lóbulo principal en la posición angular donde se encuentre la señal deseada. Las prestaciones del sistema de antenas inteligentes, en este caso, se definen mediante el aislamiento existente entre cada uno de los patrones direccionales generados simultáneamente para atender a las fuentes. El aislamiento ideal es de 20 dB, entre más cercano a 20 dB se encuentre el aislamiento entre los patrones direccionales generados, mejor será el servicio proporcionado en términos de la interferencia inducida en cada patrón direccional. Los conformadores de haz convencionales no representan una buena alternativa para determinar los pesos complejos necesarios, ya que a pesar de que se consigue dirigir el lóbulo principal en la dirección de la señal deseada e incluso colocar nulos en la dirección de las señales provenientes de fuentes interferentes, no se tiene control sobre el nivel de intensidad y ubicación de los lóbulos laterales, los cuales pueden llegar a tener una amplitud similar a la del lóbulo principal. Esto implica serios problemas de interferencia bajo un entorno dispersivo. Y de aquí se deriva el principal problema de los conformadores de haz convencionales, y es que no hacen uso de los datos muestreados por los elementos del arreglo de antenas, por lo cual no cuentan con información sobre las contribuciones a la señal recibida en términos de componente multitrayectoria. En cambio, los conformadores de haz estadísticamente

óptimos, sí hacen uso de los datos proporcionados por el arreglo de antenas en relación al entorno espacial. Por lo cual, tienen un mayor control sobre la amplitud de los lóbulos laterales ya que tratan de ajustarlos de acuerdo a las características dispersivas del entorno. En el caso del método de minimización del error cuadrático medio, se proporciona el lóbulo principal en la dirección de la señal deseada, sin embargo, no siempre se ubican nulos en la dirección de las fuentes interferentes, sino que en lugar de ello, manipula los lóbulos laterales y los controla de tal forma que los dirige en la dirección de las señales interferentes y de las componentes multitrayectoria. Esto se debe a que éste método no emplea respuestas predefinidas para las direcciones de las señales interferentes como lo hace el método de direccionamiento de nulos o el método de minimización de la varianza linealmente restringida. Por otro lado, el método de minimización de la varianza linealmente restringida además de utilizar los datos muestreados por el arreglo de antenas, incorpora una serie de restricciones encaminadas a obtener una determinada respuesta en las distintas direcciones de fuentes identificadas mediante la estimación del DOA. Es por ello, que en esta técnica siempre se colocará un nulo en la dirección de las señales interferentes (si esa fue la respuesta definida en las restricciones para la dirección de las fuentes interferentes) además de ajustar los niveles de intensidad de los lóbulos laterales de acuerdo al entorno dispersivo. Este tipo de conformador de haz representa un método de determinación de pesos óptimo que hace uso de la información espacial del entorno para direccional, de forma adecuada, las respuestas del arreglo de antenas para cada una de las fuentes existentes.

En general, para un adecuado funcionamiento de un sistema de antenas inteligentes, se requiere de modelar de forma adecuada las características espaciales del canal radio, se debe conseguir un muestreo adecuado de las señales en el entorno espacial mediante la disposición geométrica del arreglo de antenas utilizado, con lo cual será posible utilizar tales muestras en la determinación de la posición espacial de las fuentes en el entorno con mayor precisión y definir los valores de los pesos complejos en base a un procesamiento óptimo de las señales del entorno, con lo que se logra considerar tanto la existencia de las fuentes interferentes como la contribución en términos de componentes multitrayectoria por parte de los dispersores.

VII.2 Aportaciones

Las aportaciones derivadas de esta tesis se establecen a continuación:

1. Se muestran resultados de investigación sobre el estado del arte de tópicos relacionados con las comunicaciones móviles.
2. Cada uno de los temas investigados constituyen en conjunto una línea de investigación reciente en el CICESE en el contexto de los sistemas de antenas inteligentes.
3. Se describió y analizó el modelo de dispersión elíptico de un solo salto para entornos microcelulares, en el cual se obtuvieron estadísticas adicionales a las presentadas en la literatura abierta.
4. Se desarrolló un nuevo modelo espacial denominado modelo de dispersión elíptico de doble salto para entornos microcelulares, con el cual es posible caracterizar el

canal radio en base a la contribución, en términos de componentes multitrayectoria, de sectores elípticos. Cabe destacar que el tópico de los modelos espaciales de canal es una línea de investigación abierta que es fundamental en el estado de arte de los sistemas de comunicaciones móviles.

5. Como resultado del nuevo modelo de doble salto propuesto se realizó un trabajo que fue presentado en el 12th Virginia Tech/MPRG Symposium on Wireless Personal Communications en Blacksburg, Virginia, E.U.A. con el título “Use of a Double Bounce Elliptical Scattering Model for Identifying Alternative Directions in Smart Antenna Systems” [Zamora y Velázquez, 2002].
6. Se elaboró un trabajo descriptivo en cuanto a las características que definen el patrón direccional de un arreglo lineal uniforme, definiendo para ello la disposición geométrica de los elementos que lo constituyen.
7. Se describió y analizó el método de estimación del DOA conocido como ESPRIT, definiendo un algoritmo para la obtención de la dirección de arribo de las señales en un entorno microcelular dispersivo. Cabe destacar que la estimación del DOA es un factor fundamental en las prestaciones de un sistema de antenas inteligentes, y que en la literatura abierta, generalmente, se da por un hecho.
8. Se evaluaron las prestaciones de distintos conformadores de haz considerando un entorno dispersivo. Se describió el funcionamiento de dos tipos de conformadores digitales de haz estadísticamente óptimos, los cuales representan el estado de arte en los servicios de comunicaciones móviles. Se mostró cómo es posible atender a más de un usuario simultáneamente, identificándolos de acuerdo a su posición en el espacio.

9. Cada uno de los tópicos investigados forman parte del sistema en conjunto de antenas inteligentes. Estos temas se reúnen en este trabajo de investigación en forma secuencial, mientras que en la literatura abierta se tratan por separado muy comúnmente.

VII.3 Trabajos Futuros

Habiendo concluido esta tesis, donde se aborda la conformación de haz en el contexto de un entorno microcelular dispersivo, se propone modelar y simular los conformadores de haz considerando ahora un entorno macrocelular dispersivo.

También sería de interés modelar y simular los conformadores de haz en un entorno macrocelular dispersivo utilizando un arreglo lineal uniforme y aplicando dos métodos de estimación del DOA como ESPRIT y MUSIC para definir cómo se modifican las prestaciones del sistema con uno y otro método.

Finalmente, esta tesis puede seguir en desarrollo hacia un trabajo de investigación que incluya un esquema de conformación de haz recursivo en el cual se ajuste la respuesta direccional del arreglo de antenas al entorno, estableciendo así, una comparación entre las prestaciones obtenidas con este esquema y con los esquemas presentados en esta tesis.

LITERATURA CITADA

Ásztély, 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 and Sons. Segunda edición. USA. 816 pp.

Chryssomallis, 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

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.

Garg, V. K. y J. E. Wilkes. 1996. "Wireless and Personal Communications Systems". Prentice Hall. Primera edición. USA. 445 pp.

Gibson, J. D. 1996. "The Mobile Communications Handbook". CRC Press, Inc. Primera edición. USA. 577 pp.

Haynes, T. 1998. "A Primer on Digital Beamforming". www.npsnet.com/haynes/electronics.

Hayt, W. H. 1991. "Teoría Electromagnética". McGraw-Hill. Quinta edición. México. 525 pp.

Hernando, J. M. y F. Pérez-Fontán. 1999. "Introduction to Mobile Communications Engineering". Artech House. Primera edición. USA. 535 pp.

Kanazawa, A., K. Yamada, K. Hamaguchi y H. Ogawa. 2000. "A Simple Algorithm to Implement a Beamforming Technique in a System with Space Division Multiple Access Scheme". Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000. 2: 1455-1459 p.

Kustra, R. O. 1981. "Comunicaciones Digitales". H.A.S.A. Primera edición. Argentina. 204 pp.

Lathi, B. P. 1993. "Introducción a la Teoría y Sistemas de Comunicación". Limusa. Primera edición. México. 409 pp.

Lehne, P. H. y M. Pettersen. 1999. "An Overview of Smart Antenna Technology for Mobile Communications Systems". IEEE Communications Surveys. 2(4): 2-13 p.

Leithold, L. 1987. "El Cálculo con Geometría Analítica". Harla. Quinta edición. México. 1615pp.

Liberti, J. C. y T. S. Rappaport. 1996. "A Geometrically Based Model for Line-of-Sight Multipath Radio Channels". Vehicular Technology Conference. 2: 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 Wireless Communications". Artech House. Primera edición. USA. 295 pp.

Ma, M. T. 1974. "Theory and Application of Antenna Arrays". John Wiley and Sons. Primera edición. USA. 229 pp.

Monzingo, R. A. y T. W. Miller. 1980. "Introduction to Adaptive Arrays". John Wiley and Sons. Primera edición. USA. 543 pp.

Muñoz López, M.A. 2002. "Modelado y Simulación de Arreglos de Antenas en Antenas Inteligentes". Defensa de Tesis de Maestría, CICESE, Ensenada, B.C., México.

Noble, B. y J. W. Daniel. 1989. "Álgebra Lineal Aplicada". Prentice Hall. Tercera edición. México. 572 pp.

Nowicki, D. y J. Roumeliotos. 1995. "Smart Antenna Strategies".
http://www.arraycomm.com/Company/white_papers.html.

Peebles, P. Z. 1993. "Probability, Random Variables, and Random Signal Principles". McGraw-Hill. Tercera edición. USA. 401 pp.

Rappaport, T. S. 1996. "Wireless Communications". Prentice Hall. Primera edición. USA. 641 pp.

Roy, R. H. 1987. "ESPRIT – Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques". Defensa de Tesis Doctoral, Universidad de Stanford, CA.

Roy, R. y T. Kailath. 1989. "ESPRIT – Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques". IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 37(7): 984-995 p.

Stine, J. A. 1997. "Beamforming Illustrations". http://www.ece.utexas.edu/projects/ee381k-9/lectures/14_Array_SigProc/lecture14/demonstration.pdf.

Stridh, R. y B. Ottersten. 1999. "Packet Data Throughput for Wireless Systems with Smart Antennas". Vehicular Technology Conference. 1: 32-36 p.

Tomasi, W. 1996. "Sistemas de Comunicaciones Electrónicas". Prentice Hall. Primera edición. México. 858 pp.

Tsuji, H., K. Yamada y H. Ogawa. 2001. "A New Approach to Array Beamforming Using Local Scattering Modeling". Vehicular Technology Conference. 3: 1284-1288 p.

Van Veen, B. D. y K. M. Buckley. 1988. "Beamforming: A Versatile Approach to Spatial Filtering". IEEE ASSP Magazine. 4-24 p.

Zamora, A., A. Velázquez, C. López y D. Covarrubias. 2002. "Use of a Double Bounce Elliptical Scattering Model for Identifying Alternative Directions in Smart Antenna Systems". Proceedings, 12th Virginia Tech/MPRG Symposium on Wireless Personal Communications. 73-84 p.

GLOSARIO

AOA	Angle Of Arrival
CDMA	Code Division Multiple Access
DBF	Digital Beamforming
DOA	Direction Of Arrival
EB	Estación Base
ESM	Elliptical Scattering Model
ESPRIT	Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques
FA	Factor de Arreglo
fdc	Función de Densidad Cumulativa
fdp	Función de Densidad de Probabilidad
FNBW	First Null Beamwidth
FSLBW	First Side Lobe Beamwidth
HPBW	Half-Power Beamwidth
MAC	Media Access Control
MUSIC	Multiple Signal Classification
PCS	Personal Communications Services
RF	Radiofrecuencia
S	Scatterer
SDMA	Space Division Multiple Access
SNR	Signal to Noise Ratio

TDMA	Time Division Multiple Access
TM	Terminal Móvil
TOA	Time Of Arrival
ULA	Uniform Linear Array