

TESIS DEFENDIDA POR

Luis Fernando Solís Vázquez

Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ:

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales

Director del Comité

Dr. Roberto Conte Galván

Miembro del Comité

Dr. Arturo Velázquez Ventura

Miembro del Comité

Dr. Pedro Negrete Regagnon

Miembro del Comité

Dr. José Rosario Gallardo López

Jefe del Departamento de Electrónica

Dr. Luis Alberto Delgado Argote

Director de Estudios de Posgrado

Ensenada, B.C. Agosto 15 del 2003

Centro de Investigación Científica y de
Educación Superior de Ensenada



DIVISIÓN DE FÍSICA APLICADA
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES

ARREGLO ADAPTABLE DE ANTENAS PARA
COMUNICACIONES MÓVILES CELULARES

TESIS

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

Luis Fernando Solís Vázquez

Ensenada, Baja California, México. Agosto de 2003.

RESUMEN de la Tesis de **Luis Fernando Solís Vázquez**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de **MAESTRO EN CIENCIAS** en **ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**. Ensenada, Baja California, México. Agosto de 2003.

ARREGLO ADAPTABLE DE ANTENAS PARA COMUNICACIONES MÓVILES CELULARES

Resumen aprobado por:

Dr. David H. Covarrubias Rosales

Director de Tesis

Durante las últimas décadas, el sector de las comunicaciones móviles ha sido 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. Las demandas son más grandes día con día, lo que implica que los nuevos sistemas de comunicaciones se diseñen de forma tal que se pueda utilizar más eficientemente el recurso espectral y cumplir con tales requerimientos. Con la llegada de los sistemas de tercera generación (3G) se hace aún más latente el hecho de incrementar la eficiencia espectral y cumplir con los requerimientos de tráfico heterogéneo (voz, datos y video), capacidad para dar atención a un mayor número de usuarios y mantener una calidad de servicio comparable a la proporcionada con los sistemas cableados. El primer paso en este proceso, es el buen diseño de una estación base. Con la introducción de los arreglos de antena en comunicaciones móviles, es necesario determinar las características espaciales del canal, estas características proporcionan estadísticas útiles para determinar las prestaciones de un sistema de comunicaciones móviles. El uso adecuado de los arreglos de antena en un sistema celular, da como resultado mejoras en la relación señal a interferencia (SIR). Esta propiedad es la base para introducir sistemas de antenas inteligentes o arreglos adaptativos. Parámetros como directividad, acoplamiento mutuo, dirección del patrón de radiación y vector de dirección deben considerarse en el diseño de arreglos de antena. 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 arreglos de antena, lo cual representa el estado del arte en la búsqueda por mejorar las prestaciones de los sistemas de comunicaciones móviles actuales, modelando y simulando los parámetros más importantes de un arreglo de antenas que tienen gran influencia en un sistema celular. Como aportación importante de esta tesis, se presenta un modelo analítico del patrón de radiación en un arreglo circular aplicado en comunicaciones móviles.

Palabras clave: Arreglos de antena, arreglo circular, relación señal a interferente (SIR), Comunicaciones Móviles.

ABSTRACT of the thesis of **Luis Fernando Solís Vázquez**, submitted in partial fulfillment of the requirements to obtain the degree of **MASTER IN SCIENCE in ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS**. Ensenada, Baja California, México. August 2003.

ADAPTIVE ANTENNA ARRAY IN WIRELESS COMMUNICATIONS

Abstract approved by:

Phd. David H. Covarrubias Rosales

Thesis Advisor

During the last decades, mobile communications area has shown a higher growing index inside the telecommunication market. Due to a broader mobile services originated by user increasing demand. At the third generation systems arriving, the fact of increasing the spectral efficiency and to accomplish requirements of heterogeneous traffic, capable of giving attention to a greater number of users and to keep a similar *QoS* to wired systems. The first step in this process is the base station good design. Having antenna array entering the mobile communications, determining channel spatial characteristics is a must, they will provide useful statistics to be aware of the performance in the communication mobile systems. Antenna array correct use in a cellular system, gives a real improvement of the signal-to-interference ratio (SIR). This property is the basis to introduce smart antenna and adaptive array system. Parameters as directivity, mutual coupling, radiation pattern direction and steering vector must be considered at the array antenna design because of the great importance that increasing spectral efficiency has in the mobile communication systems, in this thesis it's been analyzed the characteristics of antenna array systems, which represents the state of the art in increasing performance of the modern mobile communication systems, modeling and simulating the most important parameter of an antenna array which has great influence in the cellular system. As an important providing of this thesis and analytic model of the radiation pattern in a circular antenna array, applied in mobile communications is presented.

Keywords: Antenna array, circular array, signal-to-interference ratio (SIR), Mobile Communications.

Dedicatoria

A Dios

Por darme la sabiduría para poder enfrentarme a la vida, por darme esa luz que hasta ahora no he dejado de seguir y por darme la oportunidad de cumplir con las metas que he deseado.

A mis padres

Gabriel y Gloria Alicia, por todo el cariño, apoyo y confianza que me han dado en toda mi vida, *“por ustedes soy lo que soy y por ustedes seré mejor todavía”*.

A mi novia

Gaby, por haber llegado a mi vida en el momento justo, por darme el amor, paciencia y ser para mí ese apoyo en los momentos difíciles en esta etapa tan importante de mi vida y que ahora eres parte de ella. *“Eres lo mejor que me pudo haber pasado”*.

A mis hermanas

Gaby y Diana, por apoyarme, en cada momento de mi vida *“Con el cariño que siempre nos ha unido podremos soportar cualquier vicisitud en la vida... siempre las tengo presente”*.

Agradecimientos

A mi director de tesis *Dr. David Covarrubias* por haber confiado en mí desde el principio, su paciencia y consejos que recibí, hicieron que me esforzara para hacer bien las cosas, *“Fue más que un asesor”*

Al *Dr. José Rosario Gallardo* por darme un espacio y así cumplir mi meta, *“gracias por haber confiado en mí”*.

Al *Sria. Maricela González León* por haber estado siempre al pendiente de mis estudios, por darme los consejos que hicieron a no bajar los brazos y por aconsejarme a defender por lo que tanto luché; mi grado *“No la olvidaré”*.

A los miembros del comité de tesis, *Dr. Roberto Conte, Dr. Arturo Velázquez y Dr. Pedro Negrete* por sus consejos y comentarios en este periodo de investigación.

A mis compañeros de doctorado del GCI, *Angel, Claudio, Marco y Aldo*, por toda la ayuda, consejos y sobre todo el ejemplo de amistad y compañerismo que demostraron.

A mis profesores de clases *Dr. Jaime Sánchez, M.C Jorge E. Preciado* por todo lo que aprendí de ellos y por la amistad que me ofrecieron.

Al *Dr. Victor Ruiz*, por la ayuda que me brindó en mi paso en óptica.

A *Roberto y Gaby*, por todo el gran apoyo que me brindaron desde el momento en que llegué, *“gracias a ustedes nunca estuve solo”*.

A *Temo, Miguel, Miriam, Adriana, Zeus, y Karina*, haberlos tenido de compañeros fue lo más agradable en éstos dos años, *“los momentos que pasamos, los tendré presente donde quiera que esté”*.

A *Ramón M. y Rubén*, a mis amigos de microondas *Lis, Hirata y Eleazar* por su amistad y consejos brindados en toda esta etapa de estudio, *“espero que la distancia no haga cambiar el afecto que siento por ustedes, donde quiera que este siempre contarán conmigo”*.

A mis compañeros ópticos *Alberto, Maria Luisa y Erick* por hacer más agradables los momentos de desvelo.

A todo el personal administrativo, especialmente a las secretarias *Aurora, Rossy y Laura*, por sus disposición en todo momento y por sus ratos alegres que me hicieron pasar, a *Ivonne Best, Citlali, Margarita Jaúregi* por su amabilidad en mi estancia en Ensenada, a *Dolores Sarracino* por su gran apoyo en la biblioteca en mi etapa de tesista.

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada por darme la oportunidad de estudiar un posgrado de calidad.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por su apoyo económico y darle la oportunidad a jóvenes de superarse.

A mi novia, a mis padres y a mis hermanas
*“Ustedes han sido, son y serán
la razón de mi existir.
Gracias por ser parte
de mi vida”*

Luis Fernando Solís V.

Tabla de Contenido

I	Introducción	1
I.1	Antecedentes	1
I.2	Planteamiento del problema	2
I.3	Marco de referencia	5
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 radio	11
II.1	Introducción	11
II.2	Modelos tradicionales de canal radio	13
II.2.1	Fenómenos que afectan la propagación de la señal	14
II.3	Antecedentes de canal radio	17
II.4	Modelos clásicos de canal radio	18
II.5	Tipos de entornos en comunicaciones móviles	21
II.6	Modelos espaciales de canal radio	22
II.6.1	Modelo de dispersión elíptico	23
II.6.2	Modelo de dispersión circular	24
II.7	Conclusiones	27
III	Modelo de dispersión circular	29
III.1	Introducción	29
III.2	Planteamiento del modelo circular de dispersores	31
III.3	Geometría de la región circular	34
III.4	Probabilidad conjunta AOA/TOA para una región circular de dispersión uniforme	36
III.4.1	Función de densidad de probabilidad conjunta <i>pdf</i> AOA/TOA en la estación base:	36
III.4.2	Función de densidad de probabilidad conjunta AOA/TOA en el terminal móvil	40
III.5	Función de densidad de probabilidad (<i>pdf</i>) AOA	45
III.5.1	Función de densidad de probabilidad AOA en la estación base	45
III.5.2	Función de densidad de probabilidad AOA en el terminal móvil	46
III.6	Función de densidad de probabilidad <i>pdf</i> TOA	47
III.7	Simulación	51
III.7.1	Análisis alternativo	56
III.8	Conclusiones	57

Tabla de Contenido (Continuación)

CAPÍTULO	PÁGINA
IV Parámetros de dispersión en un entorno macrocelular	58
IV.1 Introducción	58
IV.2 Dispersión angular	60
IV.3 Dispersión por retardo	61
IV.4 Efecto Doppler en la estación base en un modelo circular de un solo salto	62
IV.4.1 Espectro Doppler a partir de la <i>pdf</i> marginal AOA	71
IV.5 Simulación y análisis numérico	77
IV.5.1 Simulación de dispersión angular	77
IV.5.2 Simulación de la dispersión de retardo	80
IV.6 Conclusiones	82
V Arreglos de antena	84
V.1 Introducción	84
V.2 Parámetros básicos de un arreglo de antena.	86
V.3 Fundamentos de los arreglos de antena	87
V.4 Configuraciones geométricas de los arreglos de antenas	88
V.5 Arreglo de fase.	90
V.6 Arreglo lineal uniforme	92
V.7 Factor de arreglo de un arreglo lineal	93
V.8 Parámetros óptimos de un arreglo lineal Uniforme.	97
V.9 Parámetros de radiación de un arreglo lineal	104
V.9.1 Nivel relativo del lóbulo lateral	105
V.9.2 Ancho del lóbulo a potencia media (HPBW).	109
V.9.3 Ancho del lóbulo entre los primeros nulos (BWFN)	113
V.9.4 Directividad de un arreglo lineal uniforme	116
V.10 Conclusiones	123
VI Arreglo Circular Uniforme	124
VI.1 Introducción	124
VI.2 Factor de arreglo de un arreglo circular	125
VI.3 Vector de dirección de un arreglo circular	138
VI.3.1 Manipulación del vector de dirección en un arreglo circular . . .	143
VI.3.2 Comparación de una arreglo lineal y un arreglo circular	146
VI.4 Conclusiones	147
VII Arreglos de antena en el rendimiento del <i>SIR</i> en la estación base para un sistema CDMA	148

Tabla de Contenido (Continuación)

CAPÍTULO	PÁGINA
VII.1 Introducción	148
VII.2 Aplicación de los arreglos de antena	150
VII.3 Planteamiento del sistema para mejora en el SIR	151
VII.3.1 Arreglo lineal	152
VII.3.2 Arreglo circular	154
VII.3.3 Relación señal a ruido mas interferencia (SINR) de salida y tasa de error de bit (BER) bajo desvanecimiento Rayleigh	156
VII.4 Simulación y análisis numérico	158
VII.4.1 Mejora en el SIR	158
VII.4.2 SIR promedio, SINR y BER	160
VII.5 Conclusiones	162
VIII Conclusiones	164
VIII.1 Conclusiones	164
VIII.2 Aportaciones	167
VIII.3 Trabajos futuros	169
Literatura Citada	172
A Desarrollo matemático del modelo de dispersión circular	176
A.1 Función de densidad de probabilidad conjunta en coordenadas polares	176
A.2 Función de densidad de probabilidad conjunta AOA/TOA	177
A.3 Función de densidad de probabilidad marginal (TOA y AOA)	179
A.3.1 Función de densidad de probabilidad marginal AOA	179

Lista de Figuras

FIGURA	PÁGINA
1 Entorno microcelular	22
2 Entorno macrocelular	22
3 Modelo elíptico de un solo salto	24
4 Modelo circular de un solo salto	25
5 Geometría de un entorno de dispersión circular	32
6 Geometría circular de densidad de dispersores	35
7 Gráfica de la <i>pdf</i> AOA/TOA vista desde la estación base de una región circular de dispersores, para una D=1000 metros y R=100 metros . . .	38
8 Perspectiva de contornos de densidad de la parte superior de la gráfica de la <i>pdf</i> conjunta TOA/AOA en la estación base.	40
9 Gráfica de la <i>pdf</i> AOA/TOA vista desde el terminal móvil de una región circular de dispersores, para una D=1000 metros y R=100 metros . . .	43
10 Perspectiva de contornos de densidad de la parte superior de la gráfica de la <i>pdf</i> conjunta TOA/AOA en el terminal móvil	44
11 <i>pdf</i> marginal del AOA en la estación base	47
12 Planteamiento para el cálculo de la <i>pdf</i> TOA	48
13 <i>pdf</i> marginal del TOA	51
14 Entorno circular generado por simulación	52
15 a)Gráfica de concentración de dispersores en la estación base b)Gráfica de concentración de dispersores en el terminal móvil	54
16 Histogramas normalizados de las <i>pdf</i> marginales de: a)AOA b)TOA . .	55
17 Ilustración del AOA en el móvil empleando una antena direccional con un ancho de haz de 2α	63
18 <i>pdf</i> teórica e histograma normalizado en el terminal móvil, empleando antenas direccionales en la estación base	67
19 Comportamiento de la <i>pdf</i> teórica en el terminal móvil para diferentes anchos de haz empleando antenas direccionales	68
20 <i>pdf</i> conjunta AOA/TOA observada en la estación base mediante antenas sectoriales	69
21 <i>pdf</i> conjunta AOA/TOA observada en el terminal móvil mediante antenas sectoriales	70
22 Componentes multitrayectorias que llega al terminal móvil proveniente de la estación base	71
23 Espectro Doppler utilizando una antena direccional en la estación base comparado con el modelo de Clarke, en este caso el móvil se está desplazando a 0° con respecto a la componente de visibilidad directa . . .	74

Lista de Figuras (Continuación)

FIGURA		PÁGINA
24	Ilustración de la región dispersora que causan los componentes de frecuencia tanto negativos como positivos cuando el terminal móvil está en movimiento, el TM se dirige hacia la EB.	75
25	Espectro Doppler utilizando una antena direccional en la estación base comparado con el modelo de Clarke, en este caso el móvil se está desplazando a 90° con respecto a la componente de visibilidad directa . .	76
26	Ilustración de la región dispersora que causan los componentes de frecuencia tanto negativos como positivos cuando el terminal móvil está en movimiento, el TM se mueve perpendicular a la EB.	76
27	Gráfica de la dispersión angular en función de la razón del radio de la región dispersora y la distancia entre estación base y terminal móvil . .	78
28	Dispersión angular en la estación base para varios valores de radio . . .	79
29	Gráfica de la dispersión de retardo en función de la razón del radio de la región dispersora y la distancia entre estación base y terminal móvil . .	81
30	Distintas configuraciones geométricas para los arreglos de antenas: (a) arreglo lineal unidimensional; (b) arreglo circular; (c) arreglo de rejilla bidimensional; (d) arreglo tridimensional	89
31	Arreglo lineal uniforme de n elementos	92
32	Patrón de radiación del factor de arreglo de un arreglo lineal equidistante para diferente número de elementos de antena	97
33	Factor de arreglo para un arreglo lineal equidistante para diferente número de elementos	98
34	Factor de arreglo para un arreglo lineal equidistante en función del espaciamiento entre elementos	99
35	Gráfica polar del patrón de radiación de un arreglo lineal en función del espaciamiento entre elementos de antena	101
36	Gráfica polar del patrón de radiación de un arreglo lineal para diferente número de elementos de antena	102
37	Patrón de radiación típico de un arreglo lineal	105
38	SLL para diferente número de elementos de antena	108
39	HPBW con respecto al espaciamiento entre elementos	111
40	HPBW para diferente dirección angular del patrón de radiación	112
41	BWFN para diferente número de elementos de antena	115
42	Directividad de un arreglo lineal de antenas en función del espaciamiento entre elementos de antena	122
43	Geometría de una arreglo circular de N elementos	126

Lista de Figuras (Continuación)

FIGURA		PÁGINA
44	Patrón de radiación del factor de arreglo de un arreglo circular para 15 elementos	129
45	Patrón de radiación de un factor de arreglo para un arreglo circular uniforme de $N = 10$ ($ka = 10$)	132
46	Patrones de radiación para un arreglo circular uniforme: (a) horizontal, $\theta = \theta_0, \phi_0$; (b) vertical, $\theta_0 = 0, \phi = 0$ y π ; (c) vertical, $\theta_0 = 0, \phi = \pi$ y $3\pi/2$	136
47	Esquema de la distancia de desfaseamiento entre un elemento del arreglo circular y el origen del mismo	139
48	Patrón de dirección de un arreglo circular para $N=15$ donde el valor del radio es $R = (0.2\lambda, 0.5\lambda, 0.7\lambda, 1\lambda, 1.3\lambda, 1.5\lambda)$	142
49	Patrones de dirección de un arreglo circular de 8 elementos y $a = 0.5\lambda$, dirigido hacia a) $\theta = 10^\circ$, b) $\theta = 77^\circ$, c) $\theta = 180^\circ$, d) $\theta = 220^\circ$, e) $\theta = 270^\circ$, f) $\theta = 330^\circ$	144
50	Patrones de dirección de un arreglo circular de 15 elementos y $a = 0.5\lambda$, dirigido hacia a) $\theta = 10^\circ$, b) $\theta = 77^\circ$, c) $\theta = 180^\circ$, d) $\theta = 220^\circ$, e) $\theta = 270^\circ$, f) $\theta = 330^\circ$	145
51	Geometría de un arreglo lineal de N elementos espaciados para una longitud de onda de $\lambda/2$. Se asume que los interferentes están espaciados uniformemente en un rango de $[0, \pi]$	153
52	Geometría de un arreglo circular N elementos espaciados para una longitud de onda de $\lambda/2$. Se asume que los interferentes están espaciados uniformemente en un rango de $[0, 2\pi]$	155
53	Variación de mejora en el SIR $G_{avg}(\phi_1)$ en (dB) con ϕ_1 para un arreglo lineal con diferente número de elementos N	159
54	Variación de mejora en el SIR $G_{avg}(\phi_1)$ en (dB) con ϕ_1 para un arreglo circular con diferente número de elementos N	160
55	Cálculo de la <i>pdf</i> AOA	180

Lista de Tablas

TABLA		PÁGINA
I	Valores teóricos y simulados de la media y desviación estándar del AOA y TOA	56
II	Diferentes condiciones para el modelo circular	56
III	Promedio de mejora del SIR $G_{avg}(\phi_1)$ sobre ϕ_1 para un arreglo lineal y un arreglo circular	161
IV	$SINR_{out}$ promedio sobre ϕ_1 para arreglo lineal y arreglo circular	161
V	BER sobre ϕ_1 para arreglo lineal y arreglo circular	162

Capítulo I

Introducción

I.1 Antecedentes

El campo de las comunicaciones móviles celulares está creciendo de una forma explosiva, cubriendo muchas áreas técnicas. Las actividades en el mundo de las telecomunicaciones son quizá un indicador de la importancia de las comunicaciones móviles. Esto es debido al incremento del número de usuarios y del nuevo tipo de servicios de transmisión de datos que se está introduciendo en las comunicaciones móviles [ArrayCom, 2000].

Esta tendencia se muestra ya en sistemas de segunda generación y ciertamente continuará para sistemas de tercera generación introduciéndose al mundo dentro de pocos años. El incremento de tráfico en las comunicaciones móviles provocará una gran demanda de los usuarios a los prestadores del servicio para proporcionar suficiente capacidad en las redes de comunicaciones móviles. En la actualidad, una de las técnicas más prometedoras y viables para incrementar la capacidad en los sistemas celulares son las antenas inteligentes ó antenas adaptativas.

Dentro del contexto de antenas inteligentes, el uso de arreglos de antenas se ha sugerido recientemente en las comunicaciones móviles para solucionar el problema del ancho de banda limitado, y de esta forma satisfacer la creciente demanda del número de usuarios y servicios en las comunicaciones móviles [Tsoulos, 1999].

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. Se prevé que en un futuro muy próximo podrían empezar a operar los 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 [Rappaport, 1996].

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 de los sistemas de comunicaciones móviles.

Lo anterior ha dado lugar a la tecnología conocida como antenas inteligentes¹, en la cual se aborda el aspecto de mejorar la eficiencia espectral mediante mejoras en las prestaciones de la antena en la estación base. La forma en que los sistemas de antenas inteligentes logran las mejoras en las prestaciones 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

¹Es una técnica que contempla el conocimiento del entorno dispersivo, el tipo de arreglo de antena así como el procesamiento digital para distinguir a un usuario de otro (*Digital Beamformer*), una analogía de un sistema de antenas inteligentes podría ser el sistema auditivo humano

mejorar la radiación y/o recepción de la misma y bloquear las señales restantes.

Un sistema de antenas inteligentes consiste de un arreglo de antenas el cual se define a su vez como un grupo de antenas espacialmente distribuidas, por lo que, la señal de salida de dicho arreglo es obtenida mediante una combinación apropiada de las señales sensadas por cada uno de los elementos que conforman dicho arreglo. En base a esta operación, es posible extraer la señal deseada de todas las señales recibidas, aún cuando éstas ocupen la misma banda de frecuencias. Las señales que llegan a un arreglo de antenas difieren de sensor en sensor, debido a las diferentes distancias en que se propaga la señal.

La diversidad espacial obtenida mediante el procesamiento en un arreglo de antenas ha mejorado la capacidad en sistemas de comunicaciones móviles. Explotando la diversidad espacial, las señales recibidas en los diferentes elementos de antena son adecuadamente ponderadas por bloques de pesos complejos y posteriormente combinadas entre sí para obtener una máxima relación señal a ruido (SNR) [Godara,1997].

La geometría en que pueden ser ubicados o localizados cada uno de los arreglos de antena en el arreglo puede variar ampliamente, pero las configuraciones más comunes son aquellas en las cuales se coloca a los elementos en forma lineal (arreglo lineal), o en forma circular (arreglo circular). El objetivo de un arreglo de antenas en comunicaciones móviles es proveer prestaciones adecuadas en cuanto al ruido para cada usuario en el sistema.

El tipo de entorno o escenario celular juega un papel muy importante, ya que cambia

en función de las posiciones de los móviles y de los elementos dispersores de la señal que transmite cada móvil conforme transcurre el tiempo. Por lo tanto, el arreglo de antenas no sólo recibirá la señal del móvil en una dirección sino de varias direcciones, dependientes del ángulo y del tiempo de llegada de todas las multitrayectorias presentes. Para interpretar el comportamiento de tales multitrayectorias, o bien, para caracterizar el entorno, es necesario aplicar los modelos espaciales de canal radio en un entorno dispersivo [Neskovick *et al*, 2000].

Conociendo toda la información en el entorno en el cual se propaga la señal, un sistema de antenas inteligentes puede radiar un patrón directivo hacia el terminal móvil a través de un arreglo de antenas. De esta forma, las prestaciones del sistema mejoran de acuerdo a la efectividad de estos patrones de radiación generados por los arreglos de antena. En esta tesis se realizará un modelado y simulado completo, así como la evaluación de los parámetros de los arreglos de antena anteriormente mencionados y la influencia que tienen en los sistemas de comunicaciones móviles.

I.3 Marco de referencia

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 la llegada de los sistemas de comunicaciones móviles de tercera generación se hace aún mas 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.

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 antenas inteligentes para que mediante el aprovechamiento de la diversidad espacial se mejore la eficiencia espectral y las prestaciones de los sistemas de comunicaciones móviles.

Bajo este marco de referencia y mediante la alternativa propuesta de los sistemas de arreglos de antena para antenas inteligentes, en esta tesis se investigará la parte que corresponde al muestreo de las señales que arriban a una estación base, especialmente, tratando de resolver un problema abierto, como lo es el arreglo circular uniforme, proponiendo un nuevo modelo analítico.

I.4 Objetivos de la tesis

Considerando un entorno macrocelular en comunicaciones móviles, el objetivo de esta tesis es modelar y simular las características y propiedades de las estructuras circulares de arreglo de antenas. Para lograr esto se modelará y simulará su comportamiento en un entorno macrocelular, tal que se obtenga a la salida una buena relación señal a ruido mas interferencia: SINR (*Signal to interference plus Noise Ratio*)

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 macrocelular mediante el modelado y simulación de los parámetros de ángulo y tiempo de llegada (AOA y TOA, respectivamente) de las componentes multitrayectoria aplicando el modelo de circular de dispersores.
3. Investigación de las características y propiedades de un arreglo de antenas.
4. Investigación de los parámetros de radiación de un arreglo de antenas.
5. Modelado y simulado de un arreglo circular para un entorno macrocelular.

6. Analizar las características y propiedades de un patrón de radiación generado por un arreglo de antena.
7. Simulación de un arreglo de antenas aplicado en el análisis de la mejora en la relación señal a ruido.

I.6 Organización del trabajo

Este trabajo de tesis consta de ocho capítulos organizados de la siguiente manera:

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. En base a las perspectivas que tienen éstos modelos tradicionales de canal radio, se investiga uno de los modelos modernos de canal radio, como lo es el modelo circular para entornos macrocelulares, definiendo sus principales características.

En el capítulo III. ***Modelo de Dispersión Circular***, se describe el modelo circular de dispersores, aplicado a entornos macrocelulares, para caracterizar espacialmente el canal radio en términos de 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. Finalmente, se plantea una serie de simulaciones para validar los datos teóricos derivados, donde se muestra su diferencia con el modelo de dispersión circular de un solo salto en cuanto a la información estadística.

En el capítulo IV. ***Parámetros de Dispersión de Canal Radio***, se describe los parámetros críticos de dispersión a partir de datos estadísticos de AOA y TOA, así como la dispersión en frecuencia, para determinar el efecto Doppler en un entorno macrocelular. Se describe el esquema matemático que definen dichos parámetros. Se plantean simulaciones de componentes multitrayectoria propagándose en un entorno macrocelular empleando el modelo circular de dispersores, a partir de las cuales se define el comportamiento de cada uno de estos parámetros en el entorno, definiéndose las distancias más adecuadas entre la estación base y el terminal móvil.

En el capítulo V. ***Arreglos de Antena***, se presentan los parámetros básicos de un arreglo de antenas. Se mencionan algunas de las configuraciones geométricas más comunes de los arreglos de antena. Se muestra la forma en que opera un arreglo de antenas, utilizando para ello un arreglo lineal uniforme, en cara al objetivo principal de esta investigación, el arreglo circular. Con el fin de familiarizarse con los arreglos de antena, se analizan las características y propiedades de los parámetros de radiación generados por el arreglo lineal, así como el modelado y simulación de los parámetros más importantes de dicho patrón de radiación.

En el capítulo VI. ***Arreglo Circular Uniforme***, se realiza un análisis muy similar

al del capítulo V, pero en este caso empleando un arreglo circular, se describe la forma en que se obtiene el patrón de radiación vertical y horizontal, el patrón direccional de un arreglo circular. Se determina un modelo analítico que rige la operación del patrón de radiación. También se muestra la forma en que es posible orientar el patrón direccional de un arreglo circular, realizando para ello un serie de simulaciones donde se aprecian distintos grados de orientación.

En el capítulo VII. ***Arreglos de Antena para Mejora del SIR en la estación base para un sistema CDMA***, se muestra un punto de aplicación del sistema de arreglos de antena desarrollados en capítulos anteriores haciendo una pequeña comparación en base a la relación señal a ruido (SIR) entre un arreglo lineal y un arreglo circular, para determinar las ventajas entre cada uno de estos arreglos.

En el capítulo VIII. ***Conclusiones***, se presentan las conclusiones más importantes extraídas de este trabajo de investigación.

Capítulo II

Modelos espaciales de canal radio

II.1 Introducción

Al medio físico por el cual se propagan las señales radiadas por un transmisor hacia un receptor recibe el nombre de canal radio, el cual es la interfaz de comunicación [Hernando y Pérez-Fontán, 1999]. Para estudiar el canal radio es necesario conocer la influencia del entorno espacial que interactúa con éste y tratar de interpretarlo en base a modelos.

Dichos modelos son una interpretación física y matemática del comportamiento del entorno espacial sobre una señal electromagnética, los cuales consideran los fenómenos de propagación de ondas electromagnéticas, los factores de atenuación y las fuentes de distorsión. Sin embargo, ésta no es una tarea sencilla, ya que el análisis del canal radio implica hacer uso de herramientas estadísticas y de mediciones de campo [Okumura, 1968].

Los modelos de canal han sido estudiados de manera clásica, mediante el uso de antenas omnidireccionales. Sin embargo, dado al gran interés que ha despertado el uso

de arreglos de antenas, los modelos de canal han adquirido un enfoque más espacial y geométrico, generando estadísticas más aproximadas que las que proporcionan los modelos clásicos.

Estos nuevos modelos de canal radio requieren de arreglos de antenas para procesar la información en base a las réplicas de la señal original que fue radiada anteriormente (multitrayectorias). Estas multitrayectorias puede diferir de alguna forma en la fase, amplitud, ángulo y tiempo de llegada y algunos parámetros más, con respecto a la señal original.

Las propiedades espaciales de los canales de comunicación móvil son de gran importancia para determinar las prestaciones de los sistemas de antenas inteligentes. Por ello, se requieren de estos modelos para proporcionar las características particulares de canal radio que influyen en el procesamiento espacial de la señal en un sistema de comunicaciones móviles.

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 en un transmisor. No obstante, con la aparición de técnicas tales como la diversidad espacial y antenas adaptativas, para solventar el problema del limitado ancho de banda en los canales de

comunicaciones móviles 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 fundamentos de los modelos clásicos de canal, introduciendo a su vez aspectos adicionales tales como el tiempo de llegada (TOA *Time of Arrival*) y el ángulo de llegada (AOA *Angle of Arrival*) de las señales recibidas y la geometría física de los objetos dispersores que interactúan en el canal de comunicaciones [Ertel y Reed,1999].

El objetivo de este capítulo es presentar los fenómenos que intervienen en la propagación de las señales en el canal radio, así como las técnicas que existen para obtener información precisa de las componentes multitrayectorias cuando éstas arriban a la estación base o terminal móvil.

II.2 Modelos tradicionales de canal radio

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 uno de los grandes desafíos a los que ha tenido que enfrentar el diseño de todo el sistema de comunicaciones móviles. Esto se lleva a 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 trans-

misor (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 ésto, 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 enfocan en el estudio de las variaciones de la señal, proporcionando así información sobre la distribución de los niveles de intensidad y el desplazamiento en frecuencia (efecto Doppler) experimentado por la señal.

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 hasta cientos de metros [Hernando y Pérez-Fontán, 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 medida local dentro de un área pequeña y a una distribución de medidas locales dentro de una área grande. Basados en ésto, los modelos clásicos de canal intentan predecir el valor medio de la distribución de las medidas locales de un área grande.

II.2.1 Fenómenos que afectan la propagación de la señal

Una señal que se propaga a través de canal radio, encuentra en éste a un medio hostil en el cual se están presentes distintos fenómenos que afectan a la señal trans-

mitida en términos de desvanecimientos, pérdidas por trayectoria y distorsiones. Los tres fenómenos fundamentales que afectan la propagación de la señal son; la reflexión, difracción y dispersión [Neskovic *et al*, 2000].

Reflexión Una señal de radiofrecuencia (RF)¹ 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:

1. Si la señal 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.
2. Si la señal 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.

¹RF (*Radio Frequency*) se denomina señal de radio frecuencia a una señal electromagnética que es propagada por el espacio libre o por otro medio físico

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.

Difracción La 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 Huygens explica cómo 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 [Neskovic *et al*, 2000]. 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 una contribución de una sola fuente puntual, lo que provoca que se crean 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 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.

Dispersión Este fenómeno se presenta cuando en la trayectoria de propagación, la señal se encuentra con obstáculos, los cuales, dado las dimensiones de éstos, se comparan a la longitud de onda del sistema [Neskovic,*et al*, 2000]. Este fenómeno se presenta de manera natural en un sistema de comunicaciones móviles (similar a la difracción), excepto que las ondas de radio se dispersan en diferentes direcciones. Este fenómeno es el más difícil de predecir en comparación con los que se mencionaron anteriormente.

II.3 Antecedentes de canal radio

Un escenario típico de comunicaciones móviles en ambientes exteriores se presenta en áreas urbanas, en donde el terminal en una posición fija es la estación base y viceversa, mientras que los terminales móviles pueden desplazarse dentro de dicha área. La trayectoria de visibilidad directa entre el terminal móvil y la estación base normalmente es bloqueada por la presencia de edificios y otros obstáculos, tanto naturales

como hechos por el hombre.

Por lo tanto, el modo de propagación de la energía electromagnética de las señales radiadas desde el móvil hacia la estación base, se dará en gran medida por mecanismos de reflexión, difracción y dispersión en dichos obstáculos y alrededor de ellos, por lo que se consideran fenómenos básicos de propagación [Rappaport, 1996].

II.4 Modelos clásicos de 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. Por tanto, se hace necesario 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 radio, que permitan cuantificar las pérdidas de señal causadas por los fenómenos de propagación proporcionando una distribución de intensidad media a lo largo de la trayectoria entre el transmisor y receptor.

Básicamente existen dos clasificaciones de los modelos clásicos de acuerdo al método

utilizado para caracterizar las condiciones del entorno de propagación [Hernando y Pérez-Fontán, 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, 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, difracción y dispersión, por lo que con los modelos analíticos se requiere de efectuar los cálculos de pérdidas de señal en términos del grado de reflexión, difracción 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.

En general, los modelos clásicos de canal radio únicamente proporcionan información acerca de los niveles de distribución de potencia y del desplazamiento Doppler de las señales recibidas. Una de sus carencias es que no consideran la geometría del entorno dispersivo ni la distribución de los obstáculos que este contiene. Además, tampoco consideran la información que les proporciona la dispersión del retardo de todas las componentes de onda.

Los modelos de canal requieren generar información de la distribución espacial de los móviles dentro del entorno celular, es decir, es necesario generar modelos espaciales más precisos, relacionados con la distribución de la presencia de posibles elementos dispersivos alrededor del móvil y de la estación base.

Se debe determinar la distribución arbitraria y la densidad de los objetos dispersivos que son dependientes de la altura de las antenas y del entorno particular de propagación de las señales. Esto se traduce en la necesidad de incorporar una nueva filosofía de modelado espacial en base a sistemas de arreglos de antenas.

Dentro del marco de antenas inteligentes, los modelos de canal radio requieren generar información de la distribución espacial de los móviles dentro de una célula. El objetivo principal para los modelos de canal radio subyace en determinar el número y localización de los objetos dispersivos, dependientes de la altura de las antenas y del entorno en

particular en que se propagan las señales multitrayectoria.

Actualmente se han desarrollado numerosos estudios para modelar el comportamiento y características del canal radio [Clarke, 1968] [Liberti, 1996], [Ertel y Reed, 1999], entre los que podemos mencionar el modelo de dispersión elíptica y el modelo de dispersión circular [Ertel y Reed, 1999]. Estos modelos asumen que los dispersores se encuentran ubicados aleatoriamente en un espacio bidimensional de acuerdo a una función de densidad de probabilidad *pdf*.

II.5 Tipos de entornos en comunicaciones móviles

El área en donde el móvil puede desplazarse con libertad sin perder comunicación con una estación base, es llamado entorno celular. Un entorno celular puede clasificarse en base al área de cobertura, que establece la estación base de la siguiente forma:

- Entorno Microcelular: en este escenario la antena de la estación base se coloca a la misma altura que los objetos dispersores e incluso que el mismo móvil. El radio típico para este tipo de entornos según la literatura es menor a 1 Km. En la figura 1 se esquematiza un entorno microcelular.
- Entorno Macrocelular: a diferencia del escenario microcelular, en un entorno macrocelular, la estación base se encuentra a una altura mayor que la de los dispersores cercanos a ésta, por lo que el terminal móvil es el único que se encuentra rodeado por obstáculos. El radio en este entorno es mayor a 1 Km, sin

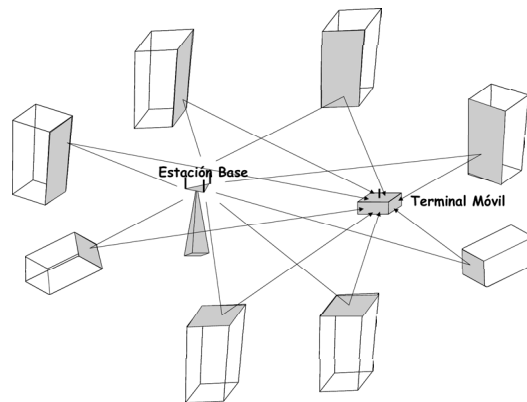


Figura 1. Entorno microcelular

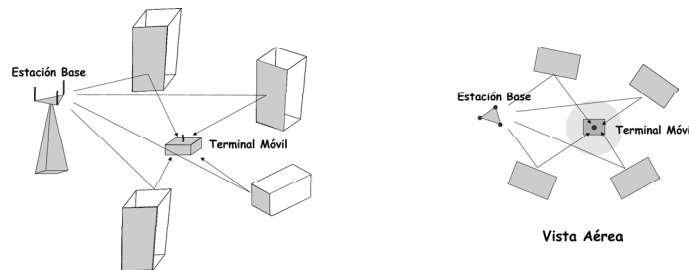


Figura 2. Entorno macrocelular

embargo, puede observarse en escenarios celulares a estaciones base a una altura mayor a la de los dispersores y del móvil para radios similares a los del entorno microcelular. En la figura 2 se esquematiza un entorno macrocelular.

II.6 Modelos espaciales de canal radio

Con la introducción de los sistemas de antenas inteligentes se ve la necesidad de comprender mejor las características espaciales del canal de comunicaciones. Para sis-

temas en donde se requiere ubicar la posición del usuario, se hace necesario contar con modelos de canal que proporcionen información del ángulo de llegada y del tiempo de llegada 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 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.

II.6.1 Modelo de dispersión 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, se asume que los dispersores se encuentran de forma uniforme dentro de elipse cuyos puntos focales están representados por la estación base y el terminal móvil. En la figura 3, se puede ver el esquema general del modelo elíptico [Ertel y Reed, 1999].

Se aprecia que uno de los focos está representado por la estación base mientras que el otro por el terminal móvil. La línea segmentada representa la señal emitida por el terminal móvil, y como se observa, dicha señal llega a la estación base después de haber interactuado con un dispersor. Es por esto que el modelo elíptico es un modelo de canal

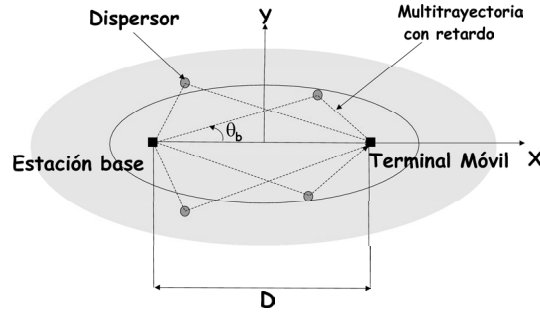


Figura 3. Modelo elíptico de un solo salto

de un solo salto, es decir, que asume que las señales recibidas en la estación base han tenido contacto con tan solo un dispersor. La línea continua 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, el ángulo de llegada θ_b de las señales recibidas en la estación base se mide con referencia al eje focal de la elipse. 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.

II.6.2 Modelo de dispersión 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 4 se muestra una representación del modelo circular. Este 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

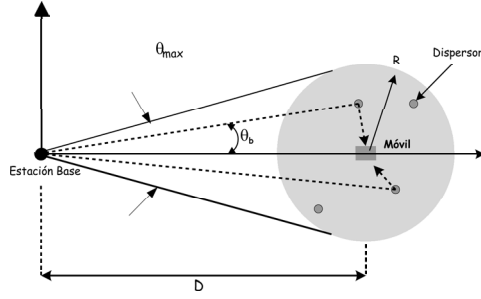


Figura 4. Modelo circular de un solo salto

un solo dispersor. El dispersor se encuentra dentro de la región circular de radio R , esto es, que todas las señales multitrayectoria recibidas en la estación base serán originadas en las cercanías del terminal móvil. Todos los dispersores se encuentran distribuidos de forma uniforme en cualquier sector de la circunferencia. La línea continua corresponde a la distancia de visión directa entre la estación base y el terminal móvil, 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 [Ertel y Reed, 1999].

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 cercano, haciendo poco probable que se originen componentes multitrayectoria cerca de la estación base.

Como puede observarse en la figura 4, las componentes multitrayectoria corresponden a dispersores en las cercanías del terminal móvil. Es menos probable que existan señales multitrayectoria originadas a partir de dispersores localizados en la vecindad

de estación base debido a que la altura de la antena es mayor que la de los dispersores circundantes.

Las consideraciones que se deben tener en cuenta para el empleo del modelo circular 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 re-radiantes omnidireccionales.
- Las señales que se reciben en la estación base han interactuado solamente con un dispersor en el canal.

Con el modelo circular, es posible determinar las condiciones imperantes en el entorno espacial, específicamente se consigue caracterizar el entorno espacial 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, esto es, identificar 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 puede ser utilizadas para recibir el mensaje original con mayor calidad.

En este trabajo de investigación el escenario de operación será un entorno macrocelular, por lo que el modelo a analizar para determinar las características espaciales del canal de comunicaciones será el modelo de dispersión circular.

II.7 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, difracción y dispersión que dan origen a efectos de desvanecimiento y desplazamientos en frecuencia en las señales.

Por esta razón, se requirió 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. Debido a la creciente demanda en las comunicaciones inalámbricas se requiere de una mayor capacidad en los sistemas. De esta forma aparecen nuevos sistemas tal como los sistemas de arreglos de antena, que propone explotar de mejor forma el dominio espacial para hacer un uso más eficiente del limitado recurso

del espectro de radiofrecuencia.

Por lo 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 circular de un solo salto utilizado para caracterizar espacialmente el entorno macrocelular.

Capítulo III

Modelo de dispersión circular

III.1 Introducción

Con la introducción de sistemas de arreglos de antenas en comunicaciones inalámbricas, surge la necesidad de tener una mejor interpretación de las características de canal radio [Ertel y Reed, 1999]. Los modelos geométricos de canal radio proporcionan información y características de ángulos de llegada (AOA) y tiempo de llegada (TOA) para poder interpretar estadísticamente la información de multitrayectorias (réplicas de la señal original) dependiendo del entorno celular de estudio. En realidad existen diversos modelos de dispersión dentro de los cuales se encuentra el modelo de dispersión circular (Circular Scattering Model), el cual se emplea para obtener las características espaciales del canal bajo un entorno macrocelular.

En estos modelos se asume que los dispersores están localizados aleatoriamente en un espacio bidimensional, de acuerdo a una función de densidad de probabilidad conjunta (*pdf*), de las cuales se derivan las probabilidades marginales del AOA y TOA (*pdf* AOA y *pdf* TOA) de las componentes multitrayectorias. En la literatura se han propuestos

varios modelos, pero los modelos más importantes para el estudio de antenas inteligentes se consideran solamente los modelos circular y el modelo elíptico. En el primero se asume una función de densidad de probabilidad uniforme de dispersores dentro de un área circular, propuesto para entornos macrocelulares en los cuales la altura de la antena en la estación base es más alta que la altura de los dispersores ubicados alrededor del móvil (usuario), de esta manera es menos probable que las reflexiones ocurran cerca de la estación base. El segundo modelo es propuesto para entornos microcelulares, donde las réplicas de la señal original se pueden originar tanto en la cercanía de la estación base como del móvil, además se ubican a los dispersores dentro de una elipse en donde la estación base como el móvil están posicionados en los focos [Ertel y Reed, 1999].

El objetivo de este capítulo, es modelar el canal radio en un entorno macrocelular para obtener así, las características de los ángulos y tiempos de llegada. Con lo anterior, se podrá determinar información estadística como esparcimiento angular y esparcimiento de tiempo del canal radio, particularmente aplicando el modelo circular de dispersores. Esta información se aplicará posteriormente al diseño de arreglo de antenas en antenas inteligentes.

III.2 Planteamiento del modelo circular de dispersores

En un modelo circular de dispersores, se plantea un entorno circular, dentro del cual están contenidos los dispersores y el terminal móvil. Los dispersores están uniformemente distribuidos dentro de un radio R . La posición de los dispersores dentro del círculo estará regida por una *pdf* conjunta uniforme, mientras que la estación base está ubicada fuera de la circunferencia. Este modelo es apropiado para entornos macrocelulares y es válido únicamente bajo la premisa que $R < D$, siendo D la distancia entre la estación base y el móvil. La altura de la antena de la estación base es más alta que la altura de los dispersores y que incluso el propio terminal móvil, por lo tanto no habrá componentes multitrayectoria originados por los dispersores en las cercanías de la estación base.

En un entorno macrocelular urbano existe una gran cantidad de dispersores tales como edificios, vehículos o árboles. De acuerdo a la ubicación de los dispersores es posible representar un estimado de la distribución dentro de un entorno, mediante una *pdf*. Dicha *pdf* se define en un sistema de coordenadas x, y , en donde se propone que la estación base se encuentre en el origen y el móvil se encuentre sobre el eje x [Ertel y Reed, 1999], por lo que se trata de una *pdf* conjunta $f_{x,y}(x, y)$. La figura 5 muestra de forma esquemática un modelo de dispersión circular (Circular Scattering Model). El terminal móvil se encuentra justo en el centro de la circunferencia, mientras que ,

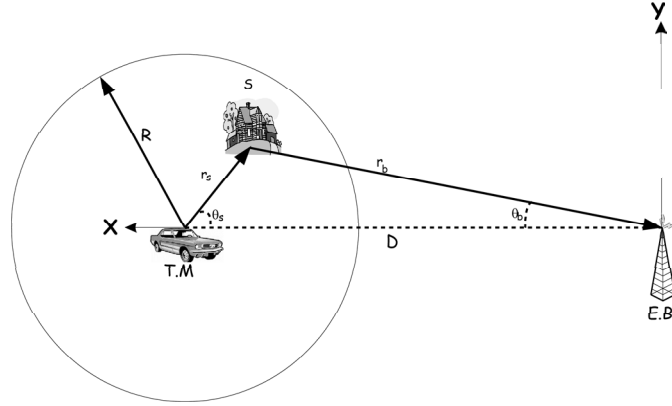


Figura 5. Geometría de un entorno de dispersión circular

los dispersores (S) se encuentran distribuidos uniformemente dentro de dicha circunferencia, de acuerdo, a la 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 (r_s), más la distancia del dispersor al la estación base (r_b). El ángulo de llegada (θ_b) de las señales multitrayectoria recibidas en la estación base estará definido por la posición x, y del dispersor que la originó [Liberti, 1996].

Para aplicar el modelo circular se deben de tener en cuenta las siguientes consideraciones [Petrus y Reed, 1997]:

1. Las señales recibidas en la estación base son ondas planas que se propagan sobre un plano horizontal.
2. Los dispersores actúan como elementos reradiantes omnidireccionales y se encuentran distribuidos uniformemente dentro del circulo rodeando al móvil.

3. Existe una trayectoria de línea de visión directa entre el terminal móvil y la estación base.
4. El modo de propagación de la señal es por multitrayectoria de un solo salto. Es decir la señal original recibida en la estación base ha interactuado con tan solo un dispersor.

Una función de densidad de probabilidad (*pdf*), $f_{x,y}(x, y)$ puede expresarse en forma de coordenadas polares, tal como.

$$f_{r_b, \theta_b}(r_b, \theta_b) = r_b f_{x,y}(r_b \cos(\theta_b), r_b \sin(\theta_b)) \quad (1)$$

Donde r_b es la distancia entre el dispersor y la estación base y θ_b es el ángulo con respecto al eje x , que muestra la dirección del dispersor. Este cambio de coordenadas es un paso intermedio para obtener la probabilidad conjunta de tiempo y ángulo de llegada, *pdf* TOA/AOA, por lo que es necesario encontrar una relación entre r_b y el retardo de propagación τ de la componente multitrayectoria, éste viene dada por:

$$\tau = \frac{r_b + r_s}{c} \quad (2)$$

Donde r_b es la distancia entre el móvil y el dispersor y c es la velocidad de la luz. De acuerdo a esto, la *pdf* TOA/AOA que desarrolla detalladamente en el apéndice A,

se expresa en función una *pdf* conjunta en coordenadas rectangulares, tal como:

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

La expresión (3) representa la densidad de dispersión con respecto a la estación base. La densidad de dispersión puede estar definida por cualquier función dentro de una región arbitraria, sin embargo como ya se ha mencionado, en este trabajo se considera una región circular.

III.3 Geometría de la región circular.

Las dimensiones de la región circular están en función del retardo τ máximo admitido por la estación base, definido como el tiempo de umbral expresado en la ecuación (4), por las posiciones de la estación base y el móvil, por la que la distancia entre estación base y móvil, D .

$$\tau_m = \frac{D + 2R}{c} \quad (4)$$

El modelo de dispersión circular asume que los dispersores se encuentran dentro de un radio R alrededor del móvil. Recordando que se debe cumplir la premisa de que $R < D$ para considerar que estamos trabajando sobre un entorno macrocelular, además

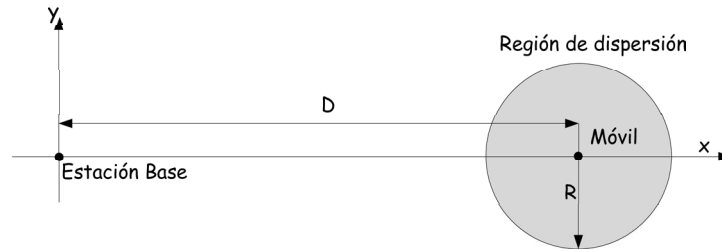


Figura 6. Geometría circular de densidad de dispersores

la altura de las antenas debe de ser lo suficientemente alta para que no exista señal de dispersión en los alrededores de la estación base. En la figura 6 se muestra la geometría del modelo circular de dispersores.

Además D/c es el tiempo mínimo de retardo de una señal ya que asume que la señal viaja en línea recta sin tocar a ningún dispersor entre el móvil y la estación base.

En este modelo de un solo salto como se indicó anteriormente, sólo se consideran los elementos dispersores de la zona de dispersión dentro de la circunferencia, lo cual está justificado por el hecho, de que los dispersores fuera de ella, reflejan señales hacia la estación base que viajan un tiempo mayor a τ_m . Por lo tanto, las señales recorren una distancia mayor que el nivel de aceptación que debe de cumplir dicha señal para que la estación base no las desprecie.

III.4 Probabilidad conjunta AOA/TOA para una región circular de dispersión uniforme

III.4.1 Función de densidad de probabilidad conjunta *pdf* AOA/-TOA en la estación base:

Una distribución uniforme de los dispersores dentro de la región circular está definida por la función.

$$f_{x,y}(x, y) = \begin{cases} \frac{1}{A} & , \text{ para } (x - D)^2 + y^2 \leq R^2 \\ 0 & , \text{ en otros casos} \end{cases}$$

Donde $A = \pi R^2$ es el área total de la región circular. por lo tanto, la *pdf* AOA/TOA expresada en (3) para una distribución uniforme de dispersores dentro de una región circular se redefine como:

$$f_{\tau, \theta_b}(\tau, \theta_b) = \begin{cases} \frac{(D^2 - \tau^2 c^2)(D^2 c + \tau^2 c^2 D \cos(\theta_b))}{4\pi R^2 (D \cos(\theta_b) - \tau c)^2}, \frac{D^2 - 2\tau c D \cos(\theta_b) + \tau^2 c^2}{\tau c - D \cos(\theta_b)} \leq 2R, \theta_b \neq 0 \\ \frac{c(D + \tau c)}{4\pi R^2}, \frac{D}{c} \leq \tau \leq \frac{D + 2R}{c}, \theta_b = 0 \\ 0, \text{ en otros casos} \end{cases}$$

Donde el intervalo de τ y θ_b en la ecuación anterior para el cual $f_{\tau, \theta_b}(\tau, \theta_b) = 0$ se determina considerando la condición en la densidad de dispersores original, tal que,

$$(x - D)^2 + y^2 \leq R^2 \quad (5)$$

El expandir la ecuación anterior y representarla en coordenadas polares, se obtiene:

$$r_b^2 - 2r_b \cos(\theta_b) + D^2 \leq R^2 \quad (6)$$

Sustituyendo la ecuación para R_b y simplificando resultados se obtiene entonces:

$$\frac{(D^2 - 2\tau c D \cos(\theta_b) + \tau^2 c^2)}{(\tau c - D \cos(\theta_b))} \leq 2R \quad (7)$$

Así la *pdf* depende de tres condiciones, de las cuales la segunda es un artificio matemático de la primera con el objetivo de formar una función continua en toda la región circular, evitando así que la *pdf* se exprese como razón de dos ceros cuando $\theta_b = 0$ y $\tau = D/c$ sean sustituidos en la primera condición. Al asignar valores apropiados a los parámetros del modelo circular de dispersores [Ertel y Reed, 1999], $D=1000$ metros y $R=100$ metros, es posible mostrar una forma gráfica en tres dimensiones (mediante MATLAB), que defina el comportamiento de la *pdf* AOA/TOA, tal como se muestra en la figura 7.

El caso cuando $\theta_b = 0$ se considera aparte, esto debido a que una condición de indeterminación ocurre cuando se sustituye $\theta_b = 0$ y $\tau = (D/c)$ directamente en la primera expresión de la ecuación de la *pdf*.

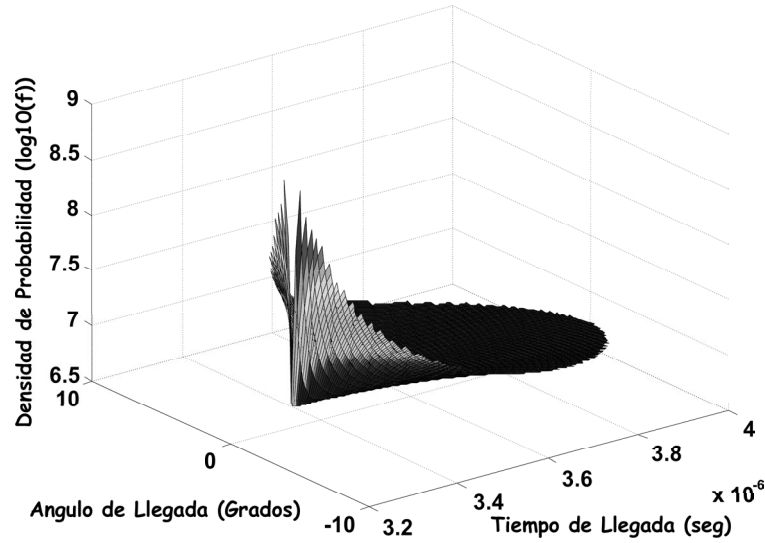


Figura 7. Gráfica de la *pdf* AOA/TOA vista desde la estación base de una región circular de dispersores, para una $D=1000$ metros y $R=100$ metros

En la figura 7 se muestra el logaritmo base diez de la *pdf* TOA/AOA, buscando con ello suavizar los cambios asintóticos de la *pdf* TOA/AOA para un mejor interpretación. En dicha figura, se observa la probabilidad de llegada de multitrayectorias de un solo salto a la estación base, ubicada en el origen en un intervalo aproximado para AOA definido entre $(-3^\circ, 3^\circ)$ y un intervalo de tiempo dado por $(D/c, (D + 2R)/c)$. Esto representa la cantidad de dispersores que la visión de la estación base percibe en tiempo y ángulo. El retardo mínimo está dado por D/c , por lo que se aprecia una mayor probabilidad de multitrayectorias hacia la estación base en ángulos cercanos a 0° para tiempos muy próximos a D/c , las cuales son ocasionadas por dispersores que se encuentran muy cercanos a la estación base. Los dispersores de la periferia producen multitrayectorias cuyos retardos son iguales al tiempo de umbral.

La figura 7 muestra la relación existente entre ángulo y tiempo de llegada de las componentes multitrayectoria. Esto es, el TOA y AOA de las señales recibidas en la estación base depende de la posición con que interactúan, por lo que a partir de esta figura es posible obtener información preliminar del entorno espacial percibido por la estación base, en términos de la densidad de dispersores existentes.

En la figura 8 se muestra una perspectiva de contornos de densidad de la parte superior de la gráfica vista en la figura 7. En esta perspectiva de contornos se puede ver una pequeña zona de mayor densidad de dispersores, se observa que existen dispersores alrededor de la estación base aproximadamente entre $(-2^\circ, 2^\circ)$, esta zona se representa en la parte de inflexión negativa de la figura 7, y se justifica dado a que la altura de la estación base es lo suficientemente alta para que no tenga ningún dispersor que obstruya el paso de la señal que emite el móvil y prácticamente la señal recibida en la estación base es la señal de visión directa. Tanto estación base como terminal móvil tienen diferente comportamiento en ángulo y tiempo de llegada, en la sección III.4.2 se presenta un planteamiento similar pero ahora visto desde la perspectiva del terminal móvil.

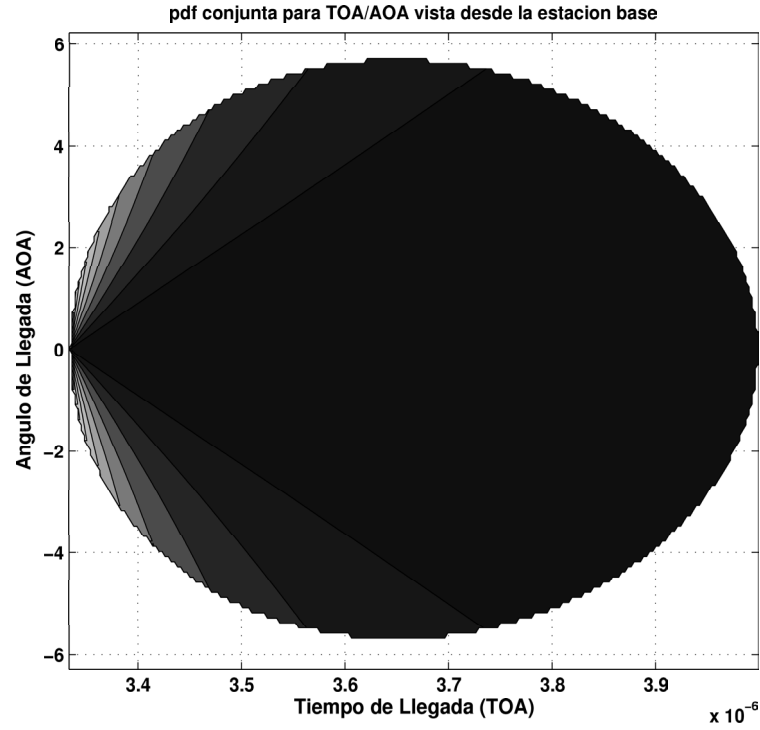


Figura 8. Perspectiva de contornos de densidad de la parte superior de la gráfica de la *pdf* conjunta TOA/AOA en la estación base.

III.4.2 Función de densidad de probabilidad conjunta AOA/TOA en el terminal móvil

La *pdf* conjunta TOA/AOA observada en el terminal móvil tendrá la misma forma que la *pdf* conjunta observada en la estación base, su desarrollo detallado se muestra en el apéndice (A), siendo diferente en el intervalo de parámetros donde $f_{\tau, \theta_b}(\tau, \theta_b) \neq 0$. La *pdf* TOA/AOA observada en la estación móvil se denota por la siguiente ecuación.

$$f_{\tau, \theta_s}(\tau, \theta_s) = \begin{cases} \frac{(D^2 - \tau^2 c^2 (D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos(\theta_s)))}{4\pi R^2 (D \cos(\theta_s) - \tau c)^3}, \frac{D^2 - 2\tau^2 c^2}{2(\cos(\theta_s) - \tau c)} \leq R, \theta_s \neq 0 \\ \frac{c(D + \tau c)}{4\pi R^2}, \frac{D}{c} \leq \tau \leq \frac{D + 2R}{c}, \theta_s = 0 \\ 0 \text{ en otros casos} \end{cases}$$

Al igual que en la estación base, la *pdf* depende de tres condiciones, de tal manera que se mantenga como un función continua para evitar que la *pdf* sea expresada como razón de dos ceros. El intervalo de θ_s para el cual $f_{\tau, \theta_s}(\tau, \theta_s) \neq 0$ se encuentra considerando la condición de densidad de dispersores original, tal que,

$$x^2 + y^2 \leq R^2 \quad (8)$$

Donde ahora por conveniencia el nuevo sistema de coordenadas cartesianas (x_c, y) se representa en el terminal móvil, tal que $x_c = -x + D$. Con esta definición la desigualdad en la ecuación (8) puede expresarse como,

$$r_s^2 \leq R^2 \quad (9)$$

Donde $R_s^2 = \sqrt{x_s^2 + y^2}$ es el radio del sistema polar coordenado definido en el móvil. Sustituyendo la ecuación (10) en la ecuación (9) obtenemos el resultado en la ecuación (11).

$$r_s = \frac{D^2 - \tau^2 c^2}{2(D \cos(\theta_s) - \tau c)} \quad (10)$$

$$\left(\frac{D^2 - \tau^2 c^2}{2D \cos(\theta_s - \tau c)} \right) \leq R^2 \quad (11)$$

En la figura 9, se muestra la gráfica en tercera dimensión de la *pdf* conjunta TOA/AOA definida anteriormente. Para la obtención de esta gráfica se diseñó un programa en MATLAB que considera una distancia (D) entre estación base y terminal móvil de 1000 metros y un radio R de 100 metros.

Esta gráfica muestra la relación existente entre el ángulo y tiempo de llegada de las componentes multitrayectorias, igual que la representada en la estación base. En la parte superior de la gráfica mostrada en la figura 9, 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 de propagación máximo de $(D + 2R)/c = 4 \mu\text{seg}$. Lo anterior indica que en esa zona, que corresponde a la zona 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.

Similar a la estación base, en la figura 10 se muestra una perspectiva de contornos de densidad de la parte superior de la gráfica vista en la figura 9. En esta perspectiva

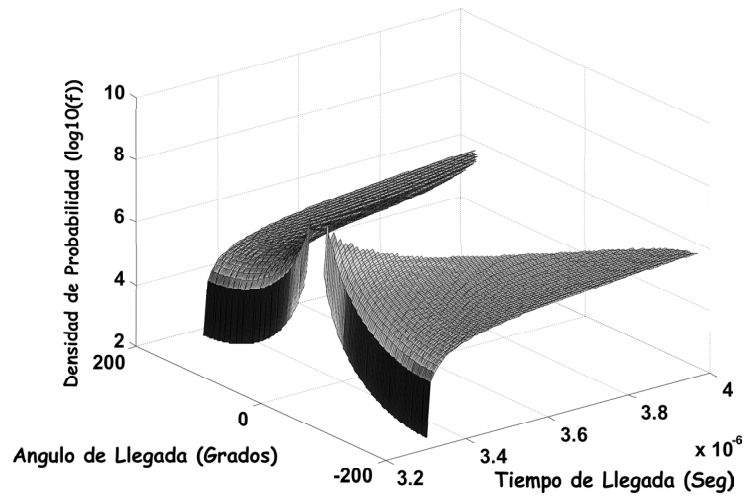


Figura 9. Gráfica de la *pdf* AOA/TOA vista desde el terminal móvil de una región circular de dispersores, para una $D=1000$ metros y $R=100$ metros

de contornos, se pueden distinguir zonas de densidad de dispersores, Existe una zona de baja densidad que corresponde a la dirección de visión directa, es decir, la parte blanca de la figura 9, mientras que la zona de alta densidad representa las inflexiones positivas que se aprecia en la figura 9. Cerca de la parte donde se unen las inflexiones positivas de la figura 9, se encuentra una zona de muy alta densidad de dispersores como se aprecia en la figura 10. Lo anterior sugiere la existencia de una alta densidad de dispersores alrededor de la dirección de visión directa entre la estación base y el terminal móvil.

Además, a partir de la misma figura 10, se puede decir que un gran número de dispersores se encuentran, relativamente, a ángulos y tiempos pequeños de la estación base.

Las proyecciones ya sean en un plano bi o tridimensional pueden resultar en oca-

siones confusas y por lo tanto difíciles de analizar, debido a la dependencia de múltiples curvas que presentan valores particulares o discretos de la variable anulada. No obstante la información preliminar que se puede derivar de la *pdf* conjunta TOA/AOA, se requiere de datos más precisos que definan de una mejor forma el entorno espacial que percibe la estación base o el terminal móvil . Sin embargo se puede realizar una forma sencilla para analizar el AOA y el TOA de forma independiente mediante las *pdf* marginales del AOA y TOA, para comprobar lo que se ha mencionada hasta el momento.

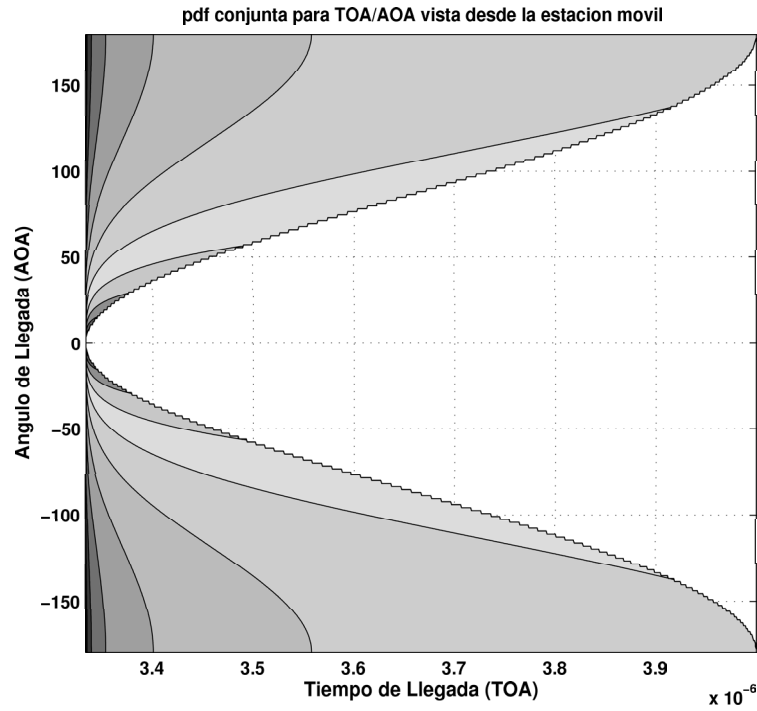


Figura 10. Perspectiva de contornos de densidad de la parte superior de la gráfica de la *pdf* conjunta TOA/AOA en el terminal móvil

III.5 Función de densidad de probabilidad (*pdf*) AOA

III.5.1 Función de densidad de probabilidad AOA en la estación base

La expresión general para una *pdf* marginal se presenta una demostración completa en el apéndice A. La expresión en coordenadas polares para una *pdf* AOA de un círculo centrado en $(0, D)$ con radio R se describe por:

$$r_b^2 - 2D \cos(\theta_b) r_b + D^2 - R^2 = 0 \quad (12)$$

Utilizando la formula cuadrática,

$$r_b = D \cos(\theta_b) \pm \sqrt{D^2 \cos^2(\theta_b) - D^2 + R^2} \quad (13)$$

Lo cual implica que,

$$r_{b_1}(\theta_b) = D \cos(\theta_b) - \sqrt{D^2 \cos^2(\theta_b) - D^2 + R^2} \quad (14)$$

$$r_{b_2}(\theta_b) = D \cos(\theta_b) + \sqrt{D^2 \cos^2(\theta_b) - D^2 + R^2} \quad (15)$$

Sustituyendo la ecuación (14) y ecuación (15) en la ecuación (16) tomando en cuenta

que $A = \pi R^2$ y simplificando resultados, obtenemos la ecuación que representa la función de densidad de probabilidad *pdf* para el AOA, que es la *pdf* AOA observada en la estación base. La figura 11 muestra la *pdf* AOA para el caso cuando D=1000 metros y R=100 metros, la cual representa un promedio de los diferentes trazos de una proyección frontal de la *pdf* AOA/TOA.

$$f_{\theta_b}(\theta_b) = \int_{r_{b1}(\theta_b)}^{r_{b2}(\theta_b)} \frac{1}{A} r_b dr_b = \frac{1}{2A} (r_b^2(\theta_b) - r_{b1}^2)) \quad (16)$$

$$f_b(\theta_b) = \begin{cases} \frac{2D \cos(\theta_b) - \sqrt{D^2 \cos^2(\theta_b) - D^2 + D^2 R^2}}{\pi R^2}, & \text{sen}^{-1}\left(\frac{R}{D}\right) \leq \theta_b \leq \text{sen}^{-1}\left(\frac{R}{D}\right) \\ 0, & \text{en cualquier caso} \end{cases}$$

III.5.2 Función de densidad de probabilidad AOA en el terminal móvil

La *pdf* AOA observada en el terminal móvil es trivial. Esto es debido a que los dispersores están uniformemente distribuidos dentro de un radio con respecto al terminal móvil, la densidad de AOA será independiente del ángulo. La resultante es entonces:

$$f_{\theta_s}(\theta_s) = \frac{1}{2\pi}, \quad 0 \leq \theta_s \leq 2\pi \quad (17)$$

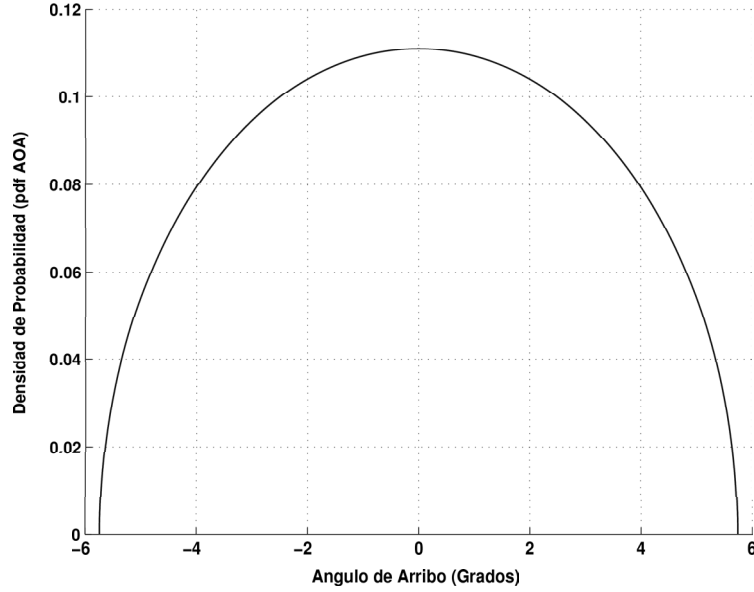


Figura 11. *pdf* marginal del AOA en la estación base

III.6 Función de densidad de probabilidad *pdf* TOA

La derivada de la *pdf* TOA es bastante compleja, por lo cual se puede analizar una aproximación encontrando el área de intersección de una elipse con eje mayor igual a τc con la región de dispersores circular. La derivada de la función resultante de τ dividida por el total del área del círculo genera la *pdf* deseada (ver apéndice A):

$$f_{\tau}(\tau) = \frac{1}{A} \frac{d}{d\tau} (A_{\tau}(\tau)) \quad (18)$$

El área de intersección de la elipse con la región circular de dispersores es más sencilla de derivar utilizando las ecuaciones en coordenadas polares del círculo y la elipse referido al sistema coordenada polar definido en el terminal móvil, (r_s, θ_s) . Con

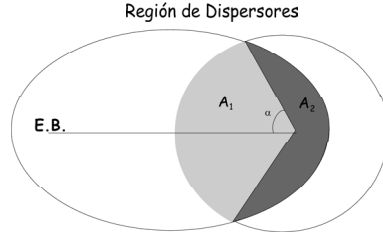


Figura 12. Planteamiento para el cálculo de la *pdf* TOA

respecto a este sistema coordenado, la elipse y el círculo se describen por los siguientes ecuaciones.

$$r_{se} = \frac{c^2\tau^2 - D^2}{2c\tau - 2D \cos(\theta_s)} \quad (19)$$

$$r_{se} = R \quad (20)$$

En la figura 12 se puede ilustrar las consideraciones mencionadas anteriormente. El área de intersección del círculo y la elipse, A_1 y A_2 , es dividida en dos regiones separadas, mediante rayos que van desde el terminal móvil al punto de intersección del círculo y la elipse. El ángulo del terminal móvil a los puntos de intersección denotado por α se puede determinar sustituyendo α por θ_s y resolviendo las ecuaciones (19) y (20) para α , entonces el valor resultante de α es:

$$\alpha = a \cos \left(\frac{D^2 + 2R\tau c - \tau^2 c^2}{2RD} \right) \quad (21)$$

Como existe simetría en el eje x , es posible encontrar el total de área de intersección multiplicando el área de intersección sobre el eje x por dos. Entonces, el área total de intersección puede expresarse de la siguiente forma.

$$\begin{aligned}
 A_\tau &= A_1 + A_2 = 2 \int_0^\alpha \frac{1}{2} r_{sc}^2(\theta) + 2 \int_\alpha^\pi \frac{1}{2} r_{sc}^2(\theta) \\
 &= \int_0^\alpha R^2 d\theta + \int_\alpha^\pi \left(\frac{c^2 \tau^2 - D^2}{2c\tau - 2D \cos(\theta)} \right)^2 d\theta = R^2 \alpha + \int_\alpha^\pi \left(\frac{c^2 \tau^2 - D^2}{2c\tau - 2D \cos(\theta)} \right)^2 d\theta
 \end{aligned} \tag{22}$$

Esta última ecuación puede integrarse utilizando fórmulas de integración. La expresión resultante para el área en función de τ es entonces.

$$\begin{aligned}
 A_\tau(\tau) &= R^2 \alpha + \frac{D^2 - \tau^2 c^2}{4} \\
 &\quad \left[\frac{-\pi \tau c}{\sqrt{\tau^2 c^2 - D^2}} + \frac{D \sin(\alpha)}{\tau c - D \cos(\alpha)} + \frac{2\tau c}{\sqrt{\tau^2 c^2 - D^2}} \right. \\
 &\quad \left. \cdot \operatorname{atan} \left(\frac{\sqrt{\tau^2 c^2 - D^2} \tan \frac{\alpha}{2}}{\tau c - D} \right) \right]
 \end{aligned} \tag{23}$$

Sustituyendo la expresión para α denotada por la ecuación (21), tomando la derivada con respecto a τ y dividiendo por $A = \pi R^2$, entonces obtenemos la *pdf* TOA.

$$\begin{aligned}
f_{\tau}(\tau) = & \frac{c}{\pi R^2} \left[\frac{\pi \tau^2 c^2 k_2 - \tau c k_2^2 + \pi k_2 k_1^2 + \tau c k_1^2 - 2R k_1^2}{4k_1 k_2} \right. \\
& + \frac{\tau^2 c^2 k_0 k_4 + \tau c k_0 k_1^2}{2k_4^2 + 2k_0 k_1^2} + \frac{\tau^2 c^2 + k_1^2}{2k_1} \\
& \cdot \text{atan} \left(\frac{k_0 k_1}{k_4} \right) - \frac{R - \tau c}{(4R^2 D^2 - k_3^2)^{1/2}} \\
& \left. \cdot \left(2R^2 + \frac{\tau c k_1^2 k_4 (1 + k_0^2)}{2K_4^2 + 2k_0^2 k_1^2} \right) \right] \quad (24)
\end{aligned}$$

Donde:

$$k_0 = \tan \left(a \cos \left(\frac{-\tau^2 c^2 + D^2 + 2R\tau c}{2RD} \right) \right) \quad (25)$$

$$k_1 = \sqrt{\tau^2 c^2 - D^2} \quad (26)$$

$$k_2 = \sqrt{D^2 - 4R^2 - \tau^2 c^2 + 4R\tau c} \quad (27)$$

$$k_3 = -\tau^2 c^2 - D^2 + R\tau c \quad (28)$$

$$k_4 = D - \tau c \quad (29)$$

Esta expresi3n es v3lida 3nicamente para $(D/c) \leq \tau \leq (D + 2R/c)$. Cuando $\tau = (D/c)$, $k_0 = 0$, $k_1 = 0$ y $k_4 = 0$ y algunos t3rminos resultan en una condici3n de indeterminaci3n cero/cero. La figura 13 muestra la *pdf* TOA resultante para $D=1000$ m y $R=100$ m, la cual representa un promedio de los diferentes trazos de la proyecci3n lateral de la *pdf* AOA/TOA. Su comportamiento es asint3ticamente creciente en el tiempo

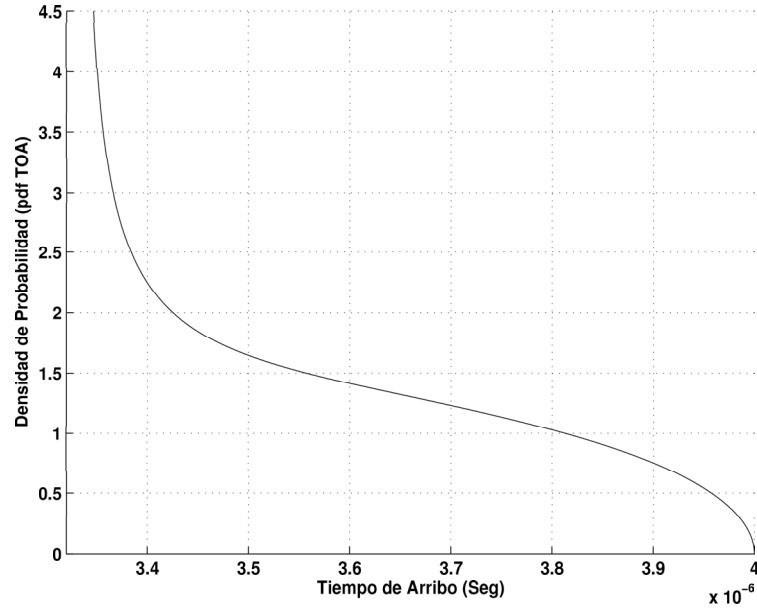


Figura 13. *pdf* marginal del TOA

mínimo ($3.33\mu\text{seg}$), además, se muestra una probabilidad aproximadamente estable la mayor parte de los TOA's.

III.7 Simulación

Para aseverar el comportamiento de los parámetros estadísticos del modelo circular de dispersores de un solo salto, se plantea una simulación en MATLAB en donde primero se propone un entorno circular, tomando en cuenta que el modelo circular es apropiado para un entorno macrocelular definido por $D=1000\text{ m}$ y $R=100\text{ m}$, con la estación base en el origen. Dentro de este entorno se distribuyen uniformemente 10,000 dispersores, tal como lo muestra la figura 14.

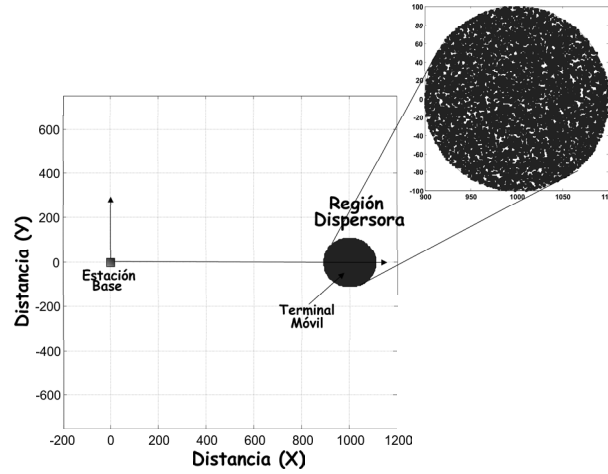


Figura 14. Entorno circular generado por simulación

Dado a que fueron distribuidos 10,000 dispersores, en la simulación se generaron 10,000 números aleatorios que se ajustan a las dimensiones del círculo mostrado en la figura 14. Esto es, se consideró la ecuación de la circunferencia como la ecuación que define una *pdf* con el mismo dominio y rango (x,y) de la circunferencia de tal forma que al asignar a cada valor de x un número de elementos dispersores, éstos quedan uniformemente distribuidos.

Una vez que se han distribuido los dispersores en el círculo, se conoce su ubicación en términos de las coordenadas cartesianas (x,y) tanto para los dispersores que rodean a la estación base como para los dispersores que rodean al terminal móvil. Por lo tanto, a partir de la geometría de la circunferencia y aplicando trigonometría es posible determinar los parámetros importantes como la distancia del terminal móvil al n -ésimo dispersor (r_s), la distancia del n -ésimo dispersor a la estación base (r_b), el ángulo de llegada de la n -ésima componente multitrayectoria (θ_b) y el tiempo de llegada de la

n -ésima componente multitrayectoria (τ).

En la figura 15 (a) y (b), se muestra como resultado de simulación las gráficas de dispersores en términos de ángulos de llegada y de tiempos de llegada de las componentes multitrayectoria que generan, en la figura 15(a) se aprecia que la mayor concentración de puntos (multitrayectorias) ocurren entre $(-3^\circ, 3^\circ)$, mientras que en la figura 15(b) la mayor concentración de puntos que percibe el móvil ocurren en un intervalo de $(-75^\circ, 75^\circ)$.

Cada una de las gráficas muestran el entorno desde la perspectiva de la estación base como desde la perspectiva del terminal móvil. Es muy importante, ya que éstas gráficas definen las características espaciales del entorno en términos de las contribuciones multitrayectoria de los dispersores. En la figura 15(b), se puede ver como existe una gran concentración de dispersores en las cercanías del terminal móvil, esto es, se encuentran ubicados en ángulos y tiempos pequeños, mientras que en la figura 15(a), la mayor concentración de dispersores ocurre a ángulos muy pequeños a diferencia que en el terminal móvil. Estas concentraciones de dispersores coinciden con el punto más alto de las gráficas mostradas en las figuras 7 y 9. En la figura 15(b) también se puede apreciar que no existe concentración de dispersores a lo largo de la línea de 0° (dirección de visión directa) ya que cada uno de los dispersores que envuelven al terminal móvil impiden el paso de las señales multitrayectoria en esa dirección. Lo anterior coincide con lo mencionado a partir de las figuras 8 y 10 donde se mostraban los contornos de densidad de las *pdf* conjuntas TOA/AOA.

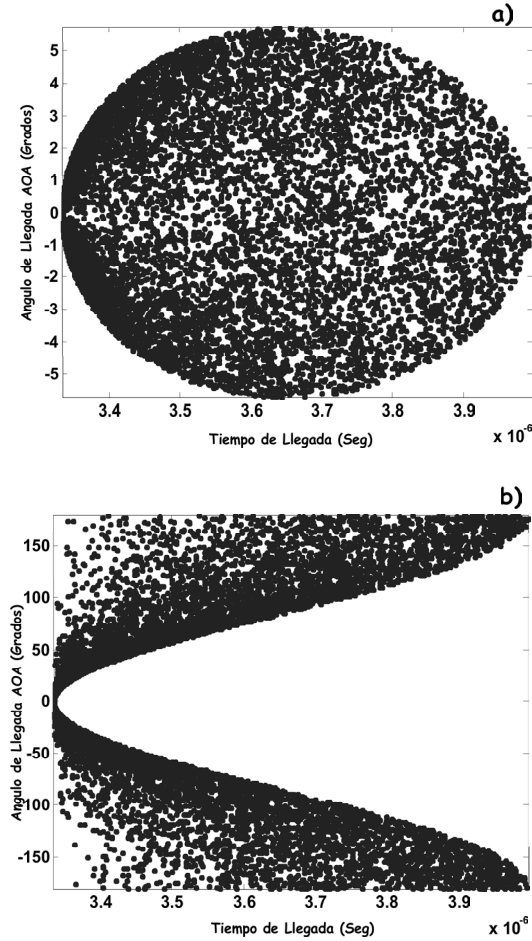


Figura 15. a) Gráfica de concentración de dispersores en la estación base b) Gráfica de concentración de dispersores en el terminal móvil

De acuerdo a los datos de TOA y AOA de cada multitrayectoria, es posible mostrar la frecuencia de repetición de multitrayectorias para los diferentes valores (pequeños intervalos contiguos) de AOA y TOA en forma de histogramas, independientemente uno de otro, lo cual corresponde a las *pdf* marginales del AOA y TOA. Esto se muestra en la figura 16.

En la tabla I se muestran los parámetros estadísticos teóricos y simulados tanto del

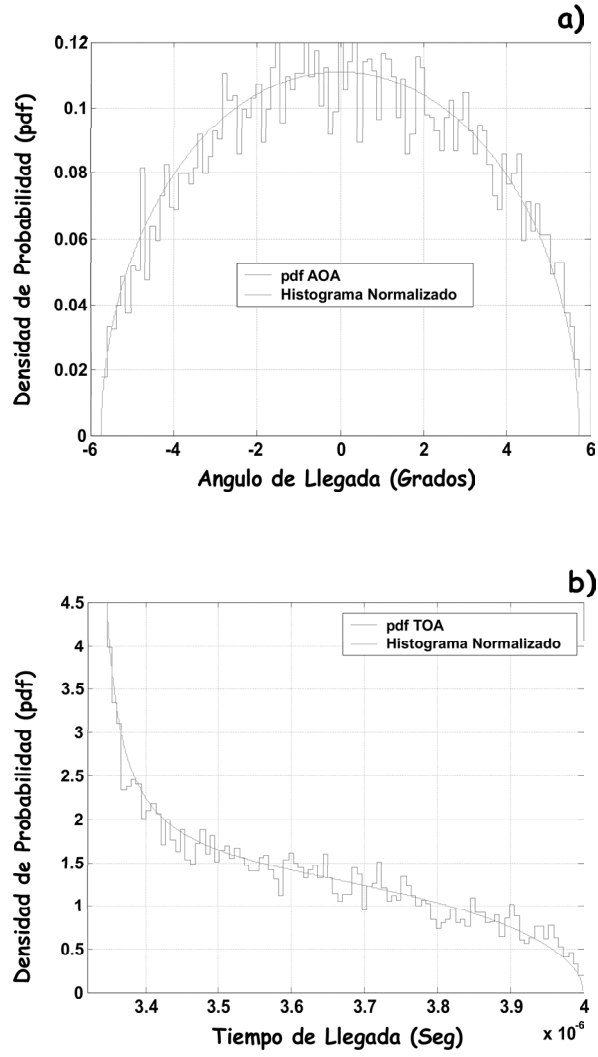


Figura 16. Histogramas normalizados de las *pdf* marginales de: a)AOA b)TOA

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 las secciones III.5 y III.6

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

Parámetro	Valores Teóricos	Valores Simulados
$\bar{\theta}_b$ (Grados)	0	0
σ_{θ_b} (Grados)	2.85	2.87
$\sigma_\tau(\mu seg)$	0.185	0.192
$\bar{\tau}(\mu seg)$	3.56	3.66

III.7.1 Análisis alternativo

Como se ha mencionado anteriormente, el modelo circular puede ser aplicado en distintos entornos celulares. Aunque el de preferencia es el entorno macrocelular debido a las mismas características [Ertel y Reed, 1999]. Pero si el valor de los parámetros físicos del modelo cambian de acuerdo a los requerimientos del algún entorno celular en particular, entonces el modelo puede utilizarse para dicho entorno celular. La tabla II muestra estos resultados.

Tabla II. Diferentes condiciones para el modelo circular

R (mts)	D (mts)	m	σ_{sim}	σ_{teo}	$\tau_{max}(\mu seg)$	$\tau_{min}(\mu seg)$
20	1000	3.59×10^{-11}	0.6°	0.65°	3.46	3.33
100	1000	4.3×10^{-17}	2.98°	3.1°	3.99	3.33
200	1000	5.2×10^{-12}	5.9°	6.2°	4.66	3.33
1000	1000	2.6×10^{-11}	32.3°	31°	9.96	3.33
1500	1000	2.3×10^{-3}	44.71°	46.5°	13.33	3.33
100	3000	2.5×10^{-14}	0.96°	1.03°	10.66	10
300	3000	-3.27×10^{-15}	2.99°	3.1°	11.99	10

III.8 Conclusiones

Se ha establecido el desarrollo matemático del modelo de dispersión circular, con lo cual fue posible derivar la *pdf* conjunta TOA/AOA que define la concentración espacial de los dispersores en términos del tiempo y ángulo de llegada de las componentes multitrectoria que generan. También, a partir de la *pdf* conjunta TOA/AOA se derivaron las *pdf* 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.

Para obtener una medición estadística más precisa acerca de un entorno macrocelular con respecto a sus componentes multitrectorias, es necesario analizar otros parámetros que indican la dispersión de todas las componentes multitrectorias provocadas por la interacción con los dispersores. En el siguiente capítulo se hace un análisis matemáticos de estos parámetros de dispersión para determinar parámetros críticos en un entorno macrocelular.

Capítulo IV

Parámetros de dispersión en un entorno macrocelular

IV.1 Introducción

Las propiedades espaciales del canal radio tienen un gran impacto en las prestaciones de los sistemas de arreglos de antena. Por eso, la caracterización de estas propiedades se convierte en un factor importante para el diseño y evaluación de las prestaciones del sistema. Por otra parte, para minimizar los efectos no deseables, tales como, desvanecimientos, componentes multitrayectoria e interferencia co-canal¹ de un sistema de comunicaciones móviles utilizando arreglos de antena, es necesario caracterizar modelos que analicen las propiedades del entorno en que se propaga la señal [Ertel y Reed, 1999], con el objetivo de obtener los resultados de ángulo de llegada y tiempo de llegada, como se hizo en el capítulo III.

En un sistema de comunicaciones móviles, la señal transmitida dentro del canal

¹Es la interferencia que existe entre las señales en una misma célula cualquier entorno celular

interactúa con el medio que la rodea de una manera en que la señal aparezca esparcida en tiempo, frecuencia y ángulo tanto en la estación base como en el terminal móvil. Con el propósito de mejorar las prestaciones de un sistema de comunicaciones móviles, deben de considerarse los tres parámetros de dispersión más importantes de un canal radio, los cuales están basados en las funciones de densidad marginal tanto del ángulo de llegada como del tiempo de llegada [Janaswamy, 2001].

El objetivo de este capítulo es modelar y simular los parámetros de dispersión de un modelo circular de dispersores visto en el capítulo III. Obteniendo los valores típicos de dispersión de retardo de tiempo y de dispersión angular en un entorno macrocelular. Además se analiza su efecto considerando la distancia entre estación base y terminal móvil, el radio de la región dispersora y el número de multitrayectorias. Del mismo modo, también se hace un análisis del efecto de la dispersión por efecto Doppler sobre el esparcimiento en frecuencia de las señales recibidas en la estación base, empleando antenas direccionales. Este análisis se realiza para el caso en que un móvil se desplaza a cierta velocidad, tomando en cuenta dos perspectivas: la primera, cuando el móvil se desplaza en un ángulo de 0° , y la segunda, cuando el móvil se desplaza en un ángulo de 90° con respecto a la componente de visibilidad directa.

IV.2 Dispersión angular

Debido a la dispersión que presenta una señal en comunicaciones móviles al viajar por el canal radio, las componentes multitrayectoria de dicha señal arriban a la estación base o al terminal móvil en diferentes ángulos con respecto a la componente de visibilidad directa. La medida del esparcimiento angular experimentado por cada una de las componentes multitrayectoria se denomina ***angle spread (AS)***. Una forma de evaluar la dispersión angular que sufre un entorno macrocelular, basada en momentos centrales está dada por la siguiente expresión [Petrus *et al*, 2002]:

$$\hat{\sigma}_{\phi} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{L-1} P_i \phi_i^2}{\sum_{i=1}^{L-1} P_i} - \left(\frac{\sum_{i=1}^{L-1} P_i \phi_i}{\sum_{i=1}^{L-1} P_i} \right)^2}. \quad (30)$$

Donde P_i es la potencia y ϕ_i es el ángulo de llegada de la i -ésima multitrayectoria a la estación base, L representa el número de multitrayectorias con las que interactúa el canal, en este modelo matemático no se incluye la componente de visibilidad directa. La dispersión angular basada en momentos centrales, es una medida de la dispersión de la componente multitrayectoria con respecto a la componente de visibilidad directa. Una manera de reducir este efecto indeseable, es implementando patrones de radiación directivos. Esto se realiza empleando antenas direccionales o arreglos de antena, ya sea en la estación base o en el terminal móvil.

Con arreglos de antena se logran patrones de radiación más directivos. Implementándolos en el terminal móvil resultaría más eficaz para mejorar el rechazo de multi-

trayectorias. Pero, dado que el ángulo de llegada de las componentes multirayectoria en el terminal móvil tiene una distribución uniforme en un intervalo de 0 a 2π , la implementación de arreglos de antena o de antenas direccionales representa un análisis más complejo, por el simple hecho de que el terminal móvil no tiene un punto de referencia constante.

Un aspecto muy importante para la implementación de arreglos de antenas en un entorno macrocelular, es la obtención de valores precisos de los parámetros de dispersión del entorno en cuestión. En la literatura, así como en los estándares de tercera generación, los valores de estos parámetros para un entorno macrocelular suelen ser muy ambiguos. Sin embargo, es necesario determinar estos valores de manera detallada y concisa, considerando que, las señales multirayectoria se propagan en un entorno macrocelular densamente poblado [Petrus *et al*, 2002].

IV.3 Dispersión por retardo

Debido a la dispersión que presenta una señal en comunicaciones móviles al interactuar con los diferentes elementos dispersores dentro de un entorno ya sea macrocelular o microcelular, las componentes multirayectoria que se generan, recorren diferentes distancias. Esto trae como consecuencia, que las distintas réplicas de la señal original lleguen a su destino en diferentes instantes de tiempo.

Otro parámetro que caracteriza el canal radio, que experimenta cada una de las

componentes multitrayectoria, es la dispersión por retardo (*Delay Spread* DS). Una forma de evaluar la dispersión por retardo que sufre una señal al ser propagada en un entorno celular, es en base a sus momentos centrales [Petrus *et al*, 2002]:

$$\hat{\sigma}_\tau = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{L-1} P_i \tau_i^2}{\sum_{i=1}^{L-1} P_i} - \left(\frac{\sum_{i=1}^{L-1} P_i \tau_i}{\sum_{i=1}^{L-1} P_i} \right)^2}. \quad (31)$$

Donde P_i es la potencia, τ_i es el retardo de la i -ésima componente multitrayectoria que arriba a la estación base, y L representa el número de multitrayectorias con las que interactúa el canal.

IV.4 Efecto Doppler en la estación base en un modelo circular de un solo salto

Para realizar el análisis de la dispersión del efecto Doppler sobre la señal recibida en la estación base en un entorno macrocelular, es necesario utilizar el modelo circular de dispersores de un solo salto, el cual fue caracterizado en el capítulo III, pero ahora empleando antenas direccionales en la estación base.

Para modelar y simular el efecto Doppler en un canal urbano densamente poblado, es necesario obtener las estadísticas de los ángulos de arribo en cada una de las componentes multitrayectoria, considerando antenas direccionales en la estación base. En la figura 17 se ilustran las condiciones para el caso en que se emplea una antena direccional

con ganancia unitaria y un ancho de haz de 2α en la estación base.

Considerando que los dispersores se encuentran dentro de una región circular, y que rodean al móvil que está ubicado en el centro de la circunferencia, se denotará en la figura 17 a esa región circular de dispersores como EFGHIJ, entonces los ángulos de llegada de cada una de las componentes multitrayectoria en la estación base están restringidas a cierta región angular de $2\theta_{max}$ aproximadamente. Si $\alpha \geq \theta_{max}$, la antena de la estación base iluminará todos los dispersores por lo que la *pdf* AOA en el terminal móvil será uniforme. Pero, por otra parte, si $\alpha < \theta_{max}$, entonces la antena de la estación base iluminará sólo una parte de la región circular, por lo tanto, la *pdf* AOA en el terminal móvil ya no será uniforme.

Para obtener el espectro Doppler empleando antenas direccionales en la estación base, se debe de determinar la función de densidad de probabilidad del ángulo de llegada de las componentes multitrayectoria en el terminal móvil. Esto es necesario porque la frecuencia Doppler está en función del AOA.

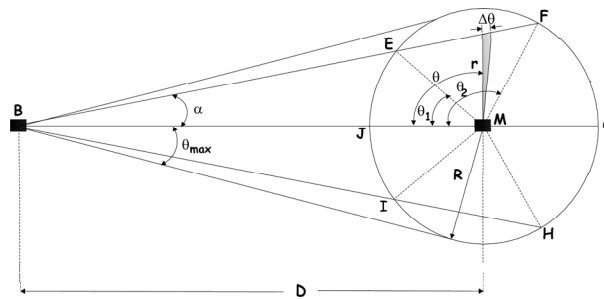


Figura 17. Ilustración del AOA en el móvil empleando una antena direccional con un ancho de haz de 2α

Para poder derivar la *pdf* de θ cuando $\alpha \leq \theta_{max}$ solamente se considera la región EFGMJ (la mitad de la región circular dispersora), donde $0 < \theta \leq \pi$. Se considera sólo la mitad ya que se cumplen las mismas condiciones para la región GHIJM, donde $\pi < \theta \leq 2\pi$. Ahora, la región EFGMJ es dividida en tres regiones distintas, JEM, EFM, FGM. El valor de θ_1 y θ_2 marcan el límite de estas tres regiones. La *pdf* AOA puede determinarse calculando el área de la pequeña región sombreada que aparece en la figura 17. Denotando dicha área por A_1 , la cual se encuentra en un intervalo de θ y $\theta + \Delta\theta$ y empleando herramientas de cálculo se obtiene,

$$A_1 = \int_{\theta}^{\theta+\Delta\theta} \frac{1}{2} r^2 d\theta \quad (32)$$

donde el valor de r para las tres regiones es,

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

ahora, para calcular los valores de θ_1 y θ_2 . De la figura 17, tanto α y θ pueden ser relacionados mediante la siguiente expresión:

$$\tan(\alpha) = \frac{r \sin(\theta)}{(D - r \cos(\theta))}, \quad (33)$$

resolviendo para θ , se obtiene la siguiente expresión,

$$\theta = \cos^{-1} \left[\frac{D}{r} \text{sen}^2(\alpha) \pm \frac{\cos(\alpha)}{r} \sqrt{r^2 - D^2 \text{sen}^2(\alpha)} \right], \quad (34)$$

ahora θ_1 y θ_2 se puede determinar sustituyendo $r = R$ en la ecuación (34),

$$\theta_1 = \cos^{-1} \left(\frac{D}{r} \text{sen}^2(\alpha) + \cos(\alpha) \sqrt{1 - \left(\frac{D}{r} \right)^2 \text{sen}^2(\alpha)} \right), \quad (35)$$

$$\theta_2 = \cos^{-1} \left(\frac{D}{r} \text{sen}^2(\alpha) - \cos(\alpha) \sqrt{1 - \left(\frac{D}{r} \right)^2 \text{sen}^2(\alpha)} \right), \quad (36)$$

dado que los dispersores se encuentran uniformemente distribuidos dentro de la región EFGHIJ, la densidad del área dentro de la región es el recíproco del área dentro de dicha región. Entonces, el área (A) dentro de la región EFGHIJ puede expresarse como,

$$A = R^2(\pi + \theta_1 - \theta_2) + 2D \text{sen}(\alpha) \sqrt{R^2 - D^2 \text{sen}^2(\alpha)}, \quad (37)$$

la densidad de área está dada por,

$$f_{\text{area}} = \frac{1}{R^2(\pi + \theta_1 - \theta_2) + 2D \text{sen}(\alpha) \sqrt{R^2 - D^2 \text{sen}^2(\alpha)}}, \quad (38)$$

utilizando las ecuaciones (32) y (38) se puede determinar la función de densidad acu-

mulativa (cdf) del AOA ($F_\theta(\theta)$), para la región en el intervalo de $\theta_1 < \theta \leq \theta_2$ como,

$$F_\theta(\theta) = \int_{-\infty}^{\theta} \frac{f_{area}}{2} \left(\frac{D \tan(\alpha)}{\sin(\beta) + \cos(\beta) \tan(\alpha)} \right)^2 d\beta, \quad (39)$$

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

$$F_\theta(\theta) = \int_0^{\theta} \frac{f_{area} \times R^2}{2} d\beta \quad (40)$$

La función de densidad de probabilidad del ángulo de llegada empleando antenas direccionales en la estación base, es derivada de la cdf, y puede ser expresada como,

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

donde θ_1 y θ_2 están dadas en las ecuaciones (35) y (36). La figura 18 muestra la *pdf* de AOA evaluando la expresión de la función de densidad de probabilidad de manera teórica, considerando una distancia $D=3$ km, un radio de la región dispersora $R=1$ km [Petrus, 2002], obteniéndose $2\theta_{max} = 38.9^\circ$, empleando una antena direccional con un ancho de haz de 10° .

Para obtener el histograma normalizado de la *pdf* del AOA en el terminal móvil, se

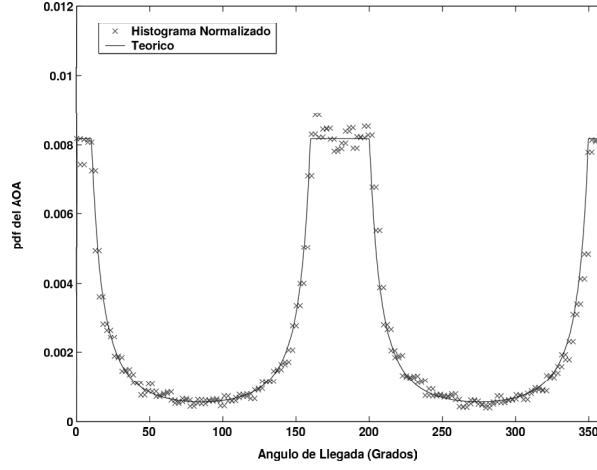


Figura 18. *pdf* teórica e histograma normalizado en el terminal móvil, empleando antenas direccionales en la estación base

generan dispersores en una región circular de radio R , que se distribuyen uniformemente alrededor del terminal móvil. En la figura 18 también se muestra el histograma normalizado que se obtiene mediante simulación en MATLAB, considerando únicamente los dispersores que son iluminados por el haz de la antena. Se observa claramente que el histograma se ajusta a la curva obtenida a partir de la expresión de la *pdf* teórica.

Dado a que la función de densidad de probabilidad del ángulo de llegada en el terminal móvil es uniforme, la antena de la estación base ilumina a todos los dispersores, por lo tanto, cuando es el caso en que todos los dispersores son iluminados el ancho de haz de la antena puede ser expresado como $2\theta_{max}$.

Cuando la antena de la estación base ilumina a todos los dispersores, la función de densidad de probabilidad del ángulo de arreglo en el terminal móvil es uniforme, específicamente, cuando el ancho del haz de la antena (α), es igual a $2\theta_{max}$.

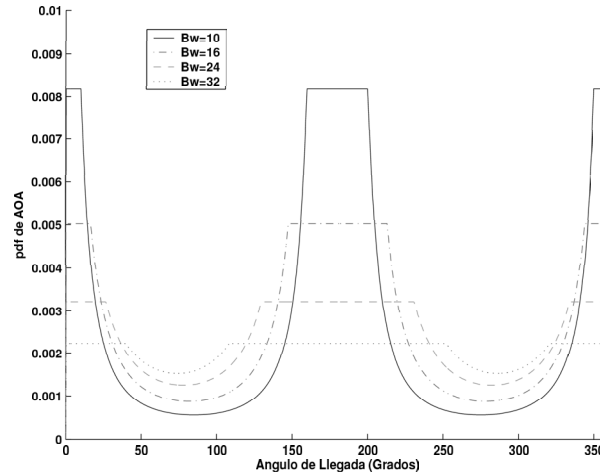


Figura 19. Comportamiento de la *pdf* teórica en el terminal móvil para diferentes anchos de haz empleando antenas direccionales

En la figura 19 se evalúa la expresión de la función de densidad de probabilidad del AOA en el terminal móvil, para diferentes anchos de haz, el comportamiento que tiene esta *pdf* es que al incrementarse el ancho de haz de la estación base, la *pdf* AOA en el móvil tiende a tener un respuesta casi uniforme, sin tantas curvas pronunciadas.

Habiendo determinado la función de densidad marginal del ángulo de llegada para todas las componentes multitrayectoria, también se puede obtener las gráficas de las funciones de densidad de probabilidad conjuntas TOA/AOA en la estación base, así como también en el terminal móvil.

En la figura 20 se muestra la *pdf* conjunta TOA/AOA vista en la estación base para una región iluminada por un ancho de haz de la antena de la estación base de 10° , con un radio de la región dispersora, $R=1 \text{ km}$ y una distancia entre estación base y terminal móvil $D=3 \text{ km}$ tomando en cuenta que en el entorno existen 10,000 dispersores dis-

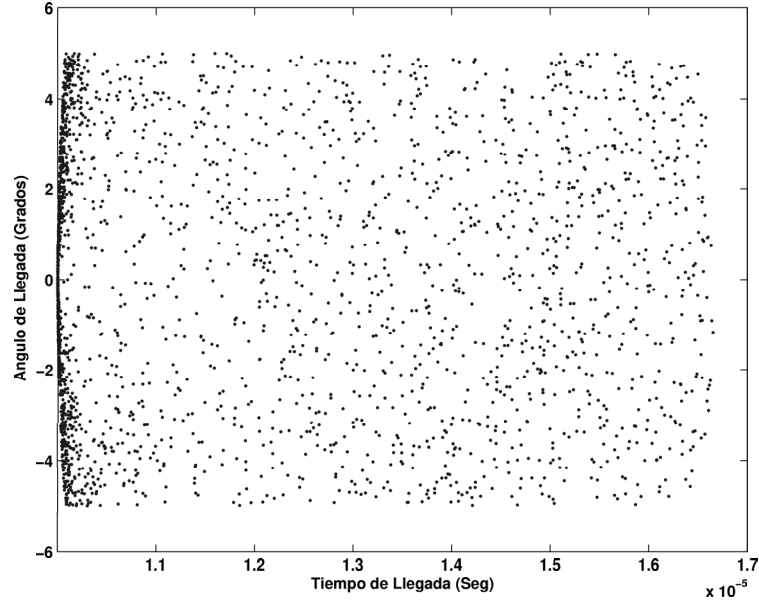


Figura 20. *pdf* conjunta AOA/TOA observada en la estación base mediante antenas sectoriales

tribuidos uniformemente. La estación base se encuentra ubicada en el origen del plano x,y para facilitar su análisis. Se observa fácilmente que la mayor concentración de componentes multitrayectoria se encuentra en tiempos de retardo relativamente pequeños y que están delimitados en un intervalo dependiente del ancho de haz de la antena de la estación base, que es de 10° , es decir, $\pm 5^\circ$.

Ahora, haciendo el análisis de la *pdf* TOA/AOA para la perspectiva desde el terminal móvil. Por facilidad, se considera que el terminal móvil se encuentra ubicado en el origen del plano x,y . En la figura 21 se muestra la *pdf* conjunta AOA/TOA observada en el terminal móvil. En el proceso de simulación se tomaron en cuenta los mismos parámetros que en la *pdf* conjunta observada en la estación base.

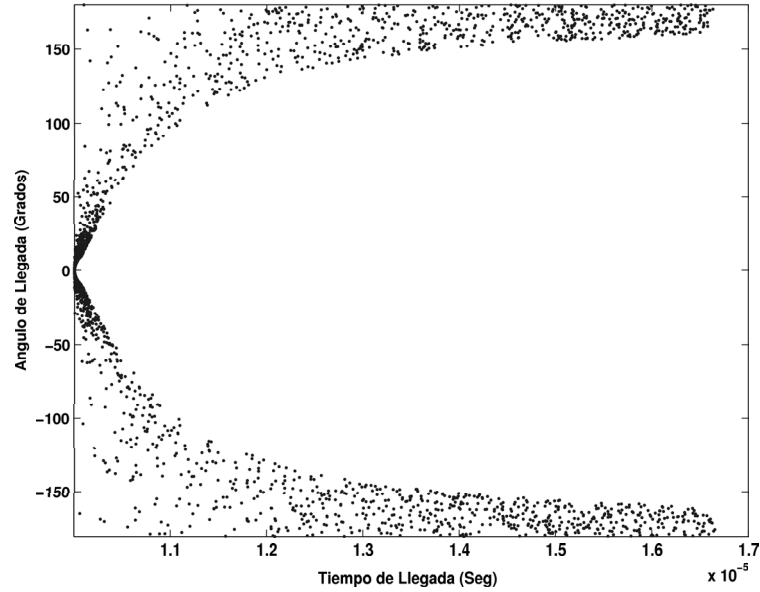


Figura 21. *pdf* conjunta AOA/TOA observada en el terminal móvil mediante antenas sectoriales

La gráfica de la figura 21 muestra el entorno espacial visto desde la perspectiva del terminal móvil. Se observa que existe una alta densidad de multitrayectorias con un retardo relativamente pequeño, y que están delimitadas a una región angular mayor que la que se obtiene en el análisis de la *pdf* conjunta AOA/TOA en la estación base. Tanto la *pdf* conjunta en la estación base como en el terminal móvil se obtienen considerando únicamente los dispersores iluminados por el haz de la antena de la estación base (10°). De ésta manera, el AOA de las componentes multitrayectoria en el terminal móvil ya no es uniforme.

IV.4.1 Espectro Doppler a partir de la *pdf* marginal AOA

Una vez que se determina la función de densidad de probabilidad del ángulo de llegada, de cada una de las componentes multitrayectoria en el terminal móvil, se puede determinar el espectro Doppler. La señal recibida en el móvil experimenta desplazamiento Doppler debido al movimiento del receptor. En la figura 22 se puede apreciar la condición cuando el móvil se está desplazando en un ángulo ϕ_v con respecto a la componente de visibilidad directa.

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

$$v_i = f_m \cos(\phi_i - \phi_v), \quad (41)$$

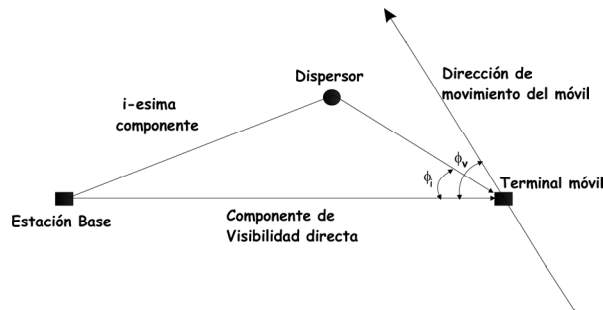


Figura 22. Componentes multitrayectorias que llega al terminal móvil proveniente de la estación base

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

$$f_m = \frac{v}{\lambda}, \quad (42)$$

donde v es la velocidad del móvil, y λ es la longitud de onda de la señal portadora.

Ahora bien, sea la señal recibida $r(t)$ que se expresa por la siguiente expresión:

$$r(t) = E_0 \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i e^{j2\pi v_i t}, \quad (43)$$

El espectro Doppler estará dado por [Liberti y Rappaport, 1996]:

$$S_r(f) = A_0^2 f_v(f) \quad (44)$$

donde

$$A_0^2 = \frac{E_0^2}{4} \sum_{i=1}^{L-1} |\alpha_i|^2, \quad (45)$$

y $f_v(f)$ es una función de densidad de probabilidad de la distribución de la frecuencia Doppler. Asumiendo una antena omnidireccional en el receptor, $f_v(f)$ esta dada por [Liberti y Rappaport, 1996]:

$$f_v(f) = \frac{f_\phi(\phi_v + |\cos^{-1}(f/f_m)|)}{f_m \sqrt{1 - (f/f_m)^2}} + \frac{f_\phi(\phi_v - |\cos^{-1}(f/f_m)|)}{f_m \sqrt{1 - (f/f_m)^2}} \quad |f| < f_m, \quad (46)$$

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

$$S_r(f) = \frac{A_0^2}{f_m \sqrt{1 - (f/f_m)^2}} \left[f_\phi(\phi_v + |\cos^{-1}(f/f_m)|) + f_\phi(\phi_v - |\cos^{-1}(f/f_m)|) \right] \quad (47)$$

Si el ángulo de llegada de las componentes multitrayectoria en el móvil es uniforme, entonces el espectro Doppler se puede expresar por medio del modelo de Clarke [Clarke, 1968].

$$S_r(f) = \frac{A_0^2}{\pi f_m \sqrt{1 - (f/f_m)^2}}, \quad |f| < f_m \quad (48)$$

El espectro Doppler para una antena direccional en la estación base se obtiene cuando se sustituye la expresión de la función de densidad de probabilidad del AOA y la ecuación (47). Considerando el caso en el cual el móvil se desplaza a una velocidad promedio de 54 km/h y una frecuencia de portadora de 2Ghz, se obtiene un máximo desplazamiento Doppler de 100 Hz y una separación entre estación base y terminal móvil ($D=3 \text{ km}$), así como una antena direccional con haces directivos de 2° , 10° , y 30° , se tiene que el intervalo del AOA de las componentes multitrayectoria $2\theta_{max}$ es de 38.9° .

En la figura 23 se muestra la gráfica del espectro Doppler para un móvil que se mueve a una dirección $\phi_v = 0^\circ$. Para $\phi_v = 0^\circ$, el espectro se encuentra desplazado hacia

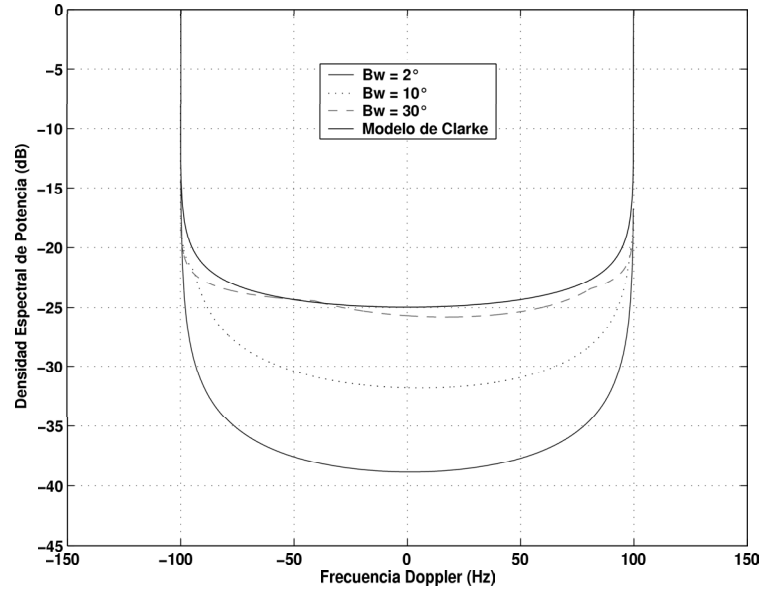


Figura 23. Espectro Doppler utilizando una antena direccional en la estación base comparado con el modelo de Clarke, en este caso el móvil se está desplazando a 0° con respecto a la componente de visibilidad directa

la derecha, esto quiere decir que hay más componentes de frecuencia Doppler negativos que positivos. Esto es cuando el móvil se mueve en la dirección de la componente de visibilidad directa, es decir, hacia la estación base, los componentes de frecuencia Doppler positivos resultan de los dispersores localizados en la región marcada como A_1 y los componentes de frecuencia Doppler negativos de la región A_2 . Puesto que el área de la región A_2 es mayor que el área de la región A_1 , hay más componentes de frecuencia Doppler negativos que positivos en el espectro Doppler, ésto se puede observar claramente en la figura 24.

En la figura 25 se presenta la gráfica del espectro Doppler para un móvil que se mueve en una dirección de $\phi_v = 90^\circ$. Para $\phi_v = 90^\circ$ el espectro Doppler es simétrico

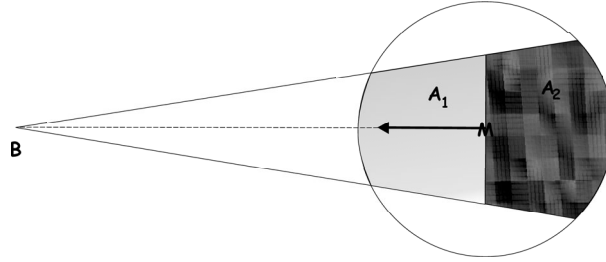


Figura 24. Ilustración de la región dispersora que causan los componentes de frecuencia tanto negativos como positivos cuando el terminal móvil está en movimiento, el TM se dirige hacia la EB.

con respecto a la componente de frecuencia Doppler cero. Cuando el móvil se mueve en dirección perpendicular a la componente de visibilidad directa, el área de la región A_1 es igual al área de la región A_2 , por lo tanto, el espectro Doppler es simétrico con respecto a la frecuencia Doppler cero. Esto se puede observar claramente en la figura 26.

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

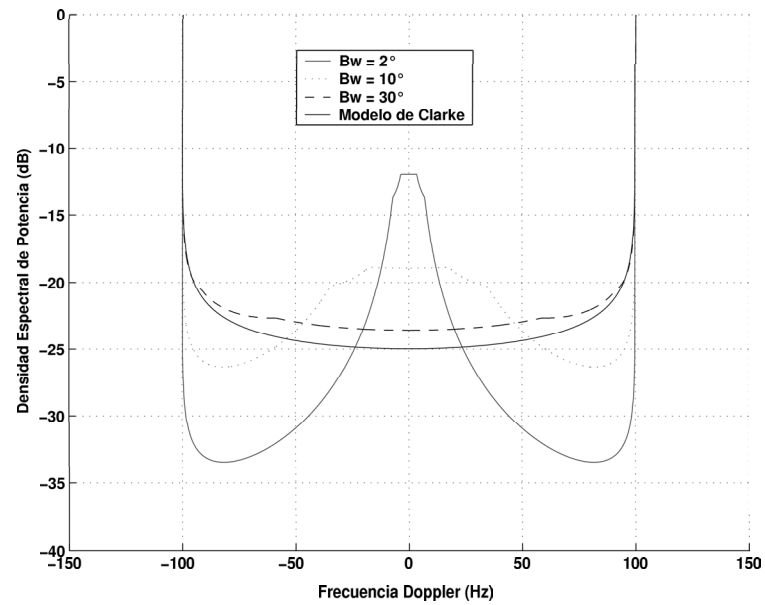


Figura 25. Espectro Doppler utilizando una antena direccional en la estación base comparado con el modelo de Clarke, en este caso el móvil se está desplazando a 90° con respecto a la componente de visibilidad directa

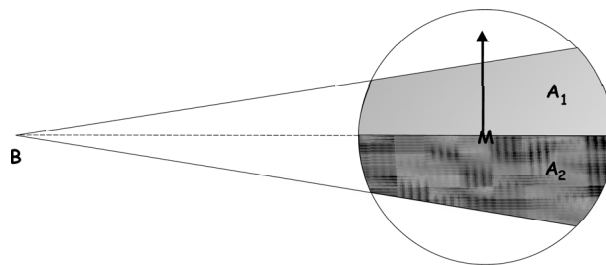


Figura 26. Ilustración de la región dispersora que causan los componentes de frecuencia tanto negativos como positivos cuando el terminal móvil está en movimiento, el TM se mueve perpendicular a la EB.

IV.5 Simulación y análisis numérico

IV.5.1 Simulación de dispersión angular

Si definimos a una relación R/D como una razón entre el radio de la región dispersora y la distancia de separación entre la estación base y el terminal móvil. En el caso límite, R/D puede tomar a la unidad como valor máximo². En base a esta razón, en la figura 27 muestra la respuesta obtenida a partir del proceso de simulación mediante MATLAB de la dispersión angular en función de la razón R/D . Esta gráfica se obtiene al evaluar la expresión cerrada expresada en la ecuación (30). Dado que se considera un entorno urbano densamente poblado se considera un exponente de pérdidas de propagación de 4 [Petrus, *et al*, 2002], y se grafica considerando diferentes número de multitrayectorias. La distancia entre estación base y terminal móvil se mantiene constante en $D=10\text{ km}$ y el radio de la región dispersora R es variable.

Con respecto a la figura 27, se puede observar que conforme la razón R/D se incrementa, la dispersión angular crece linealmente. Lo mismo ocurre cuando se considera un número mayor de multitrayectorias, ya que en este caso, la dispersión angular también crece de acuerdo a un patrón de comportamiento lineal.

También se puede observar que después de considerar un cierto número de multitrayectorias su impacto sobre la dispersión angular ya no es tan significativo. Esto

²Este valor es de acuerdo a la condición que establece el criterio de consideración para un entorno macrocelular, de no cumplirse esto, tanto el móvil como la estación base serían parte de la región dispersora formando un entorno microcelular

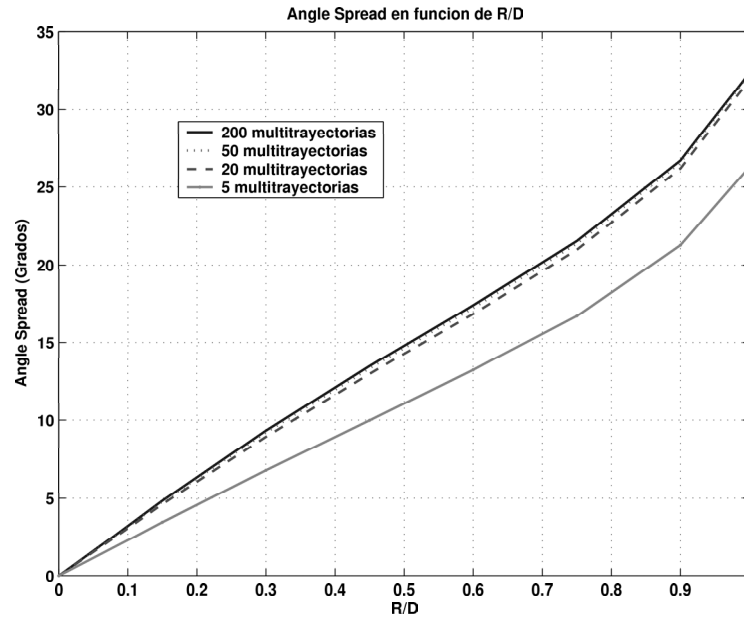


Figura 27. Gráfica de la dispersión angular en función de la razón del radio de la región dispersora y la distancia entre estación base y terminal móvil

ocurre para un número mayor a 200 multitrayectorias, en cuyo caso las curvas de dispersión prácticamente se superponen.

Esto conduce a la conclusión de que para realizar un análisis del efecto de las componentes multitrayectoria en la dispersión angular, no se requiere tomar en cuenta todas las multitrayectorias presentes, sino solamente un número que nos permita realizar el análisis de una manera precisa y sencilla, específicamente, considerando 200 componentes multitrayectoria.

Con el propósito de caracterizar de una manera más completa el patrón de comportamiento de la dispersión angular en el canal radio, con respecto a diferentes parámetros, en la figura 28 se define la respuesta de la dispersión angular en función de la distancia

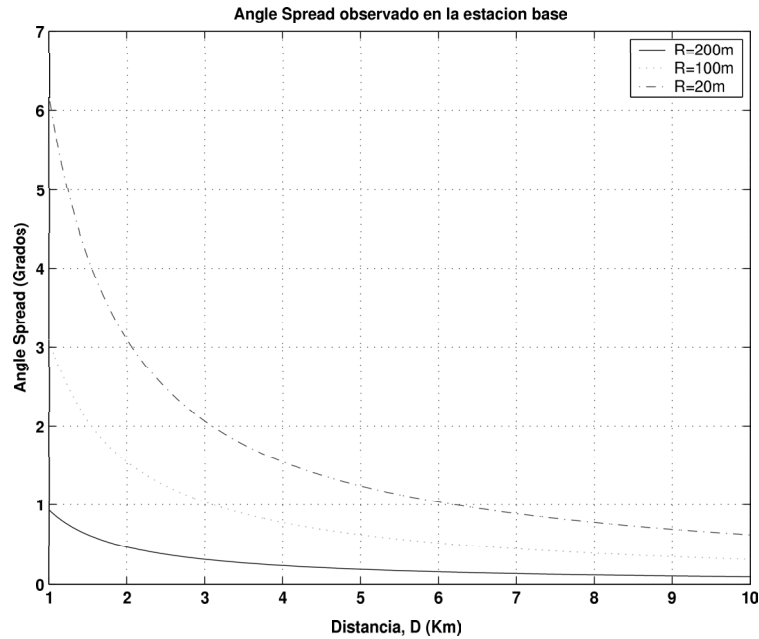


Figura 28. Dispersión angular en la estación base para varios valores de radio de separación entre la estación base y el terminal móvil.

De acuerdo al comportamiento mostrado en la figura 28, puede inferirse que conforme se incrementa la distancia de separación entre estación base y terminal móvil, el valor de la dispersión angular disminuye, esto se debe a que al incrementar D , la región angular que define las multitrayectorias que arriban a la estación base experimenta una reducción. Este decremento en la dispersión angular puede lograrse al incrementar la distancia entre estación base y terminal móvil, o bien al reducir el radio de la región dispersora.

Un aspecto de gran relevancia que se logra establecer a partir del comportamiento mostrado en esa misma gráfica, es que define la región de mayor cambio en relación a

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

Lo anterior sugiere que podrían considerarse distancias entre estación base y terminal móvil mayores, puesto que conforme se incrementa la distancia de separación entre ellos la dispersión angular disminuye, pero, la dispersión por tiempo aumenta. El comportamiento de la dispersión angular mostrado en la figura 28 representa un factor de gran relevancia, ya que R/D resulta ser un parámetro importante que no está definido para el caso de entornos macrocelulares y que es importante para definir las dimensiones del mismo.

A partir de la respuesta mostrada en la gráfica 28, puede observarse que los valores más adecuados para R y D considerando su impacto en la dispersión angular, son aquellos en los cuales la distancia entre estación base y terminal móvil es por lo menos tres veces mayor que el radio de la región dispersora.

IV.5.2 Simulación de la dispersión de retardo

Para la simulación de la dispersión de retardo en un entorno macrocelular, se utilizan las mismas consideraciones empleadas en la simulación angular, ya que la dispersión de

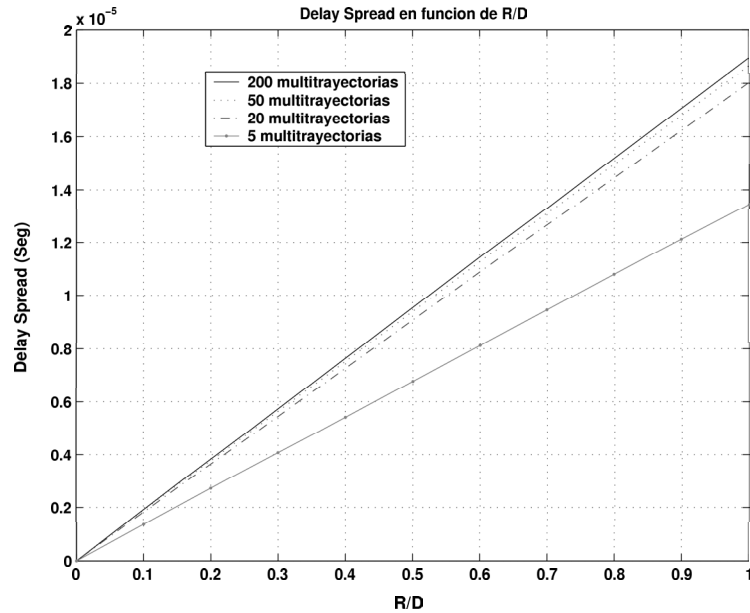


Figura 29. Gráfica de la dispersión de retardo en función de la razón del radio de la región dispersora y la distancia entre estación base y terminal móvil

retardo está basada en momentos centrales, Se considera un exponente de pérdidas de propagación de 4, y se grafica considerando diferentes número de multitrayectorias. La distancia entre estación base y terminal móvil se mantiene constante en $D=10\text{ km}$ y el radio de la región dispersora, R es variable.

En la figura 29 se muestra la respuesta de la dispersión de retardo para diferentes valores de la razón R/D , obtenida mediante un programa en MATLAB. Este comportamiento se obtiene al evaluar la ecuación (31).

A partir de la figura 29, se puede apreciar que la dispersión del retardo se incrementa linealmente conforme la razón R/D crece. Además, la dispersión del retardo disminuye para el caso en que se considera un número mayor de multitrayectorias. No obstante,

para los casos en se considera un número mayor de multitrayectorias (mayores de 20) se observa un comportamiento similar en cada una de las curvas representativas de la dispersión del retardo.

Por lo tanto, al igual que en la dispersión angular, no es necesario considerar todas la multitrayectorias presentes en el canal para realizar un estudio del comportamiento de este parámetro de dispersión dentro del entorno celular con el que interactúa la señal, ya que después de un cierto número de multitrayectorias, la respuesta de la dispersión temporal obtenida es prácticamente la misma.

IV.6 Conclusiones

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

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

Con este capítulo se ha conseguido caraterizar espacialmente el canal, por lo que

ahora se requiere 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, como plataforma para posteriormente analizar el arreglo circular uniforme, que es la estructura geométrica de arreglo de antenas, la cual es el motivo principal de esta tesis.

Capítulo V

Arreglos de antena

V.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 es el caso de los sistemas de antenas inteligentes, la forma en que se muestrea 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 posible y se debe tratar de cancelar cualquier 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 cuenta tan solo con una per-

spectiva 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 una radiación de baja directividad. Se requiere de una mayor diversidad espacial¹, 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, se puede obtener la directividad deseada en la radiación. Un arreglo de antenas puede ser utilizado de varias maneras para mejorar las prestaciones de un sistema de comunicaciones, pero la mejor manera es para cancelar la interferencia co-canal en un sistema de comunicaciones.

En este capítulo se estudiará el funcionamiento de los arreglos de antenas, desde el punto de vista de la recepción, enfocando el análisis en el arreglo lineal uniforme. Además se mostrará el análisis de parámetros para una mayor concentración de energía en una ubicación deseada.

¹Se define como diversidad espacial a la separación entre los elementos de un arreglo de antenas, necesaria para que las señales sean independientes cuando lleguen ya sea en el transmisor o en el receptor

V.2 Parámetros básicos de un arreglo de antena.

Las antenas pueden transmitir o recibir ondas de radio, según sea el caso. En el modo de recepción las antenas inducen las señales recibidas y las dirigen a un punto donde se encuentra una línea de transmisión. En todos los casos las antenas tienen características de directividad, ésto es que una densidad de potencia electromagnética es radiada desde una antena transmisora con intensidad que varía de acuerdo a un ángulo alrededor de la antena. Existen diferentes parámetros que definen a una antena [Stutzman, 1998], y que se describen a continuación:

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

Directividad Es la relación de la densidad de potencia en la dirección de la máxima potencia al promedio de la densidad de potencia en la misma distancia de la antena.

Polarización Es la dirección que toma el campo eléctrico asociado a la radiación de una antena cuanto transmite. Los tipos de polarización son lineal, circular y elíptica.

Impedancia Es la oposición al paso de las señales de entrada en las terminales de la antena.

Ancho de Banda Es el intervalo de frecuencias sobre el cual es aceptable el rendimiento de parámetros importantes de la antena.

Barrido Es el movimiento del patrón de radiación en el espacio libre. El barrido se realiza por movimientos mecánicos de la antena o electrónicamente.

V.3 Fundamentos de los arreglos de antena

Un arreglo de antena está conformado por elementos radiantes individuales dispuestos en una cierta configuración geométrica de tal forma que se logran obtener mejores características de ganancia y directividad que las conseguidas por cada uno de los elementos individuales. En la mayor parte de los casos, los elementos de un arreglo son idénticos. Esto representa una forma más conveniente, simple y práctica de tratar con los arreglos de antena. Los elementos que conforman el arreglo de antenas pueden ser de cualquier forma (tubos, 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, 1997]:

- La configuración geométrica del arreglo de antenas (lineal, circular, rectangular, elíptico, híbrido, 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.

V.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.

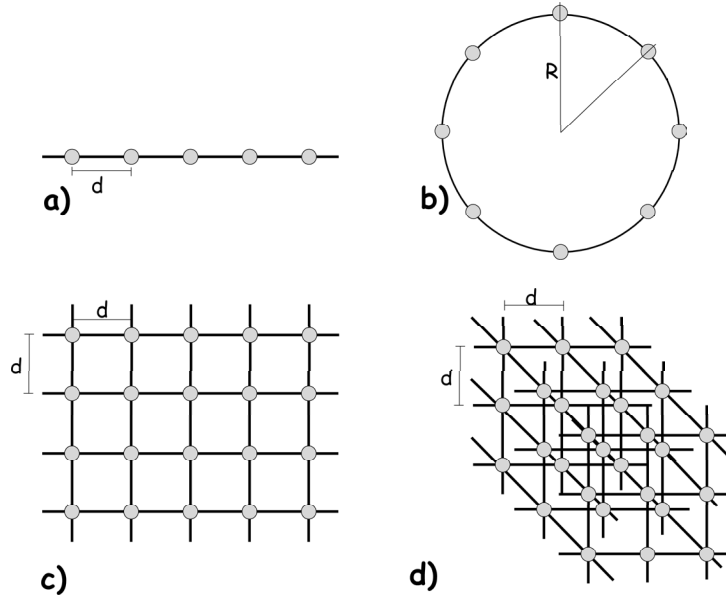


Figura 30. Distintas configuraciones geométricas para los arreglos de antenas: (a) arreglo lineal unidimensional; (b) arreglo circular; (c) arreglo de rejilla bidimensional; (d) arreglo tridimensional

En la figura 30, se muestran cuatro ejemplos de distintas configuraciones geométricas para los arreglos de antenas. En el primer ejemplo 30(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 30(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. En el tercer caso figura 30(c), se muestra la vista superior de una estructura bidimensional conocida como arreglo de rejilla. Los elementos se encuentran igualmente espaciados 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 ángulo azimutal y de elevación.

En la figura 30(d) se muestra un arreglo tridimensional, el cual aún se encuentran bajo prueba. En las siguientes secciones de este capítulo, se enfocará el análisis de los arreglos de antenas desde la perspectiva de la configuración del arreglo lineal uniforme.

Estos arreglos de antenas ofrecen la capacidad de dirigir electrónicamente el patrón de radiación generado por el mismo arreglo. Esto se logra cambiando la fase y excitación de cada elemento de antena en el arreglo, con lo cual el patrón de radiación puede ser barrido a través del espacio. El arreglo es entonces llamado **arreglo de fase**. Los arreglos de fase tienen muchas aplicaciones, principalmente de radar y de comunicaciones móviles.

V.5 Arreglo de fase.

Los arreglos de fase tienen ciertos niveles de inteligencia, dependiendo de la forma cómo se generan su patrón de radiación. Una serie de definiciones utilizadas comúnmente se

describen a continuación [Lehne y Pettersen, 2000]

Lóbulo conmutado Esta es la técnica más simple, y comprende solo una función de conmutación básica entre antenas directivas separadas o lóbulos predefinidos de un arreglo.

Arreglo de fase dinámico Incluye un algoritmo que determina la dirección de arribo (DOA) de la señal recibida del usuario, puede realizar el rastreo continuo de la señal puede y esto puede ser visualizado como una generalización del concepto de lóbulo conmutado. En este caso, la potencia recibida es maximizada.

Arreglo adaptativo Este tipo de arreglo el patrón de radiación puede ajustarse para anular a los interferentes. Además el patrón de radiación puede adaptarse para recibir señales multitrayectorias, las cuales pueden ser combinadas utilizando algoritmos especiales y técnicas de diversidad espacial. Estas técnicas pueden maximizar la relación señal a ruido SINR.

Los arreglos de fase que se utilizan más frecuentemente en sistemas de arreglos de antenas son los arreglos adaptativos, ya que su patrón de radiación puede adaptarse a las condiciones de la señal recibida en el arreglo, y ésta es una de las características primordiales para un sistema de arreglos de antenas.

V.6 Arreglo lineal uniforme

El arreglo lineal uniforme es el arreglo más elemental y utilizado en sistemas de antenas inteligentes [Stutzman, 1996], en el cual los elementos de antena son colocados a lo largo de un eje e igualmente espaciados entre sí. Estos elementos de antena se ordenan en forma lineal equidistante para generar un patrón de radiación directivo. El patrón de radiación de este arreglo se determina por el número y tipo de elementos utilizados.

El patrón de radiación resultante de un arreglo lineal de antenas es llamado **factor de arreglo**. El factor de arreglo determina la relación de las señales recibidas disponibles a la salida del arreglo de antena. En la figura 31 se muestra un arreglo lineal equidistante de elementos individuales isotrópicos, donde $\mathbf{d}$ es el espaciamiento entre elementos de antena.

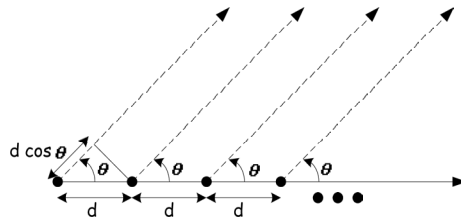


Figura 31. Arreglo lineal uniforme de n elementos

V.7 Factor de arreglo de un arreglo lineal

Considerando un arreglo lineal, como el mostrado en la figura 31 en el cual las amplitudes de las señales que llegan con un ángulo son idénticas ($A = A_1 = A_2 = A_3 = A_N$). De tal modo que el desfaseamiento de la señal entre elementos de antena es:

$$A.e^{j\psi} \quad (49)$$

Donde:

$$\psi = k.d. \cos \theta + \beta \quad (50)$$

Siendo k una constante de fase definida por:

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (51)$$

Donde β es una constante de retardo de fase entre cada elemento adyacente del arreglo de antenas y k es una constante de fase del arreglo lineal. De cualquier forma, el desfaseamiento de las señales que llegan a los N elementos de antena es:

$$AF = A. \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\psi} \quad (52)$$

$$AF = A.(1 + e^{j\psi} + \dots + e^{(N-1)\psi}) \quad (53)$$

multiplicando la ecuación (53) por $e^{j\psi}$ obtenemos:

$$AF.e^{j\psi} = A.(e^{j\psi} + e^{j2\psi} \dots + e^{jN\psi}) \quad (54)$$

sustrayendo (53) de (54) obtenemos

$$AF.(1 - e^{jN\psi}) = A.(1 - e^{j\psi}) \quad (55)$$

o también

$$AF = A.\frac{(1 - e^{jN\psi})}{(1 - e^{j\psi})} \quad (56)$$

reescribiendo (56) de forma más conveniente obtenemos

$$AF = A.\frac{e^{jN\psi} - 1}{e^{j\psi} - 1} \quad (57)$$

$$AF = A.\frac{e^{jN\psi/2}}{e^{j\psi/2}} \frac{e^{jN\psi/2} - e^{jN\psi/2}}{e^{j\psi/2} - e^{j\psi/2}} \quad (58)$$

$$AF = Ae^{j(N-1)\psi/2} \frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \quad (59)$$

El factor de fase $e^{j(N-1)\psi/2}$ no es tan importante, al menos que la señal de salida del arreglo sea combinada posteriormente con la señal de salida de otra antena. De hecho, si el arreglo fuese centrado en el origen, el factor de fase no estaría presente dado que éste representa el desfasamiento del arreglo relativo a la fase del arreglo en el origen. Despreciando el factor de fase en la ecuación (59), obtenemos.

$$AF = A \cdot \frac{\text{sen}(N\psi/2)}{\text{sen}(\psi/2)} \quad (60)$$

Esta expresión es máxima para $\psi = 0$ y el máximo valor de la ecuación (53) es entonces.

$$AF(\psi = 0) = A \cdot (1 + 1 + \dots + 1) = A \cdot N \quad (61)$$

dividiendo la ecuación (60) entre la ecuación (61), obtenemos el factor de arreglo normalizado.

$$f(\psi) = \frac{\text{sen}(N\psi/2)}{N \cdot \text{sen}(\psi/2)} \quad (62)$$

Este el factor de arreglo normalizado para un arreglo lineal equidistante de $\mathbf{N}$ elementos de antena, centrado en el origen con respecto al plano coordenado. Este factor de arreglo representa el patrón de radiación generado aplicando la ecuación (62) para diferente número de elementos de antena.

Si aplicamos el módulo cuadrado a la ecuación (62), entonces obtenemos la potencia

normalizada tal que:

$$P(\psi) = |F(\psi)|^2 \quad (63)$$

finalmente

$$P(\psi) = \frac{\text{sen}^2 \frac{N}{2} \psi}{N^2 \text{sen}^2 \frac{1}{2} \psi} \quad (64)$$

Este es el factor de arreglo normalizado para un arreglo lineal equidistante de $\mathbf{N}$ elementos de antena, centrado en el origen con respecto al plano coordenado. Este factor de arreglo representa el patrón de radiación de un arreglo lineal de antenas, en la figura 32 se muestra el patrón de radiación generado aplicando la ecuación (64) para diferente número de elementos de antena mediante el diseño de un programa en MATLAB.

De la figura 32 se observa que a mayor número de elementos de antena, el patrón de radiación cada vez más directivo; es decir, el ancho de sus lóbulos es cada vez menor según se aumente el número de elementos de antena. La cantidad de lóbulos generados en cada patrón de radiación depende del número de elementos de antena y de la separación entre estos mismos elementos. Con dichos parámetros del arreglo se pueden cambiar las características del patrón de radiación según las necesidades de nuestro sistema, aunque para ciertas características de transmisión como en entornos macrocelulares existen parámetros de radiación óptimos, los cuales se analizan en la sección V.9.

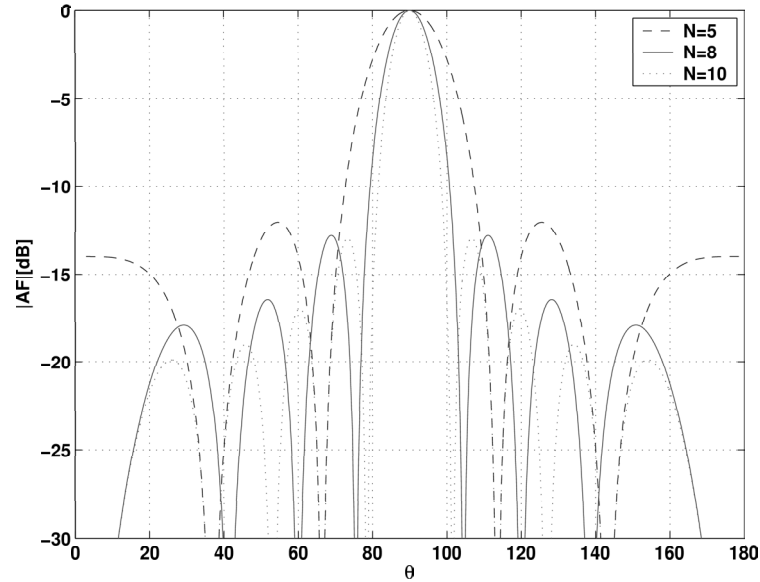


Figura 32. Patrón de radiación del factor de arreglo de un arreglo lineal equidistante para diferente número de elementos de antena

Para comprender el comportamiento que ocurre en un patrón de radiación cuando se modifica tanto el número de elementos así como la separación entre ellos, en la siguiente sección se presenta un análisis del comportamiento del patrón de radiación para cada caso.

V.8 Parámetros óptimos de un arreglo lineal Uniforme.

Mediante el diseño de un programa de simulación en MATLAB se determinó el comportamiento del patrón de radiación del factor de arreglo en base a la ecuación (14).

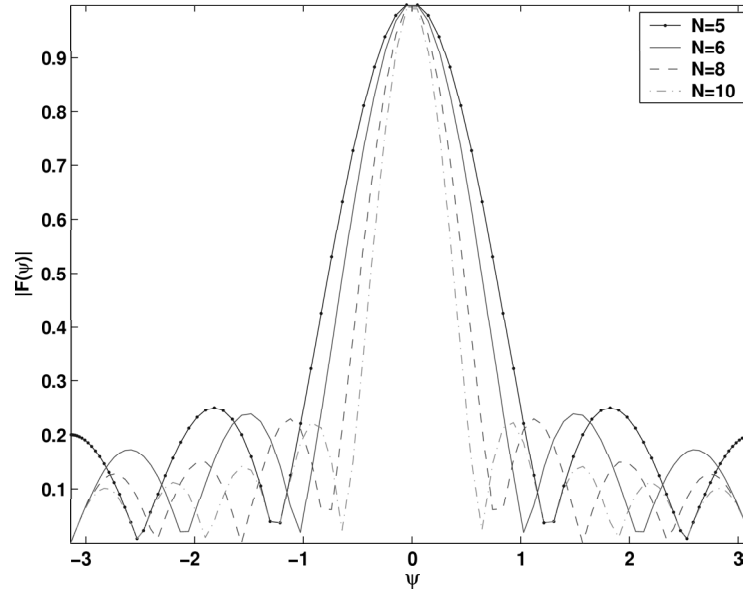


Figura 33. Factor de arreglo para un arreglo lineal equidistante para diferente número de elementos

Las figuras 33 y 34 muestra el patrón de radiación generado para diferente número y espaciamiento entre elementos.

Para un arreglo lineal de 5, 6, 8 y 10 elementos, separados a una distancia de $d/\lambda = 0.5$, se obtiene el patrón de radiación que se muestra en la figura 33. Se puede apreciar como el patrón de radiación varía ligeramente para un arreglo de 6 elementos a 8, haciéndose más angosto. Por lo tanto el patrón de radiación se comporta de una manera más directiva, mientras que la variación del patrón de radiación para un arreglo lineal de 10 elementos con respecto a uno de 8 se puede decir que es mínima. En esta situación el patrón de radiación es más angosto pero a cambio se están generando más lóbulos laterales, lo cual es un efecto no deseable en un sistema de arreglos de antenas.

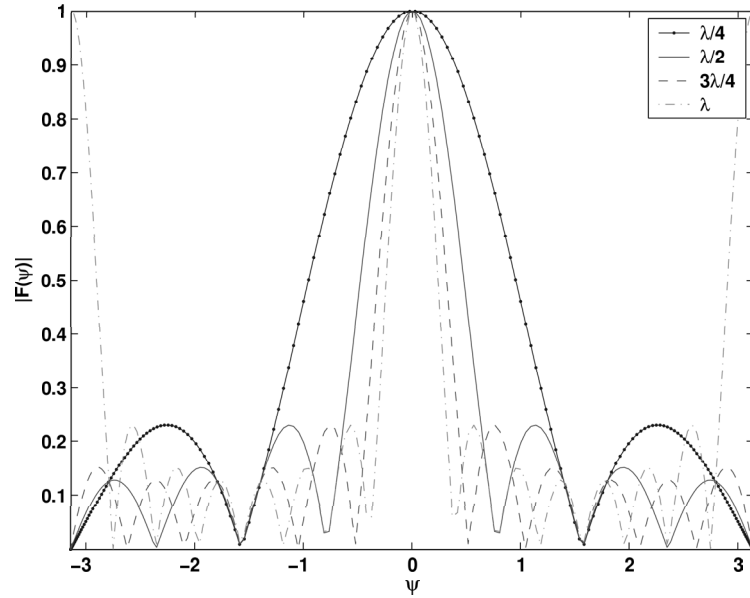


Figura 34. Factor de arreglo para un arreglo lineal equidistante en función del espaciamiento entre elementos

Ahora tomando en cuenta un arreglo lineal de 8 elementos, pero separados a una distancia de $d/\lambda = 0.25, 0.5, 0.75$ y 1 , se obtiene el patrón de radiación que se muestra en la figura 34. Entre mayor sea la distancia de separación entre elementos, el patrón de radiación se hace más angosto, pero a su vez se van generando lóbulos laterales, para una separación de $d/\lambda = 0.5$ se genera un patrón de radiación lo suficientemente directivo y con una cantidad de lóbulos laterales menores.

En el siguiente apartado se muestran los parámetros óptimos para un arreglo lineal uniforme equidistante, con dichos parámetros del arreglo de antenas se pueden cambiar las características del patrón de radiación según las necesidades de nuestro sistema, aunque para ciertas características de transmisión como el tipo de entorno que se emplea

existen parámetros de radiación adecuados [Muñoz, 2002].

Hasta este momento se han mostrado las gráficas del patrón de radiación en función del número de elementos $\mathbf{N}$ y el espaciamiento entre elementos $\mathbf{d}$, tanto el número de elementos como el espaciamiento entre ellos se consideran parámetros críticos para determinar el factor de arreglo de un arreglo lineal de antenas. Para analizar el valor numérico de los parámetros óptimos, consideramos que las señales llegan al arreglo de antenas en un intervalo angular de $[0, \pi]$. Con estos argumentos se procede a analizar dichos parámetros utilizando la ecuación del factor de arreglo presentada en la ecuación (62) y considerando los siguientes parámetros críticos.

- | | |
|--|-------------------|
| 1. Número de elementos ($\mathbf{N}$) | 5, 6, 8 y 10 |
| 2. Espaciamiento entre elementos (λ) | 1/4, 1/2, 3/4 y 1 |
| 3. Intervalo angular (θ) | $[0, \pi]$ |

Regresando a las figuras 33 y 34 se pueden concluir algunas condiciones con respecto al análisis del espaciamiento entre elementos de antena y número de elementos, de tal forma que los siguientes puntos indican estas condiciones [Muñoz, 2002].

1. Si el espaciamiento entre elementos de antena (d/λ) aumenta, el lóbulo principal disminuye y se crean mayor número de lóbulos laterales en un periodo $f(\psi)$.

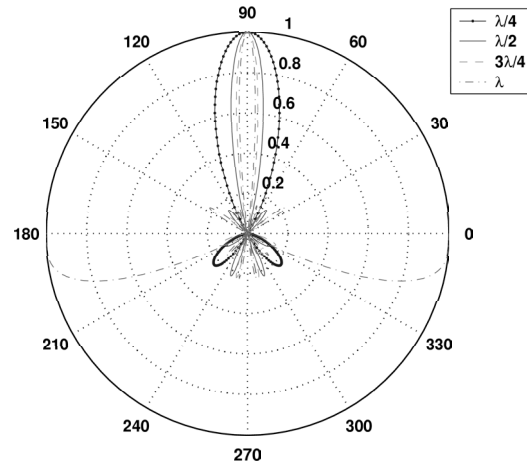


Figura 35. Gráfica polar del patrón de radiación de un arreglo lineal en función del espaciamiento entre elementos de antena

2. Si N aumenta, el lóbulo principal disminuye, de manera tal que la directividad del arreglo de antena se incrementa también.
3. Si N aumenta, existirá mayor número de lóbulos laterales en un periodo $f(\psi)$. De hecho, el número total de lóbulos en un periodo $f(\psi)$ es igual a $N-1$, de tal forma que existirán $N-2$ lóbulos laterales y un lóbulo principal en cada periodo.
4. Los picos de los lóbulos laterales se reducen con el número de N .

Como se mostró en las figuras 33 y 34 el factor de arreglo es una función de ψ . Esta forma es conveniente para cálculos matemáticos y simulaciones, pero generalmente lo que deseamos son gráficas polares en términos de ángulo polar θ . Las figuras 35 y 36 muestran el patrón de radiación en una gráfica polar en función de número de elementos de antena y el espaciamiento entre elementos.

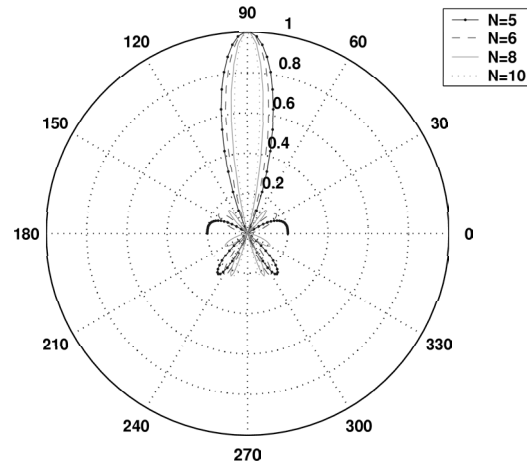


Figura 36. Gráfica polar del patrón de radiación de un arreglo lineal para diferente número de elementos de antena

Mediante el diseño de un programa de simulación en MATLAB se determinó el comportamiento del patrón de radiación del factor de arreglo en base a la ecuación (62), obteniendo su carta polar. En las figuras 35 y 36 podemos comprobar los resultados obtenidos en la figura 33 y 34, se observa que entre mayor sea el espaciamiento entre elementos de antena, el lóbulo principal es más angosto, por lo tanto, su patrón de radiación es más directivo, pero en consecuencia se genera mayor número de lóbulos laterales, los cuales interfieren al generarse otros patrones de radiación en el mismo sistema. Por otra parte, si el espaciamiento entre elementos de antena es cada vez menor, el número de lóbulos laterales se reduce hasta el punto de tener casi una interferencia nula con los demás patrones de radiación. La desventaja de un espaciamiento menor entre elementos es que su lóbulo principal es muy poco directivo, y en un sistema de antenas inteligentes se requiere que un patrón de radiación sea lo más directivo posible,

pero sin llegar al grado de que sus nulos generados interfieran con otros patrones de radiación generados por el mismo sistema de antenas.

Para un espaciamiento entre elementos de antena equivalente a $\lambda/2$, el lóbulo principal presenta dimensiones aceptables en cuanto al ancho del mismo lóbulo se refiere, y la generación de lóbulos laterales no es mayor tal que exista interferencia considerable con otros patrones de radiación generados por el mismo sistema de antenas. Entonces, si tomamos en cuenta estas conclusiones basadas en las figuras 33, 34, 35 y 36, con respecto al espaciamiento entre elementos de antena se concluye que un espaciamiento adecuado de elementos de antena para un arreglo lineal uniforme es $\lambda/2$.

De la figura 36 se observa que si el número de elementos de antena aumenta, su patrón de radiación es más directivo. Si consideramos que después de ocho elementos de antena la reducción del lóbulo principal no es muy significativa, como se muestra en dicha figura, esa pequeña reducción en el lóbulo no justifica que se aumente el número de elementos. Entre más elementos de antena, el sistema de antenas inteligentes se convertiría en un sistema más complejo para su operación a un mayor costo económico. Debido a lo anteriormente mencionado y basándonos en las figuras 33, 34, 35 y 36, se concluye que el número adecuado de elementos de antena para un arreglo lineal uniforme es de ocho elementos [Muñoz, 2002].

V.9 Parámetros de radiación de un arreglo lineal

Un patrón de radiación $F(\theta, \phi)$ se define como la variación angular del nivel de radiación alrededor de la antena, incluyendo desde uno a varios lóbulos. Esto es quizá la característica más importante de una antena. En seguida se presentan varios parámetros asociados al patrón de radiación de un arreglo lineal, por otra parte se presentan el desarrollo matemático para calcular dichos parámetros de radiación, con el objetivo de conocer los parámetros críticos y óptimos que determinan el comportamiento básico de un arreglo lineal uniforme.

La figura 37 muestra el concepto de un patrón de radiación típico de un arreglo lineal uniforme en forma de gráfica polar con unidades lineales. Este patrón de radiación consiste de varios lóbulos, donde el lóbulo principal es el que contiene la máxima dirección de radiación, así como también una serie de lóbulos más pequeños llamados lóbulos laterales menores. Cualquier otra lóbulo que no sea el lóbulo principal será llamado lóbulo menor.

La radiación de una antena se representa matemáticamente a través de su función de patrón de radiación o factor de arreglo, $F(\psi)$ para campo y $P(\psi)$ para potencia, tal como se analizó en la sección V.7. Existen básicamente cuatro parámetros comunes que indican las características del patrón de radiación de un arreglo lineal de antenas, las cuales son las siguientes; *Nivel Relativo del Lóbulo Lateral (SLL)*, *Ancho de Haz a Potencia Media (HPBW)*, *Ancho de Lóbulo entre los primeros Nulos (BWFN)* y la

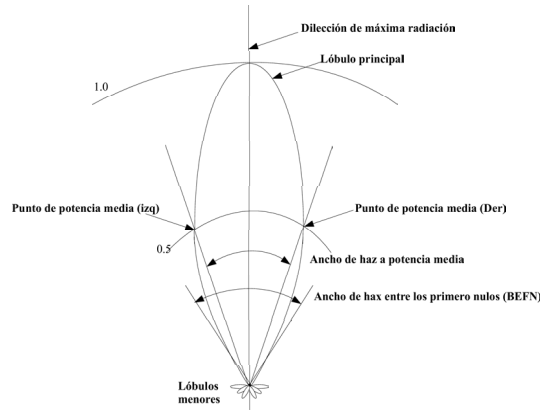


Figura 37. Patrón de radiación típico de un arreglo lineal

Directividad, este último es un parámetro que abarca gran parte de las características de los tres parámetros anteriores.

V.9.1 Nivel relativo del lóbulo lateral

Una medida del grado de concentración de la potencia dentro del lóbulo principal es el nivel relativo del lóbulo lateral, dado por la relación del valor del pico del patrón del lóbulo lateral al valor del pico del patrón del lóbulo mayor. El nivel del lóbulo lateral más grande para el patrón completo es el máximo nivel relativo del lóbulo lateral (SLL) *Side Lobe Level*. Sus unidades de medición son decibeles y es denotado por la siguiente relación [Stutzman, 1999].

$$SLL_{dB} = 20 \log \left| \frac{F(SLL)}{F(max)} \right| \quad (65)$$

donde $|F(max)|$ es el máximo valor de la magnitud del patrón y $|F(SLL)|$ es el valor del patrón de la magnitud del lóbulo lateral más grande. Para un patrón normalizado $|F(max)| = 1$.

La mejor forma de visualizar el SLL de un patrón de radiación, es obteniendo una gráfica del comportamiento del SLL con respecto al número de antenas utilizados en el arreglo. En cuanto al espaciamiento entre elementos, será utilizada la distancia mínima $d = \lambda/2$ para evitar el acoplamiento mutuo, representando éste una interdependencia de las señales muestreadas por el arreglo de antenas debido a que el espaciamiento entre elementos de antena es muy pequeño. Esto generaría mayor número de lóbulos adyacentes no deseados.

Debido a que el comportamiento del SLL representa una aproximación numérica, que puede obtener utilizando varias simulaciones para diferentes número de elementos de antena, se necesita conocer el ángulo al cual radia el lóbulo lateral de mayor magnitud. De esta forma se puede aplicar la ecuación (65), con diferentes magnitudes obtenidas en cada simulación con diferente número de antenas en el arreglo lineal. En referencia a la ecuación (62) del factor de arreglo, la cual genera máximos secundarios (máxima magnitud de lóbulos menores), éstos ocurren aproximadamente cuando el numerador de la ecuación (62) alcanza su máximo valor. Esto es:

$$\left. \sin\left(\frac{N}{2}\psi\right) \right|_{\theta=\theta_s} = \left. \sin\left[\frac{N}{2}(kdcos\theta + \beta)\right] \right|_{\theta=\theta_s} \approx \pm 1 \rightarrow \frac{N}{2}(kdcos\theta + \beta) \Big|_{\theta=\theta_s}$$

$$\approx \left(\frac{2s+1}{2} \right) \pi \rightarrow \theta_s \approx \cos^{-1} \left\{ \frac{\lambda}{2\pi d} \left[-\beta \pm \left(\frac{2s+1}{N} \pi \right) \right] \right\} \quad (66)$$

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

donde s es el orden del nulo. esta expresión puede escribirse como:

$$\theta_s = \frac{\pi}{2} - \sin^{-1} \left\{ \frac{\lambda}{2\pi d} \left[-\beta \pm \left(\frac{2s+1}{N} \right) \pi \right] \right\}; s = 1, 2, 3, \dots \quad (67)$$

donde θ_s es el ángulo en el cual el máximo secundario del lóbulo menor está presente.

Una vez que se deduce el ángulo de radiación del segundo máximo secundario, se procede a diseñar un programa de simulación en plataforma MATLAB considerando los siguientes parámetros para realizar dicha simulación.

- | | |
|--------------------------------------|--------------------|
| 1. Espaciamiento entre elementos | $d = \lambda/2$ |
| 2. Número de elementos (λ) | 1 a 12 |
| 3. Constante de retardo de fase | $\beta = 0$ |
| 4. Constante de fase | $k = 2\pi/\lambda$ |
| 5. Número de patrones de radiación | 40 |

Particularmente en el último parámetro, se sabe que el SLL es una aproximación numérica, por lo cual se necesita considerar varios patrones de radiación entre 1 y 12 elementos de antena. De esta manera se puede obtener la relación presentada en la

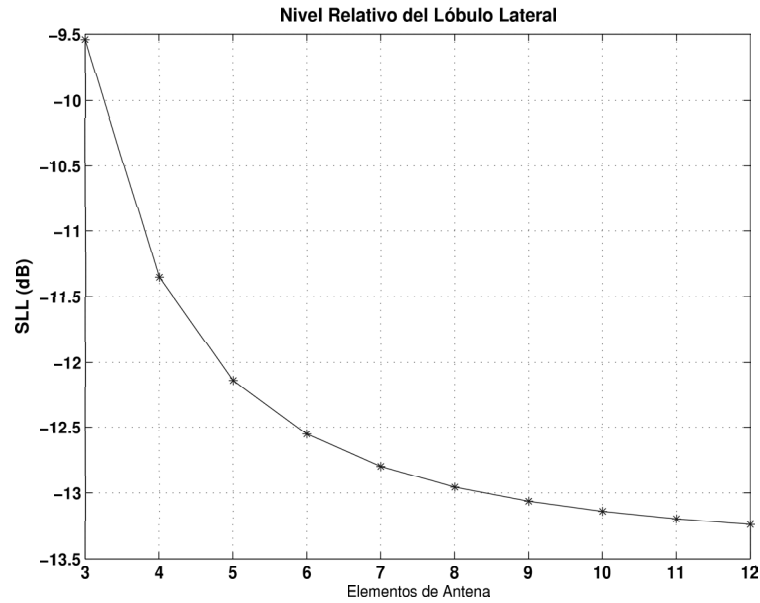


Figura 38. SLL para diferente número de elementos de antena

ecuación 65 para cada uno de estos patrones de radiación. La figura 38 muestra el comportamiento del SLL para un arreglo lineal con respecto al número de elementos de antena utilizados en el arreglo, de tal forma que se pueda deducir el número óptimo de elementos de antena en base al comportamiento del SLL. De la figura (38) se observa que el SLL es relativamente grande para arreglos con bajo número de elementos de antena, pero para ocho elementos o más, el SLL es aproximadamente de -13 dB, el cual es un valor adecuado para arreglos lineales [Muñoz, 2002].

V.9.2 Ancho del lóbulo a potencia media (HPBW).

El ancho del lóbulo mayor de un patrón de radiación se obtiene a través del parámetro HPBW, el cual se define como la separación angular de los puntos donde la potencia del patrón de radiación en el lóbulo mayor igual a un medio del valor máximo. Este parámetro puede ser calculado aproximando los valores del factor de arreglo a $1/\sqrt{2}$. De la ecuación (62) obtenemos:

$$\frac{N}{2}\psi = \frac{N}{2}(kd\cos\theta_h + \beta) = 1.391 \quad (68)$$

Despejando

$$\theta_h = a \cos \left[\frac{\lambda}{2\pi d} \left(-\beta \pm \frac{2.782}{N} \right) \right] \quad (69)$$

El HPBW se obtiene, utilizando la igualdad $\beta = -kd \cos\theta_0$

$$\theta_{h_{1,2}} = a \cos \left[\frac{\lambda}{2\pi d} \left(-\beta \pm \frac{2.782}{N} \right) \right] \quad (70)$$

El ancho total del lóbulo es:

$$HPBW = \theta_{h_1} - \theta_{h_2} \quad (71)$$

$$HPBW = a \cos \left[\frac{\lambda}{2\pi d} \left(kd \cos \theta_0 - \frac{2.782}{N} \right) \right] - a \cos \left[\frac{\lambda}{2\pi d} \left(kd \cos \theta_0 + \frac{2.782}{N} \right) \right] \quad (72)$$

Dado que $K = \frac{2\pi}{\lambda}$, entonces

$$HPBW = a \cos \left[\cos \theta_0 - \frac{2.782}{Nkd} \right] - a \left[\cos \theta_0 + \frac{2.782}{Nkd} \right] \quad (73)$$

La ecuación (73) es aquella con la cual se determina el HPBW de un patrón simétrico alrededor de θ_h (ángulo al punto de potencia media). Ahora, se puede utilizar esta ecuación para utilizar el espaciamiento óptimo d/λ para el arreglo lineal de antenas. Los parámetros considerados para realizar la simulación del HPBW son los siguientes:

- | | |
|--|------------------|
| 1. Número de elementos | 4, 6, 8, 10 y 12 |
| 2. Espaciamiento entre elementos (d/λ) | 0.2 a 2 |
| 3. Dirección de radiación angular (θ) | 90° |

La figura 39 muestra el comportamiento del HPBW considerando diferente número N de elementos de antena.

De la figura 39 se observa que para $n = 8$ elementos de antena, o más, el comportamiento del HPBW mantiene casi la misma línea y no hay diferencia considerable entre el número de antenas utilizado en el arreglo. Considerando el comportamiento analizado anteriormente para más de ocho elementos de antena, se determina que el

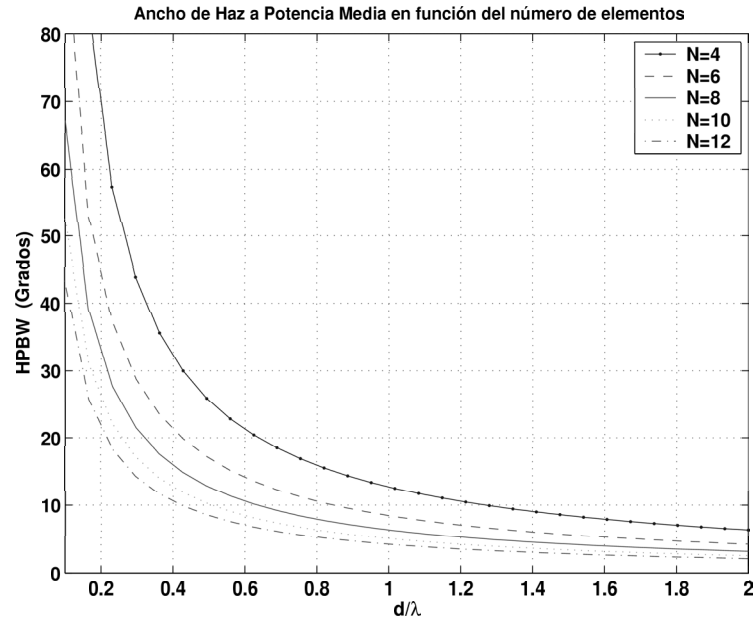


Figura 39. HPBW con respecto al espaciamiento entre elementos

número mínimo y también óptimo de elementos de antenna para un arreglo con respecto al HPBW es de **8 elementos de antenna**.

Una desventaja del arreglo lineal uniforme es que el ancho del lóbulo mayor no es constante cuando radia hacia otras direcciones angulares. Utilizando la ecuación (73) se puede analizar el comportamiento del HPBW con respecto a diferentes direcciones angulares para diferente número de elementos de antenna. La figura (40) muestra el comportamiento del HPBW para patrones de radiación con diferente dirección angular utilizando un espaciamiento d/λ entre elementos de antenna.

De la figura 40 se observa que para 90° el HPBW es menor que en cualquier otra dirección, lo que nos indica que un patrón de radiación alcanza su máximo en esta

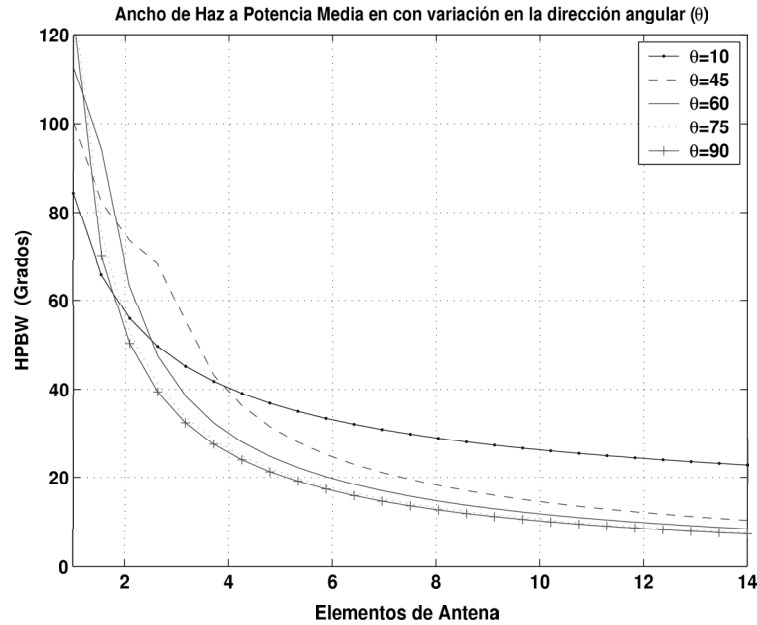


Figura 40. HPBW para diferente dirección angular del patrón de radiación

dirección angular, tal y como fue mencionado anteriormente. Considerando otra dirección angular, este parámetro no toma los mismos valores, pudiéndose pensar que para ángulos cercanos a 90° la potencia concentrada en el lóbulo principal seguiría cercanamente el comportamiento del HPBW para dicho ángulo, pero esto no es necesariamente cierto. Por ejemplo, para un patrón de radiación con dirección angular de 75° , su HPBW es mayor que para un patrón con dirección a 60° .

La dirección angular de 45° es donde el ancho del lóbulo mayor alcanza su menor HPBW, después de la dirección angular a 90° . Para ángulos pequeños y un bajo número de elementos de antena, el HPBW es muy grande, tal y como se muestra en la figura 40 para una dirección angular equivalente a 10° . Finalmente, se observa que con ocho

elementos de antena, el comportamiento del HPBW con todos los angulos mostrados, presenta las trayectorias más constantes para cada elemento de antena, de hecho, la distancia entre cada una de ellas es la menor que se presenta si consideramos la trayectoria para todos los elementos de antena.

V.9.3 Ancho del lóbulo entre los primeros nulos (BWFN)

Una medición del ancho del lóbulo mayor de un patrón de radiación generado por un arreglo lineal uniforme, está dada por el ancho del lóbulo entre los primeros nulos.

De acuerdo a la ecuación (62) los nulos del lóbulo principal están presentes cuando el factor del arreglo tiende a cero, de tal forma que:

$$\begin{aligned} \sin\left(\frac{N}{2}\psi\right) = 0 \Rightarrow \frac{N}{2}\psi\Big|_{\theta=\theta_n} &= \pm n\pi \Rightarrow \theta_n = \cos^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d}\left(-\beta \pm \frac{2n}{N}\pi\right)\right] \quad (74) \\ n &= 1, 2, 3, \dots \\ n &\neq N, 2N, 3N \dots \end{aligned}$$

Los valores de $\mathbf{n}$ determinan el orden de los nulos ($1^{\text{er}}, 2^{\text{do}}, \text{etc}$). Si existe un cero en el argumento $\cos^{-1}(x)$ no puede exceder la unidad, de tal forma que el número de nulos que pueden existir estarán en función de la separación entre elementos d y la diferencia de excitación de fase β . El máximo valor ocurre cuando en la ecuación (62) se cumple

que:

$$\begin{aligned}\frac{\psi}{2} &= \frac{1}{2}(k d \cos \theta + \beta) \Big|_{\theta=\theta_m} = \pm m\pi \\ \theta_m &= \cos^{-1} \left[\frac{\lambda}{2\pi d} \left(-\beta \pm \frac{2n}{N} \pi \right) \right]. \\ m &= 0, 1, 2, \dots\end{aligned}\tag{75}$$

El factor de arreglo de (62) tiene solamente un máximo y ocurre cuando $m = 0$ en (75) y cuando no hay excitación de fase, de tal modo que $\beta = 0$, entonces:

$$\theta_m = \cos^{-1} \left(\pm \frac{\lambda}{Nd} \right),\tag{76}$$

el BWFN es entonces:

$$BWFN = \left| \theta_{m_{izq}} - \theta_{m_{der}} \right|.\tag{77}$$

re-escribiendo la ecuacion(77)

$$BWFN = \cos^{-1} \left(-\frac{\lambda}{Nd} \right) - \cos^{-1} \left(\frac{\lambda}{Nd} \right).\tag{78}$$

La ecuación (78) determina el ancho del lóbulo mayor entre los primeros nulos

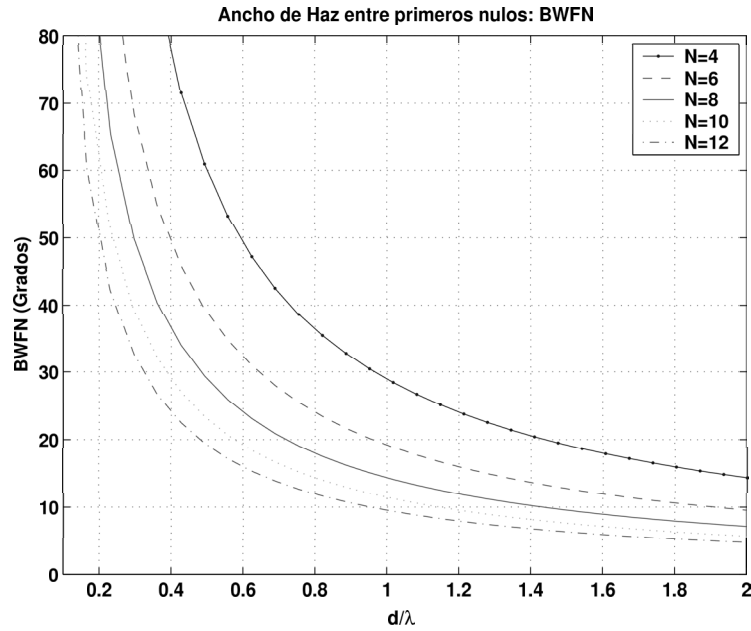


Figura 41. BWFN para diferente número de elementos de antena

(BWFN) para un patrón de radiación de un arreglo lineal uniforme.

La figura 41 muestra un análisis del BWFN considerando diferente número de elementos de antena utilizando un barrido normalizado d/λ en el eje de las abcisas, de tal forma que se observe el comportamiento del BWFN con respecto al espaciamiento entre elementos de antena.

De la figura 41 se observa que para d/λ mayor, el BWFN se va haciendo más pequeño. Pero para valores mayores a $d/\lambda = 0.5$, existirán más lóbulos laterales no necesarios en el patrón de radiación.

Para un número de elementos de antena menor a 8, el BWFN es muy grande, y para un número mayor de 8 este parámetro sigue casi el mismo comportamiento para

cualquiera de ellos, por lo tanto, no es necesario aumentar el número de elementos de antena a más de 8. De esta manera, se confirma que el número óptimo para el comportamiento del BWFN es el mismo que el que se analizó con el parámetro anterior.

V.9.4 Directividad de un arreglo lineal uniforme

Un parámetro muy importante de un arreglo lineal, es aquel que nos indica que tanto la energía está concentrada en una dirección determinada, relativa a la distribución de energía radiada en el espacio. Este parámetro es conocido como ***directividad*** de un arreglo lineal y es igual a su ganancia en potencia si el arreglo de antenas es 100% eficiente.

Generalmente la ganancia en potencia se expresa con respecto a una referencia tal como una radiación isotrópica y la directividad total se determina por completo de un patrón de radiación. La ganancia del arreglo puede determinarse multiplicando la directividad del arreglo por la eficiencia del arreglo de antenas. La directividad de un arreglo lineal de antenas se determina multiplicando el patrón isotrópico de cada elemento de antena por el factor de arreglo. La expresión de directividad de un arreglo lineal de antenas se obtiene según el siguiente planteamiento.

El vector puntero ($\mathbf{P}$) o densidad de potencia, es el flujo de potencia electromagnética por unidad de área ($Watt/m^2$). La potencia radiada cruzando una superficie $\mathbf{S}(\mathbf{W})$ está definida por:

$$W = \int \int \mathbf{P} \cdot d\mathbf{s} = \int \int P ds. \quad (79)$$

Donde P es el componente radial de $\mathbf{P}$ y ds es un área infinitesimal en $\mathbf{S}$. Una fuente isotrópica radia uniformemente a través de una superficie esférica. Consecuentemente, $W = P4\pi d^2$, donde d es el radio de la esfera.

La intensidad de radiación U es la potencia por unidad de ángulo sólido. En una distancia d .

$$U = d^2 P. \quad (80)$$

Para una fuente isotrópica $U_0 = d^2 P = W/4\pi$.

La directividad (D) es la relación entre la máxima intensidad de radiación (U_m de fuente bajo consideración y la intensidad de radiación de una fuente isotrópica. (U_0) radiando con la misma potencia.

$$D = \frac{U_m}{U_0}. \quad (81)$$

Asumiendo que la directividad de una fuente isotrópica es igual a 1, la directividad puede expresarse también como:

$$D = \frac{\text{Máxima intensidad de radiación}}{\text{Promedio de intensidad de rRadiación}}. \quad (82)$$

El promedio de intensidad de radiación es la potencia total promediada sobre el total del ángulo sólido 4π , por lo tanto:

$$D = \frac{U_M}{W/4\pi} = \frac{4\pi}{\Omega}, \quad (83)$$

donde

$$\Omega = \frac{W}{U_M}. \quad (84)$$

es el área del lóbulo generado. Rigurosamente hablando Ω no tiene dimensiones, pero ésta corresponde al ángulo sólido de la región considerada [Yacoub,1993]. Consecuentemente, ésto podría expresarse en ambas formas; sin unidades o en unidades de radianes cuadrados. Sustituyendo la ecuación (80) en la ecuación (79) y la ecuación (79) en la ecuación (84), se obtiene:

$$\Omega = \frac{\int \int (U/d^2) ds}{U_M}. \quad (85)$$

En coordenadas esféricas el infinitesimal de área se puede determinar como:

$$ds = d^2 \text{sen} \theta d\theta d\phi, \quad (86)$$

consecuentemente, el área del lóbulo Ω está dado por:

$$\Omega_A = \frac{\int \int U \cdot d\Omega}{U_M}, \quad (87)$$

donde:

$$d\Omega = \text{sen} \theta \cdot d\theta \cdot d\phi. \quad (88)$$

Para derivar la directividad de un arreglo lineal, utilizamos $D = 4\pi/\Omega_A$, primero encontrando el ángulo sólido como:

$$\Omega_A = \int \int |f(\theta)|^2 \cdot d\Omega, \quad (89)$$

el factor de arreglo apropiado de la ecuación (62) es :

$$|f(\psi)|^2 = \left| \frac{\text{sen}(N\psi/2)}{N \cdot \text{sen}(\psi/2)} \right|^2, \quad (90)$$

$$|f(\psi)|^2 = \frac{1}{N} + \frac{2}{N^2} \sum_{m=1}^{N-1} (N-m) \cdot \cos(m\psi). \quad (91)$$

La ecuación (91) es otra forma de la ecuación (90). Sustituyendo $\psi = kD.\cos\theta$ en la ecuación (89) se obtiene:

$$\Omega_A = \int_0^{2\pi} d\phi \int_0^\pi |f(\theta)|^2 \sin(\theta) \cdot d(\theta) \quad (92)$$

$$\Omega_A = \frac{2\pi}{kD} \int_{-kD}^{kD} |f(\psi)|^2 \cdot d\psi \quad (93)$$

sustituyendo la ecuación (85) en las dos ecuaciones anteriores

$$\Omega_A = \frac{2\pi}{kD} \left[\frac{1}{N} \int_{-kD}^{kD} d\psi + \frac{2}{N^2} \sum_{m=1}^{N-1} (N-m) \int_{-kD}^{kD} \cos m\psi d\psi \right], \quad (94)$$

$$\Omega_A = \frac{4\pi}{N} + \frac{4\pi}{N^2} \sum_{m=1}^{N-1} \frac{N-m}{mkD} \sin(mkD), \quad (95)$$

sustituyendo la ecuación (95) en la ecuación (83), finalmente se obtiene:

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_A} = \frac{1}{\frac{1}{N} + \frac{2}{N^2} \sum_{m=1}^{N-1} \frac{N-m}{mkD} \sin(mkD)}. \quad (96)$$

Esta es la ecuación que determina la directividad de un arreglo lineal de antenas. Su gráfica característica puede obtenerse de dicha ecuación mediante el diseño de un programa de simulación por computadora.

Como se mencionó anteriormente en este capítulo, el número de elementos de antena

N y el espaciamiento entre elementos d/λ son los parámetros críticos para determinar el factor de arreglo, por lo tanto, estos parámetros tienen una fuerte influencia en la directividad del arreglo. Considerando dichos parámetros críticos, se realizó un programa de simulación en MATLAB con las siguientes condiciones de simulación:

- | | |
|--|---------|
| 1. Número de elementos | 4 a 10 |
| 2. Espaciamiento entre elementos (d/λ) | 0.1 a 2 |

La figura 42 muestra la directividad de un arreglo lineal de antenas para diferente número de elementos en función del espaciamiento entre elementos d/λ (en términos de longitud de onda).

De la figura 42 notamos que la directividad es igual a N en múltiplos enteros de media longitud de onda. También se observa que las curvas de directividad para cada N denotan una fina pendiente para un espaciamiento cerca de una y dos longitudes de onda. La directividad del arreglo lineal es mayor para espaciamiento entre elementos mayores a $d/\lambda = 0.5$.

Se sabe que el mínimo espaciamiento entre elementos de antena para evitar el acoplamiento mutuo es 0.5λ [Lehne y Pettersen, 2000], por lo tanto, se podría concluir que el espaciamiento adecuado entre elementos para alcanzar la máxima directividad de un arreglo lineal de antenas sería aproximadamente $d/\lambda = 0.9$. De acuerdo a los análisis realizados en la sección V.8, encontramos que si el espaciamiento entre elementos de antena aumenta, se generan mas lóbulos laterales y ésto representa un desperdicio de

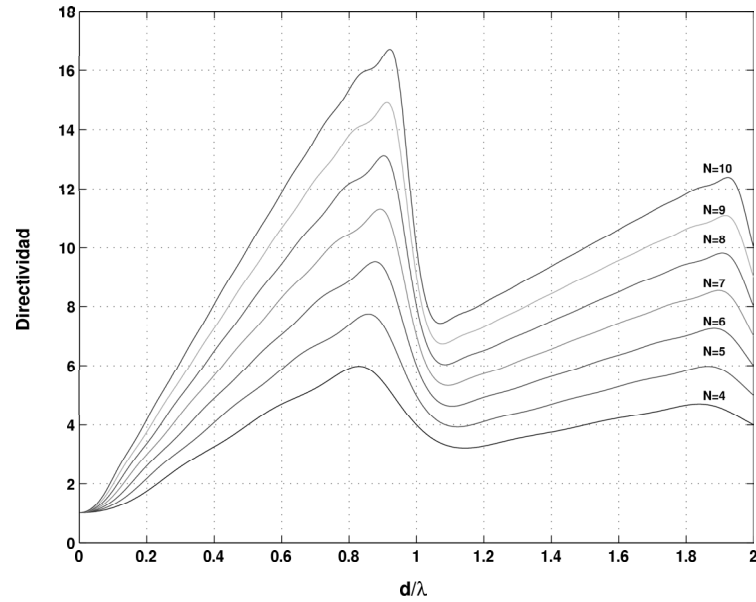


Figura 42. Directividad de un arreglo lineal de antenas en función del espaciamiento entre elementos de antena

potencia, puesto que estos lóbulos radian en otra dirección angular diferente a la que se tiene como punto de referencia. Esta radiación de lóbulos laterales generados por dicho espaciamiento entre elementos es considerada como interferentes para otros usuarios en el sistema.

Finalmente se puede considerar a la directividad como el parámetro que muestra en conjunto los tres parámetros analizados anteriormente.

V.10 Conclusiones

Los parámetros de radiación son un factor muy importante en la evaluación de arreglos de antena, puesto que con las características analizadas de estos parámetros se puede determinar el uso correcto de los arreglos y además determinar parámetros físicos óptimos tales como el número de elementos y el espaciamiento entre elementos de antena. De esta forma el uso adecuado de un arreglo de antenas considerando los parámetros analizados en este capítulo, puede incrementar la capacidad del sistema en un entorno macrocelular, según sea el tipo de arreglo utilizado. También las prestaciones del servicio aumentan automáticamente al ser más eficiente el sistema de arreglos de antena.

Puesto que los parámetros de radiación de un arreglo de antenas ya se han caracterizado, solo queda por analizar las prestaciones de los arreglos de antena aplicando los arreglos circulares. En el siguiente capítulo se hace un análisis para un arreglo circular, que es el objetivo principal de este trabajo de investigación.

Capítulo VI

Arreglo Circular Uniforme

VI.1 Introducción

De acuerdo con el capítulo anterior, en el cual se analizó la problemática asociada al arreglo lineal uniforme, en este capítulo se hace algo similar para el caso del arreglo circular uniforme, ya que ambos arreglos de antenas son los más empleados en comunicaciones móviles hoy en día.

Las aplicaciones más comunes de los arreglos circulares son principalmente en sistemas de navegación como el radar y el sonar, cuyas investigaciones empezaron en el año de 1939. En cuanto a resultados de investigación, las aportaciones con respecto a estos arreglos han sido mínimas desde esa fecha, por lo que el campo de los arreglos circulares no ha recibido la atención suficiente, en comparación con los arreglos lineales o incluso los arreglos planares. Los parámetros que se analizan y modelan matemáticamente en este capítulo solo son aplicables al arreglo circular, ya que es el arreglo de antenas de interés según se trazó en el objetivo de investigación.

La principal ventaja en un sistema de comunicaciones, que presenta el arreglo circu-

lar con respecto al arreglo lineal, es el intervalo de cobertura de 360° . Aunque implica un análisis más complejo, actualmente, poco a poco se están introduciendo en comunicaciones móviles para entornos macrocelulares en comunicaciones móviles. En este trabajo de investigación y sobretodo en este capítulo, el objetivo principal es modelar y simular el patrón de radiación, así como el vector de dirección de un arreglo circular para enfocarlo en un sistema de comunicaciones móviles celulares, proponiendo un método analítico, como complemento a un método empírico, del cual surge la motivación para el desarrollo de este proceso de investigación, complementando el modelado matemático del arreglo circular, con el cual nos permitirá hacer una comparación con el método empírico [Muñoz, 2002], permitiendo así realizar una evaluación mas precisa y justificada de las prestaciones del arreglo circular, dentro del concepto de antenas inteligentes.

En este capítulo se presentan parámetros asociados al patrón de radiación de un arreglo circular uniforme. así como el desarrollo matemático como justificación al comportamiento de dichos parámetros, con el propósito de conocer los parámetros críticos que determinan el comportamiento de un arreglo circular.

VI.2 Factor de arreglo de un arreglo circular

Considerando un arreglo circular, tal como se muestra en la figura 43, se observa que hay N elementos isotrópicos igualmente espaciados en el plano $x-y$ a lo largo del

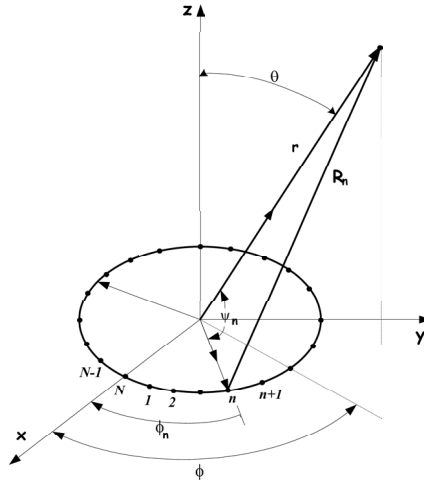


Figura 43. Geometría de una arreglo circular de N elementos

arreglo circular de radio a . El campo eléctrico de un arreglo circular se puede escribir por [Balanis, 1997]:

$$E(r, \theta, \phi) = \sum_{n=1}^N a_n \frac{e^{-jkR_n}}{R_n}. \quad (97)$$

Donde R_n es la distancia entre el N -ésimo elemento hacia el punto de observación.

En general R_n se determina mediante:

$$R_n = (r^2 + a^2 - 2arcos\psi)^{1/2}. \quad (98)$$

Pero si $r \gg a$, la expresión (98) se reduce a la siguiente ecuación:

$$R_n \simeq r = a \cos \psi_n = r - a(\hat{a}_p \cdot \hat{a}_r) = r - a \sin \theta \cos(\phi - \phi_n). \quad (99)$$

donde:

$$\begin{aligned}\hat{a}_p \cdot \hat{a}_r &= (\hat{a}_x \cos \phi_n + \hat{a}_y \text{sen} \phi_n) \cdot (\hat{a}_x \text{sen} \theta \cos \phi + \hat{a}_y \text{sen} \theta \text{sen} \phi + \hat{a}_z \cos \theta), \\ &= \text{sen} \theta \cos(\phi - \phi_n).\end{aligned}\tag{100}$$

Asumiendo que para variaciones de amplitud $R_n \simeq r$, la ecuación (97) se reduce a la siguiente expresión:

$$E(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-jkr}}{r} \sum_{n=1}^N a_n e^{jka \text{sen} \theta \cos(\phi - \phi_n)},\tag{101}$$

donde:

a_n = coeficientes de excitación (amplitud y fase) del n -ésimo elemento

$\phi_n = 2\pi \left(\frac{n}{N}\right)$ = posición angular del n -ésimo elemento en el plano x - y

En general, el coeficiente de excitación del n -ésimo elemento puede ser escrito como:

$$a_n = I_n e^{j\alpha_n},\tag{102}$$

donde:

I_n = amplitud del n -ésimo elemento

α_n = fase de excitación (relativa al centro del arreglo) del n -ésimo elemento

Mediante la ecuación (102), la ecuación (101) se puede representar como:

$$E(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-jkr}}{r} [AF(\theta, \phi)], \quad (103)$$

donde:

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{j[kasen\theta \cos(\theta - \theta_n) + \alpha_n]}. \quad (104)$$

La ecuación (104) representa el factor de arreglo para un arreglo circular uniforme de N elementos igualmente espaciados. En base a ésta ecuación, en la figura 44 se muestra la respuesta obtenida a partir del diseño de un programa de simulación en MATLAB. Esta gráfica se obtiene al evaluar la expresión cerrada de la ecuación (104).

Para dirigir el haz principal en la dirección (θ_0, ϕ_0) , la fase de excitación del n -ésimo elemento se determina mediante:

$$\alpha_n = -kasen\theta_0 \cos(\theta_0 - \phi_n). \quad (105)$$

Así el factor de arreglo de la ecuación (104) puede ser escrito mediante:

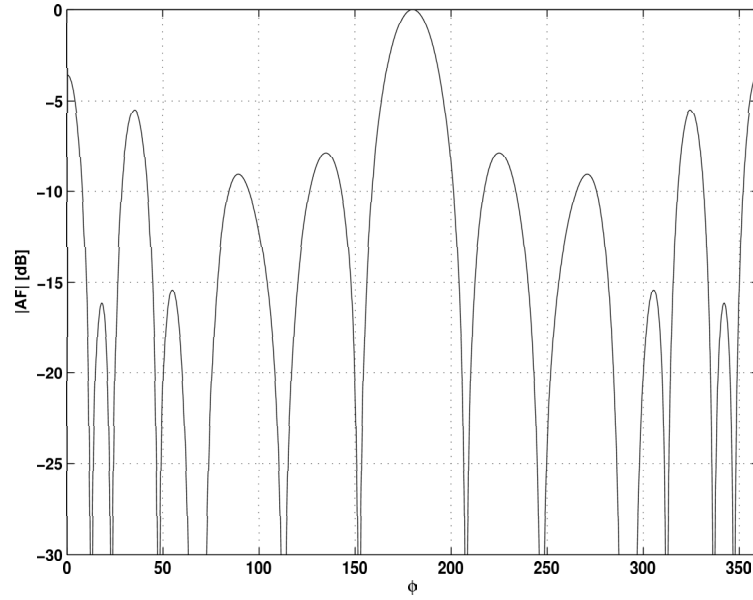


Figura 44. Patrón de radiación del factor de arreglo de un arreglo circular para 15 elementos

$$\begin{aligned}
 AF(\theta, \phi) &= \sum_{n=1}^N I_n e^{jka[\text{sen}\theta \cos(\theta - \phi_n) - \text{sen}\theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n)]}, \\
 &= \sum_{n=1}^N I_n e^{jka(\cos \psi - \cos \psi_0)}.
 \end{aligned} \tag{106}$$

Ahora, para simplificar la ecuación (106), definimos ρ como:

$$\rho = a \left[(\text{sen}\theta \cos \phi - \text{sen}\theta_0 \cos \phi_0)^2 + (\text{sen}\theta \text{sen}\phi - \text{sen}\theta_0 \text{sen}\phi_0)^2 \right]^{1/2}. \tag{107}$$

Entonces el exponente de la ecuación (106) se puede expresar de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 & ka(\cos \psi - \cos \psi_0), \\
 &= \frac{k\rho_0[\text{sen}\theta \cos(\phi - \phi_n - \text{sen}\theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n))]}{[(\text{sen}\theta \cos \phi - \text{sen}\theta_0 \cos \phi_0)^2 + (\text{sen}\theta \text{sen}\phi - \text{sen}\theta_0 \text{sen}\phi_0)^2]^{1/2}}.
 \end{aligned}
 \tag{108}$$

Desarrollando la ecuación (108)

$$\begin{aligned}
 & ka(\cos \psi - \cos \psi_0), \\
 &= k\rho_0 \left\{ \frac{\cos \phi_n (\text{sen}\theta \cos \phi - \text{sen}\theta_0 \cos \phi_0 + \text{sen}\phi_n (\text{sen}\theta \text{sen}\phi - \text{sen}\theta_0 \text{sen}\phi_0))}{[(\text{sen}\theta \cos \phi - \text{sen}\theta_0 \cos \phi_0)^2 + (\text{sen}\theta \text{sen}\phi - \text{sen}\theta_0 \text{sen}\phi_0)^2]^{1/2}} \right\}.
 \end{aligned}
 \tag{109}$$

Definiendo:

$$\cos \xi = \frac{\text{sen}\theta \cos \phi - \text{sen}\theta_0 \cos \phi_0}{[(\text{sen}\theta \cos \phi - \text{sen}\theta_0 \cos \phi_0)^2 + (\text{sen}\theta \text{sen}\phi - \text{sen}\theta_0 \text{sen}\phi_0)^2]^{1/2}}.
 \tag{110}$$

Entonces:

$$\begin{aligned}
\text{sen}\xi &= [1 - \cos^2 \xi]^{1/2}, \\
&= \frac{\text{sen}\theta \text{sen}\phi - \text{sen}\theta_0 \text{sen}\phi_0}{[(\text{sen}\theta \cos \phi - \text{sen}\theta_0 \cos \phi_0)^2 + (\text{sen}\theta \text{sen}\phi - \text{sen}\theta_0 \text{sen}\phi_0)^2]^{1/2}}. \quad (111)
\end{aligned}$$

Así las ecuaciones (109) y (107) se pueden reescribir, respectivamente como:

$$ka(\cos \psi - \cos \psi_0) = k\rho_0(\cos \phi_n \cos \xi + \text{sen}\phi_n \text{sen}\xi) = k\rho_0 \cos(\phi_n - \xi). \quad (112)$$

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{jka(\cos \psi - \cos \psi_0)} = \sum_{n=1}^N I_n e^{jk\rho \cos(\phi_n - \xi)}, \quad (113)$$

donde:

$$\xi = \tan^{-1} \left[\frac{\text{sen}\theta \text{sen}\phi - \text{sen}\theta_0 \text{sen}\phi_0}{\text{sen}\theta \cos \phi - \text{sen}\theta_0 \cos \phi_0} \right]. \quad (114)$$

Las ecuaciones (107),(113) y (114) pueden ser utilizados para calcular el factor de arreglo una vez que los valores para N , I_n , a , θ_0 y ϕ_0 son conocidos, pero al utilizar estas ecuaciones cuando se desee modelar el factor de arreglo para valores muy grandes de N , se consume bastante tiempo de simulación por lo que resulta inconveniente utilizarlas.

El patrón de radiación de un factor de arreglo para un arreglo circular se muestra

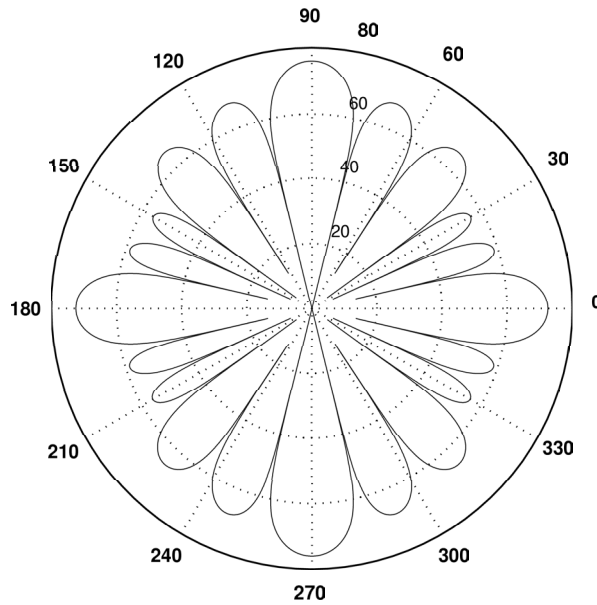


Figura 45. Patrón de radiación de un factor de arreglo para un arreglo circular uniforme de $N = 10$ ($ka = 10$)

en la figura 45. En esta figura se observa que se obtiene un patrón de radiación con respuesta en un intervalo de 360° , como ya se había mencionado anteriormente; sin embargo, se presentan cuatro lóbulos principales, considerando a los demás como lóbulos laterales, en dicha figura, se aprecia también, que los lóbulos principales son más directivos en comparación con el arreglo lineal, pero si se implementara este patrón de radiación en un sistema de comunicaciones móviles tal cual, sería utilizando la técnica de conmutación de lóbulos, pero podría presentarse el problema de interferencia co-canal cuando otro móvil este cercano al móvil de interés. En la sección VI.3 se resuelve este problema, reduciendo a uno solo el lóbulo principal, haciendo a dicho lóbulo más directivo.

Conforme el radio de un arreglo llega a ser lo suficientemente grande, la directividad de un arreglo circular se aproxima al valor de N , donde N es igual al número de elementos [Ma, 1973].

Para una amplitud de excitación uniforme de cada elemento de antena ($I_n = I_0$), la ecuación (113) se puede escribir como:

$$AF(\theta, \phi) = NI_0 \sum_{m=-\infty}^{+\infty} J_{mn}(k\rho_0) e^{jmN(\pi/2-\xi)}. \quad (115)$$

Donde $J_p(x)$ es una función de Bessel de primer tipo [Balanis, 1997]. La parte del factor de arreglo asociada con el orden cero de la función de Bessel $J_0(k\rho_0)$ se denomina término principal y los términos restantes se les denominan residuos. Para un arreglo circular con bastantes elementos de antena en su configuración, el término $J_0(k\rho_0)$ solo puede ser utilizado para aproximar el patrón de radiación principal en un plano de dos dimensiones. Los términos restantes en la ecuación (115) son rechazados dado que en una función de Bessel de orden mayor, estos términos son muy pequeños, por lo que no se consideran en el modelado de dicha ecuación.

Para el patrón de radiación horizontal (azimuthal) ubicado en el plano del arreglo circular, cuando $\theta = \theta_0 = \pi/2$, se tiene que si el máximo haz apunta hacia las direcciones mencionadas, se considera que está en la dirección x , por lo tanto $\phi_0 = 0$. Entonces, se tiene que:

$$\alpha_n = \alpha_{nh} = -ka \cos \frac{2\pi}{N}, \quad (116)$$

$$\rho = \rho_h = 2a \sin \frac{\phi}{2}, \quad 0 \leq \phi \leq 2\pi, \quad (117)$$

$$\cos \xi = \cos \xi_h = -\sin \frac{\phi}{2}. \quad (118)$$

despejando se tiene que:

$$\xi_h = \frac{\pi + \phi}{2}, \quad (119)$$

$$E = E_h = I_t \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{j \frac{mN\phi}{2}} J_{mN} \left(2ka \sin \frac{\phi}{2} \right). \quad (120)$$

Donde $I_t = NI$ es la corriente total del círculo en el arreglo.

Si se considera un patrón vertical con el máximo haz dirigiéndose hacia la dirección z ($\theta_0 = 0$), obtenemos:

$$\alpha_n = \alpha_{nv} = 0, \quad (\text{en fase}) \quad (121)$$

$$\rho = \rho_v = a \sin \theta \quad (122)$$

$$\cos \xi = \cos \xi_v = \cos \phi \quad \text{ó} \quad \xi_v = \phi \quad (123)$$

$$E = E_v = I_t \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{jmN(\frac{\pi}{2}-\phi)} J_{mN}(ka \sin \theta) \quad (124)$$

Matemáticamente, J_{mN} es una función bien definida en un intervalo entero del argumento. Pero físicamente, el intervalo visible para E_h y E_v , están limitados respectivamente a $0 \leq \rho_h \leq 2a$ y $0 \leq \rho_v \leq a$. Además, dado que una función de orden grande es muy pequeña en el intervalo visible, tanto para E_h en la ecuación (120), como para E_v en la ecuación (124), para valores grandes de N , la expresión (115) se reduce aproximadamente a la siguiente forma:

$$AF(\theta, \phi) \cong I_t J_0(k\rho). \quad (125)$$

Dado a que $\rho = \rho_h$ cuando $AF = AF_h$, y que $\rho = \rho_v$ cuando $AF = AF_v$. La ecuación (125) resulta ser exacta cuando N tiende a infinito, lo que representa una distribución continua en la circunferencia. La exactitud de esta aproximación para un valor finito de N depende del valor de N y del factor ka , donde para valores razonables de N se puede obtener a partir de las tablas de las funciones de Bessel, una aproximación óptima de la ecuación (125).

La figura 46 muestra los resultados acerca de esta aproximación, aunque en general la exactitud de la ecuación (125) resulta ser óptima cuando se hace que el valor de N tienda a ser lo suficientemente grande. En dicha figura se presenta el patrón de radiación tanto horizontal como vertical de un arreglo circular uniforme. En la figura

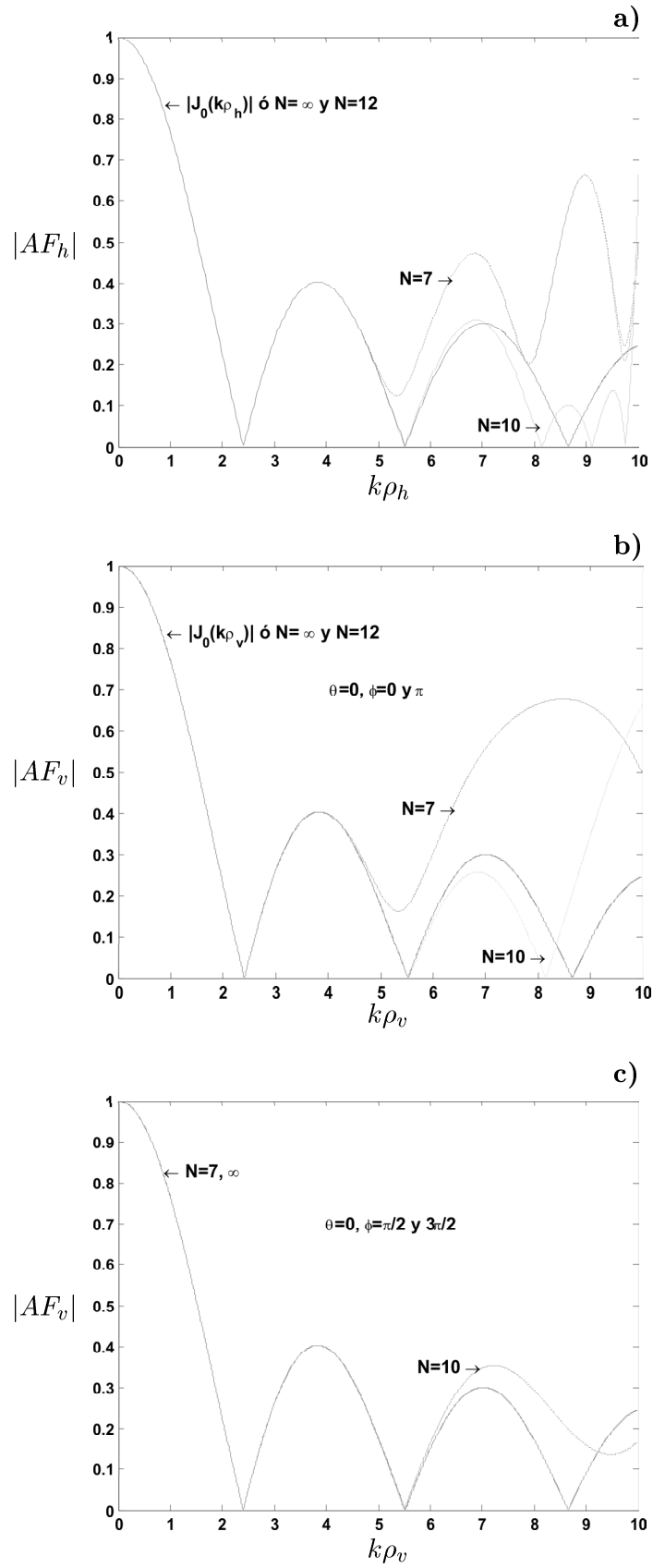


Figura 46. Patrones de radiación para un arreglo circular uniforme: (a) horizontal, $\theta = \theta_0, \phi_0$; (b) vertical, $\theta_0 = 0, \phi = 0$ y π ; (c) vertical, $\theta_0 = 0, \phi = \pi$ y $3\pi/2$

46(a) se muestra el patrón de radiación horizontal, se aprecia que conforme aumenta el valor de N de la ecuación (125), la magnitud de los lóbulos laterales disminuyen, mientras que para valores pequeños, la magnitud de los lóbulos laterales aumenta con respecto al primer lóbulo lateral, ocasionando una pérdida de energía en el sistema, se puede decir que a partir de 12 elementos de antena, el patrón de radiación no presenta una variación significativa para un número de elementos mayor a éste, por lo tanto, se considera que *el número adecuado de elementos es de 12*

En la figura 46(b) se muestra el patrón de radiación vertical, considerando solamente la mitad de la cobertura del arreglo circular, es decir 180° , al igual que el patrón horizontal, para un valor pequeño de N , la magnitud de los lóbulos laterales aumenta a partir de primer lóbulo lateral, pero para un valor grande de N la magnitud de los lóbulos laterales disminuye con respecto al primer lóbulo lateral, a partir de 12 elementos el patrón de radiación no presenta una variación significativa, por lo tanto, *el número adecuado de elementos es de 12*.

En la figura 46(c) se muestra el patrón de radiación vertical, considerando la otra parte de la cobertura en un intervalo de 180° a 270° , obteniendo el mismo comportamiento que en los casos anteriores, de igual manera, *el número adecuado de elementos es de 12* [Solís, 2003].

VI.3 Vector de dirección de un arreglo circular

La configuración de un arreglo circular con elementos distribuidos uniformemente sobre una circunferencia, depende del número de elementos de antena y del radio de la circunferencia, además, a diferencia del arreglo lineal, el punto de referencia en el arreglo circular no es un elemento de antena sino el centro del arreglo circular. Por lo tanto, el desfaseamiento de los frentes de onda incidentes en los elementos de antena serán evaluados respecto a la llegada del mismo frente de onda en el centro de arreglo.

En la figura 47 se muestra un arreglo circular de radio R al cual arriban frentes de onda con un ángulo θ respecto del eje x , por lo tanto, se encuentra a una distancia equivalente al radio R del origen de la circunferencia. De acuerdo con esto, es posible deducir el desfaseamiento respecto al origen que dicho frente de onda tendrá al incidir con alguno de los elementos, ya que se conoce el ángulo en el que se encuentra ubicado cada uno de los elementos sobre la circunferencia. Mediante trigonometría se deduce que la distancia que un frente de onda recorre entre cualquier sensor del arreglo y el origen de la circunferencia, está dado por $R \cos(\phi_k)$

donde:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi(k-1)}{N}, \quad (126)$$

para $k=1, 2, 3 \dots N$,

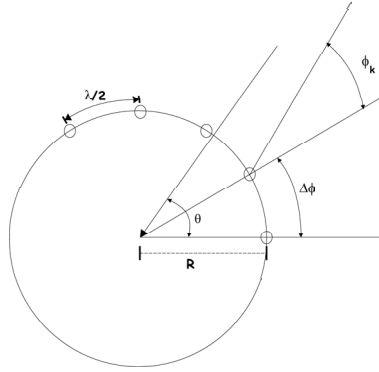


Figura 47. Esquema de la distancia de desfase entre un elemento del arreglo circular y el origen del mismo

$$\phi_k = \theta - \Delta\phi. \quad (127)$$

Debido a la naturaleza sinusoidal que recorre la señal hasta el centro del círculo, la diferencia en fase será entonces:

$$\psi(\phi_k) = kR \cos \phi_k, \quad (128)$$

$$\psi(\phi_k) = \frac{2\pi R}{\lambda} \cos \phi_k. \quad (129)$$

Donde k es la constante de fase. Si el perímetro de un círculo es igual a $2\pi R$, considerando que la separación entre elementos debe de ser $\lambda/2$ [Gupta,1983], por lo tanto, para tener una separación uniforme alrededor del círculo, la separación entre cada uno de los elementos de antena deberá ser de $\frac{N\lambda}{2}$, esta separación total entre cada uno de

los elementos, es igual al perímetro de un círculo, para determinar un valor de radio adecuado para evitar acoplamiento mutuo se puede derivar de la siguiente expresión.

$$\frac{N\lambda}{2} = 2\pi R, \quad (130)$$

despejando la ecuación anterior, para R obtenemos:

$$R = \frac{N\lambda}{4\pi}. \quad (131)$$

Si sustituimos el valor de R obtenido en la ecuación (131) en (105), la fase total de un arreglo circular se expresa de la siguiente manera:

$$\psi(\phi_k) = \frac{N}{2} \cos \phi_k. \quad (132)$$

Por lo tanto, el vector de dirección para un arreglo circular de N elementos igualmente espaciados sobre una circunferencia de radio R , se expresa como:

$$a(\theta) = \left[e^{-j\frac{N}{2} \cos \theta} \quad e^{-j\frac{N}{2} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{N}\right)} \quad e^{-j\frac{N}{2} \cos\left(\theta - \frac{2\pi(k-1)}{N}\right)} \dots e^{-j\frac{N}{2} \cos\left(\theta - \frac{2\pi(N-1)}{N}\right)} \right], \quad (133)$$

si simplemente se suman las señales $s(t)$ desfasadas de cada sensor, se obtiene:

$$x(t) = s(t) \sum_{i=1}^{N-1} e^{-j \frac{N}{2} \cos\left(\theta - \frac{2\pi(N-1)}{N}\right)}, \quad (134)$$

$$= s(t) A(\theta), \quad (135)$$

donde el patrón direccional del arreglo circular será:

$$A(\theta) = \sum_{i=1}^N e^{-j \frac{N}{2} \cos\left(\theta - \frac{2\pi(N-1)}{N}\right)}, \quad (136)$$

Este patrón de dirección estará definido en un intervalo de $0 \leq \theta \leq 2\pi$, es decir, alrededor del arreglo circular. En la figura 48 se muestra el comportamiento del patrón de dirección de acuerdo a $N=15$ sensores con diferentes valores de radio $a=(0.2\lambda, 0.5\lambda, 0.7\lambda, 1\lambda, 1.3\lambda, 1.5\lambda)$, los cuales son graficados en base a un algoritmo implementado en MATLAB.

Es fácil notar que en la figura 48, todos los diagramas tienen un patrón de dirección simétrico respecto al eje vertical y al eje horizontal. En los diagramas a) y b) se muestran patrones de dirección omnidireccionales. En realidad una alternativa de formar aproximaciones de patrones de radiación omnidireccionales es mediante arreglos circulares de radios pequeños comparados con la longitud de onda [Royer, G.M., 1966]. El diagrama c) muestra un patrón de radiación sin nulos. En los diagramas e) y f) se muestran lóbulos laterales entre los lóbulos principales.

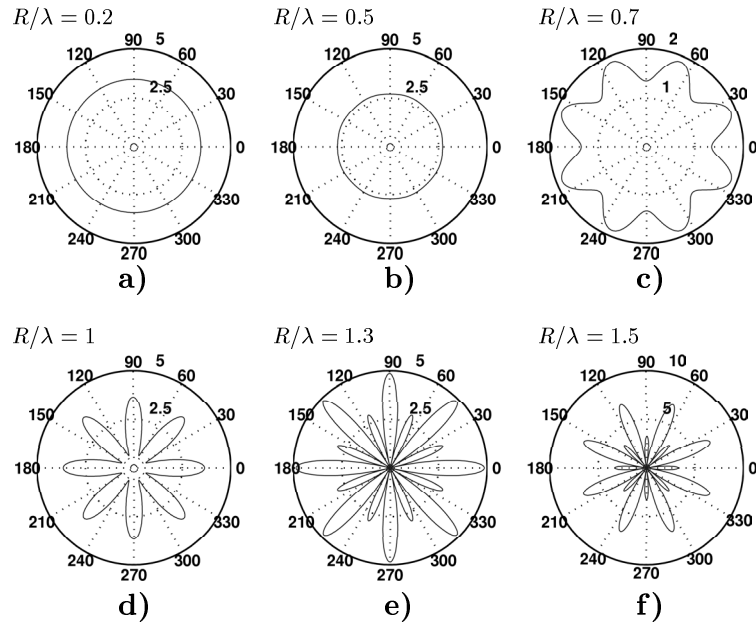


Figura 48. Patrón de dirección de un arreglo circular para $N=15$ donde el valor del radio es $R = (0.2\lambda, 0.5\lambda, 0.7\lambda, 1\lambda, 1.3\lambda, 1.5\lambda)$

De acuerdo al patrón de dirección de un arreglo circular, si $R < \lambda$, el fasor del n -ésimo elemento del arreglo $e^{-j\frac{N}{2}(\theta - \frac{2\pi}{N}(N-1))}$ no alcanza a dar una vuelta completa, ocasionando que no se formen nulos, ni lóbulos laterales bien definidos, para $R = \lambda$ alcanza a dar exactamente una vuelta completa formándose únicamente N lóbulos de la misma magnitud, por lo que se considera lóbulos principales. Finalmente, para $r > \lambda$ da más de una vuelta formándose N lóbulos laterales intercalados. La característica principal del arreglo circular es el comportamiento de su patrón de dirección, el cual es el mismo para diferentes direcciones.

VI.3.1 Manipulación del vector de dirección en un arreglo circular

Para formar un sólo lóbulo principal en el patrón de dirección del arreglo circular y dirigirlo hacia cualquier dirección en un intervalo de 360° , es necesario emplear bloques de pesos complejos en los sensores, que se pueden expresar mediante el siguiente vector de pesos.

$$\bar{w} = [w_1 \ w_2 \ w_3 \ \dots \ w_N], \quad (137)$$

donde $w_1 = B_n e^{j \frac{N}{2} \cos(\theta_0 - \frac{2\pi(N-1)}{N})}$ y $B_n = 1$, resultando el patrón de dirección que se expresa por la siguiente ecuación.

$$A(\theta) = \bar{w} \cdot \bar{v} = \sum_{i=1}^N e^{j \frac{N}{2} (\cos(\theta_0 - \frac{2\pi(N-1)}{N}) - \cos(\theta - \frac{2\pi(N-1)}{N}))}. \quad (138)$$

Lo sobresaliente del arreglo circular es que no importa hacia donde dirija su lóbulo principal, el ancho de haz siempre permanecerá constante, sin embargo, la dirección de los nulos y de los lóbulos laterales es muy variable. En la figura 49 se muestran los patrones de dirección (mediante un algoritmo implementado en MATLAB) de un arreglo circular de $N=8$ sensores en un radio $R = \lambda/2$ dirigidos a las direcciones de $\theta = 10^\circ$, $\theta = 77^\circ$, $\theta = 180^\circ$, $\theta = 220^\circ$, $\theta = 270^\circ$, $\theta = 330^\circ$.

Una de las características del patrón de dirección de un arreglo circular es la gran

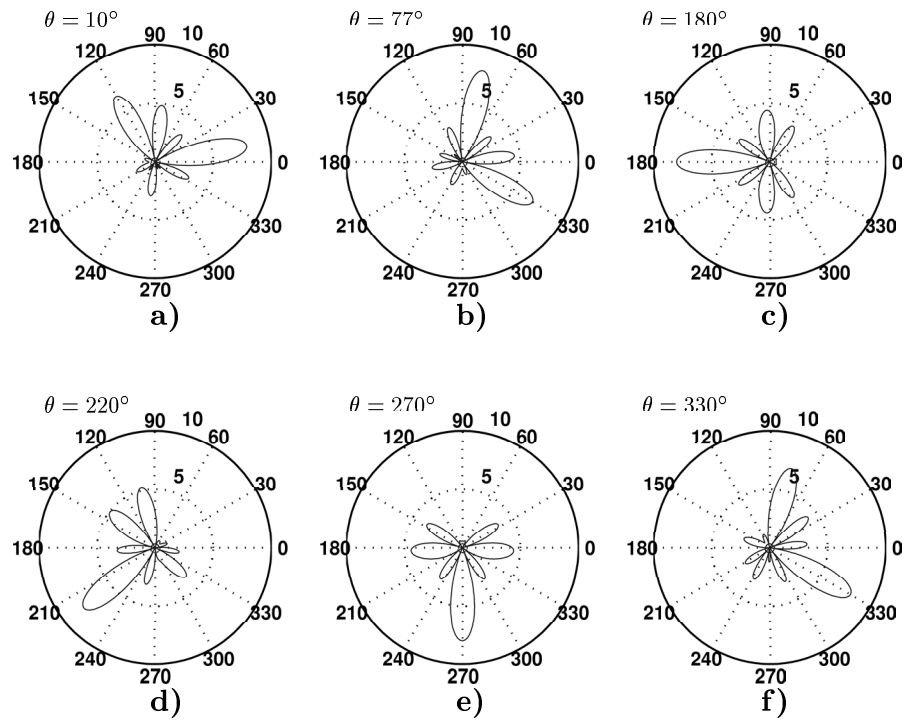


Figura 49. Patrones de dirección de un arreglo circular de 8 elementos y $a = 0.5\lambda$, dirigido hacia a) $\theta = 10^\circ$, b) $\theta = 77^\circ$, c) $\theta = 180^\circ$, d) $\theta = 220^\circ$, e) $\theta = 270^\circ$, f) $\theta = 330^\circ$

magnitud de los lóbulos laterales comparados con el lóbulo principal y el ancho de haz que dichos lóbulos laterales pueden llegar a tomar, siempre que el número de elementos no sea tan grande ($N \leq 8$). Sin embargo, si el número de sensores es grande, el patrón de dirección tiende a ser más uniforme respecto a la dirección del lóbulo principal. En la figura ?? se muestran los patrones de dirección de un arreglo circular de $N=15$ sensores de radio $a = \lambda/2$, dirigidos a las direcciones $\theta = 10^\circ$, $\theta = 77^\circ$, $\theta = 180^\circ$, $\theta = 220^\circ$, $\theta = 270^\circ$, $\theta = 330^\circ$.

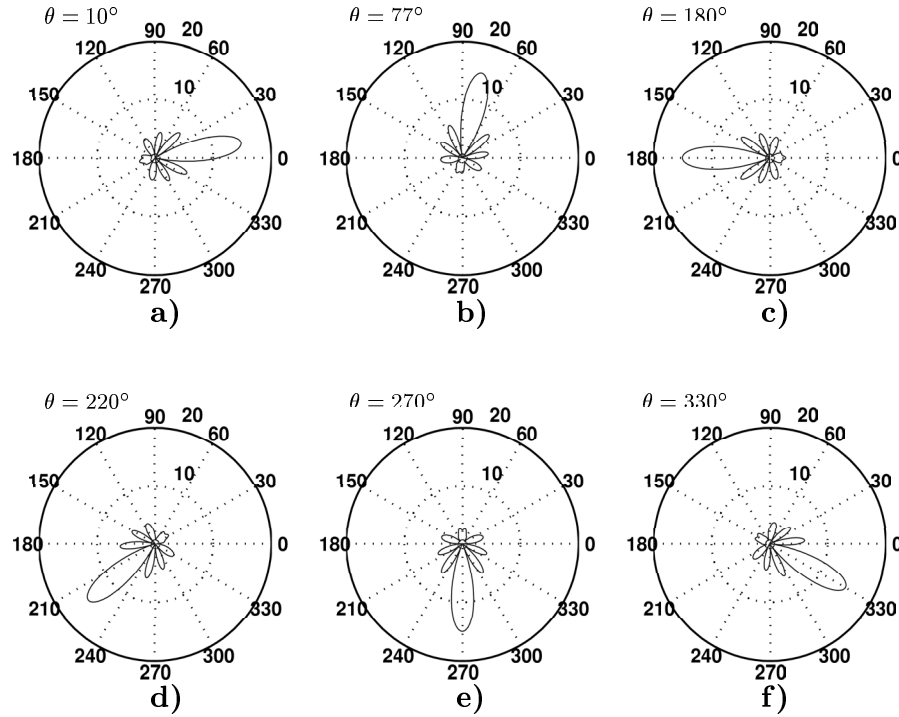


Figura 50. Patrones de dirección de un arreglo circular de 15 elementos y $a = 0.5\lambda$, dirigido hacia a) $\theta = 10^\circ$, b) $\theta = 77^\circ$, c) $\theta = 180^\circ$, d) $\theta = 220^\circ$, e) $\theta = 270^\circ$, f) $\theta = 330^\circ$

VI.3.2 Comparación de una arreglo lineal y un arreglo circular

A lo tratado anteriormente, un arreglo circular de N elementos puede enfocar un patrón de dirección a su alrededor, lo cual no es posible para un arreglo lineal del mismo número de elementos, sin embargo, el nivel de los lóbulos laterales de un arreglo lineal bien definido en un intervalo menor a 180° tienen una magnitud aceptable en cuando a su lóbulo principal, en el caso de los lóbulos laterales de un arreglo circular pueden llegar a ser de la misma magnitud del lóbulo principal, si es que se utilizan menos de 8 elementos. El ancho de haz del lóbulo principal de un arreglo circular se mantiene constante hacia cualquier dirección, mientras que el ancho de haz de un arreglo lineal es muy variable. Una configuración triangular de arreglos lineales puede dar una muy buena cobertura en tres sectores independientes y continuos de 120° cada uno, cubriendo un intervalo total de 360° , sin embargo, para ello requiere de un mayor número de elementos en comparación que un arreglo circular, donde se tendría una cobertura de 360° con una cantidad menor de elementos. Esta diferencia, es la mas resaltada entre ambas estructuras. Para obtener una cobertura total (360°), se necesita una configuración de arreglo circular o tres configuraciones de arreglos lineales, los cuales son más complicados de manipular y administrar, ya que debe considerarse el efecto de traspaso (hand off).

VI.4 Conclusiones

El arreglo circular es una opción más para la aplicación de arreglos de antena, enfocado para los sistemas de antenas inteligentes. Las características analizadas en este capítulo acerca del arreglo circular proporcionan la información para utilizarse en un sistemas de comunicaciones móviles.

Como se mencionó anteriormente, la ventaja principal del arreglo circular de antenas sobre el arreglo lineal es que su patrón de radiación no cambia el ancho de su lóbulo si se dirige hacia otros ángulos de radiación, por lo que esta característica proporciona una alternativa más para considerar en el diseño de arreglos de antena en la estación base. Las primeras investigaciones de arreglos circulares, fueron aplicadas a radares y sistemas de navegación aérea o espacial, en este capítulo se analizó a un arreglo circular desde la perspectiva para comunicaciones móviles con una aplicación en antenas inteligentes. En la literatura, se cuenta con muy poca información de arreglos circulares enfocados a este tipo de aplicaciones, pero se necesita hacer una comparación en cuanto a las prestaciones de un sistema para determinar que configuración es la más adecuada de emplear en una estación base.

En el siguiente capítulo se muestra una comparación entre un arreglo lineal y un arreglo circular con respecto a ciertos parámetros, mostrando un análisis numérico, para determinar una configuración adecuada que se debe de emplear en una estación base. Esto representa el estado en arte de arreglos de antena para comunicaciones móviles.

Capítulo VII

Arreglos de antena en el rendimiento del *SIR* en la estación base para un sistema CDMA

VII.1 Introducción

El espectro de frecuencias para comunicaciones móviles se ha vuelto escaso y más costoso día a día. Además, el ancho de banda para comunicaciones multimedia consume altas tasas de servicio, por lo tanto que se requiere de investigar técnicas que mejoren la eficiencia espectral de manera considerable.

La antena es uno de los elementos más críticos para los sistemas de comunicaciones móviles, y el buen diseño de una estación base puede disminuir los requerimientos y mejorar las prestaciones de un sistema celular. En particular, el uso adecuado de arreglos de antena da como resultado mejoras en la relación señal a interferencia (*SIR*)¹. Esta

¹*Signal-to-interference ratio* se define como una relación de la señal de potencia deseada y la señal de interferencia en un canal

característica, es la base o justificación de introducir los arreglos de antena en los sistemas de comunicaciones móviles. En ese sentido, una medida importante en las prestaciones, que ofrecen los arreglos de antena en la estación base, es la mejora en la capacidad de rechazo de interferencia, es decir, la mejora en la relación señal a interferencia.

En general la SIR depende de la configuración de arreglos de antena empleados en la estación base, y está en función de la dirección del usuario de interés y de los interferentes. El incremento en la capacidad del sistema por utilizar arreglos de antena en un sistema de comunicaciones móviles, se obtiene al reducir la interferencia de un usuario a otro. Esta reducción de interferencia incrementa la capacidad del sistema.

El objetivo de este capítulo es mostrar una aplicación del modelado y simulación de los arreglos de antenas presentados en los capítulos V y VII, comparando la mejora en el rendimiento del SIR en dos sistemas de estaciones base. El primero se realizó empleando una configuración triangular de arreglos lineales y el segundo empleando una configuración de arreglo circular. Lo anterior representa un línea de investigación actual en diversas universidades del mundo, buscando en cada caso mejorar dicha relación pero enfocándose más al control y rechazo de interferentes que a mejorar ó aumentar los niveles de potencia de la señal radio.

En el Grupo de Comunicaciones Inalámbricas del CICESE se han realizado trabajos de investigación [Muñoz, 2002] [Zamora,2002] donde se evalúan las propiedades de los arreglos lineales, sin embargo, esta configuración no proporciona una cobertura uniforme

en términos de ganancia de patrón de radiación. Con este trabajo de investigación se muestra que para proporcionar un intervalo de visión de 360° en una estación base, y mejorar el rendimiento en un sistema de comunicación móvil en términos del SIR, es más conveniente utilizar un arreglo circular que un arreglo lineal.

VII.2 Aplicación de los arreglos de antena

Una vez que los parámetros críticos de un arreglo de antenas se han definido en capítulos anteriores, se puede modelar y simular la relación señal a interferencia de las dos configuraciones de arreglos de antena vistos en este trabajo. Obteniendo con ello una evaluación de sus capacidades en un sistema de comunicaciones móviles. La mejora en la capacidad de la relación señal a interferencia, es la base para introducir sistemas de antenas inteligentes. Todo esto depende de la distribución espacial de los elementos de antena, del número de elementos y de la dirección de llegada (DOA)².

Como resultado de este trabajo de investigación, se encontró que un arreglo circular proporciona una mejor respuesta en términos de la relación señal a interferencia (SIR) comparado con un arreglo lineal. Además, los resultados simulados y teóricos demuestran que para una configuración triangular de arreglos lineales se requiere emplear tres veces más el número total de elementos de antena para obtener las mismas prestaciones que si se empleara un arreglo circular [Panduro *et al*, 2003].

²*Direction of Arrival* Es la ubicación en la que se encuentra el terminal móvil de la señal de interés y de los interferentes

VII.3 Planteamiento del sistema para mejora en el SIR

Se considera un arreglo de N elementos de antena, con una distribución espacial arbitraria que está recibiendo señales provenientes de un terminal móvil. Se asume que las fuentes y sensores se encuentran ubicados en el plano x,y y que las fuentes están colocadas en el arreglo a una distancia considerable. La dirección de llegada (DOA) del terminal móvil se denota por ϕ , entonces, la señal recibida se expresa mediante la siguiente ecuación [Durrani y Bialkowsky, 2002]:

$$x(t) = \sum_{k=1}^M a(\phi_k) c_k(t) s_k(t) + n(t) \quad (139)$$

donde $s_k(t)$ es la señal del terminal móvil, $c_k(t)$ es la secuencia de ruido del k -ésimo usuario, $a(\phi_k)$ representa el vector de dirección del k -ésimo usuario y $n(t)$ el ruido blanco gaussiano (AWGN) con media cero y varianza σ_n^2 .

El vector de dirección $a(\phi_k)$ representa una respuesta espacial del arreglo dado un plano de onda incidente desde una dirección ϕ , y describe la fase de la señal disponible de cada elemento de antena a la fase de la señal en el punto de referencia. Además, este vector de dirección es vital en el análisis de arreglos de antena, ya que se considera un parámetro crítico para determinar las mejoras en el rendimiento del SIR en un sistema de arreglos de antena.

Asumiendo que un usuario cualquiera sea el usuario de interés, el valor promedio del SIR en la salida de una arreglo (SIR_{out}) en un sistema de comunicaciones móviles, puede ser escrito como:

$$SIR_{out} = \frac{SIR_{in}}{G_{avg}(\phi_1)}, \quad (140)$$

donde $G_{avg}(\phi_1)$ es la capacidad de mejora en el SIR de un arreglo dado arbitrariamente, el cual es determinado como el promedio de la correlación cruzada entre el vector de dirección del arreglo hacia el usuario de interés y del vector de dirección hacia los interferentes [Durrani y Bialkowsky, 2002].

$$E[G(\phi_1, \phi_k)] = E\left(\frac{1}{N^2} |\mathbf{a}^H(\phi_1) a(\phi_k)|^2\right) \quad (141)$$

Donde $(\cdot)^H$ es el operador hermitiano transpuesto.

A partir de este modelo de sistema, podemos determinar la mejora en el rendimiento del SIR $G_{avg}(\phi_1)$ primeramente para un arreglo lineal y posteriormente para un arreglo circular.

VII.3.1 Arreglo lineal

Se considera una configuración tipo panel triangular de arreglos lineales, en el cual para facilitar el análisis, se considera solamente una de sus caras, vista esta como un

arreglo lineal (ULA) de N elementos de antena omnidireccionales, espaciados a una distancia $d = \lambda/2$ para evitar acoplamiento mutuo tal como se ha mencionado anteriormente y que se encuentran colocados a lo largo del eje x , como se muestra en la figura 51.

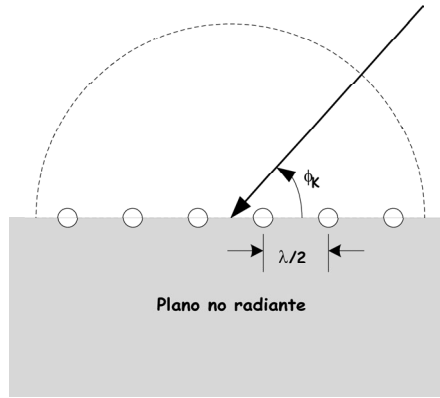


Figura 51. Geometría de un arreglo lineal de N elementos espaciados para una longitud de onda de $\lambda/2$. Se asume que los interferentes están espaciados uniformemente en un rango de $[0, \pi]$

Si se desprecia el acoplamiento mutuo entre elementos de antena y se toma la fase de la señal en el n -ésimo elemento con respecto a la señal de fase del primer elemento, el vector de dirección está dado por:

$$a(\theta_k) = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\pi \cos \phi_k} & e^{-j2\pi \cos \phi_k} & \dots & e^{-j(N-1)\pi \cos \phi_k} \end{bmatrix}^T, \quad (142)$$

donde $(\cdot)^T$ es el vector transpuesto.

Asumiendo que los interferentes están uniformemente distribuidos en un intervalo

de $[0, \pi]$, la mejora en rendimiento del SIR para un arreglo lineal es,

$$G_{avg}(\phi_1) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi G(\phi_1, \phi_k) d\phi_k, \quad (143)$$

donde $G(\phi_1, \phi_k) = (1/N^2)|\mathbf{a}^H a(\phi_k)|^2$ y $(\cdot)^H$ representa el operador hermitiano transpuesto. Sustituyendo los valores de la ecuación (142); y después de hacer algunas operaciones algebraicas, obtenemos la siguiente expresión,

$$G(\phi_1, \phi_k) = \frac{1}{N^2} \frac{|\sin(0.5.N.\pi(\cos \phi_1 - \cos \phi_k))|^2}{|\sin(0.5.\pi(\cos \phi_1 - \cos \phi_k))|^2}. \quad (144)$$

La ecuación (143) representa la capacidad de mejora en el rendimiento del SIR en un arreglo lineal uniforme de N elementos, espaciados uniformemente en el plano x,y , su gráfica se muestra en la figura 53.

VII.3.2 Arreglo circular

Ahora se considera un arreglo circular de N elementos de antena omnidireccionales espaciados alrededor de un círculo de radio R ubicado en el plano x,y , como se muestra en la figura 54. El valor de radio adecuado para obtener un espaciamiento entre elementos de $\lambda/2$ (igual que en el arreglo lineal) es:

$$R = \frac{N\lambda}{4\pi}. \quad (145)$$

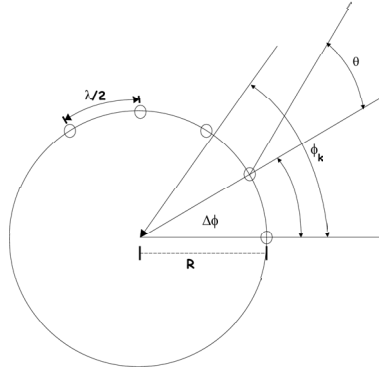


Figura 52. Geometría de un arreglo circular N elementos espaciados para una longitud de onda de $\lambda/2$. Se asume que los interferentes están espaciados uniformemente en un rango de $[0, 2\pi]$

Dado un plano de onda incidente en el plano x, y , la señal de fase en el n -ésimo elemento con respecto al centro del arreglo es:

$$\psi(\phi) = -(2\pi/\lambda)R \cos(\phi - \Delta\phi). \quad (146)$$

donde $\Delta\phi = (2\pi n/N)$.

El vector de dirección del arreglo circular puede ser escrito como:

$$a(\phi_k) = \left[e^{j\frac{N}{2} \cos \phi_k} \quad e^{j\frac{N}{2} \cos(\phi_k - \frac{2\pi}{N})} \quad e^{j\frac{N}{2} \cos(\phi_k - \frac{2\pi \cdot 2}{N})} \quad e^{j\frac{N}{2} \cos(\phi_k - \frac{2\pi(N-1)}{N})} \right]^T. \quad (147)$$

Al igual que en el arreglo lineal, el efecto de acoplamiento mutuo es despreciado en cada uno de los elementos de antena. Considerando que los interferentes se encuentran

uniformemente distribuidos en un intervalo de $[0, 2\pi]$, la mejora en el rendimiento del SIR para un arreglo circular está dada por:

$$G_{avg}(\phi_1) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} G(\phi_1, \phi_k) d\phi_k, \quad (148)$$

donde:

$$G(\phi_1, \phi_k) = \frac{1}{N^2} \left| \sum_{m=1}^N e^{[j.0.5.N.(\cos(\phi_k - (m-1)\Delta\phi) - \cos(\phi_1(m-1)\Delta\phi))]} \right|^2. \quad (149)$$

La ecuación (148) representa la capacidad de mejora en el rendimiento del SIR en un arreglo circular uniforme de N elementos, espaciados uniformemente alrededor de un círculo de radio R en el plano x, y , su gráfica se muestra en la figura 54.

VII.3.3 Relación señal a ruido mas interferencia (SINR) de salida y tasa de error de bit (BER) bajo desvanecimiento Rayleigh

La relación señal a ruido más interferencia de salida ($SINR_{out}$ *Signal to Interference plus Noise Ratio*) de un sistema CDMA ³ está en función de la relación señal a ruido (SIR) en la salida del arreglo de antena denotada por $(SIR)_{out}$ y puede ser escrito como:

³Acceso Múltiple por División de Códigos, es una técnica de acceso que en vez de utilizar las ranuras de tiempo o frecuencias, como lo hacen las tecnologías tradicionales, usa códigos binarios para transmitir y distinguir a un usuario de otro

[Song y Kwon, 1999].

$$SINR_{out} = (\phi_1) = \frac{P_s}{I_{out} + N_{out}} = \frac{SIR_{out}(\phi_1).SIR_{out}}{SIR_{out}(\phi_1) + SIR_{out}}, \quad (150)$$

donde:

$$SNR_{out} = N.SNR_{in}. \quad (151)$$

Definiendo los siguientes parámetros; P_s es la potencia de salida de la señal del usuario de interés, I_{out} es la potencia total de salida de otro usuario cualquiera, N_{out} es la señal de ruido de salida, SNR_{in} la relación señal a ruido de entrada y SNR_{out} es la relación señal a ruido de salida.

En un entorno con desvanecimientos Rayleigh, la tasa de error de bit de un sistema CDMA puede ser escrito como: [Proakis, 1995]

$$P_b = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\gamma_b(\phi_1)}{1 + \gamma_b(\phi_1)}} \right] d\phi_1, \quad (152)$$

donde:

$$\gamma_b(\phi_1) = \frac{SINR_{out}(\phi_1)}{2}. \quad (153)$$

VII.4 Simulación y análisis numérico

Para el proceso de simulación, los valores resultantes de mejora en el rendimiento del SIR ($G_{avg}(\phi_1)$), SINR de salida, así como el BER resultante para cada una de las configuraciones de arreglos de antena, fueron determinados a partir de las expresiones mencionadas en la sección VII.3, considerando una ganancia de ruido ensanchado de 20 dB, un valor de SIR_{in} de 7.2125 dB, un número de usuarios de 20 de acuerdo con [Proakis, 1995], y un SNR_{in} de 10 dB.

Para propósitos de comprobación, los resultados obtenidos a partir de las expresiones presentadas en la sección VII.3 son comparados contra los datos simulados. En este caso, los resultados de simulación fueron generados ubicando a los usuarios uniformemente en un intervalo, primeramente de $[0, \pi]$ para el arreglo lineal, posteriormente en un intervalo de $[0, 2\pi]$ en el caso del arreglo circular. Los resultados de mejora en el rendimiento del SIR $G_{avg}(\phi_1)$, $SINR_{out}$, y el BER fueron calculados para cada usuario en particular.

VII.4.1 Mejora en el SIR

En la figura 53 se muestra la gráfica de mejora en el SIR ($G_{avg}(\phi_1)$) para un arreglo lineal con diferente número de elementos. Los resultados obtenidos muestran que la mejora en el rendimiento del SIR es máxima sobre cierto intervalo de ϕ_1 , específicamente centrado en $\phi_1 = 90^\circ$ para un arreglo lineal de tipo *broadside*⁴. Sin embargo, el mejor

⁴Un arreglo de tipo *broadside* es un arreglo lineal de N elementos espaciados a la misma distancia uno de otro

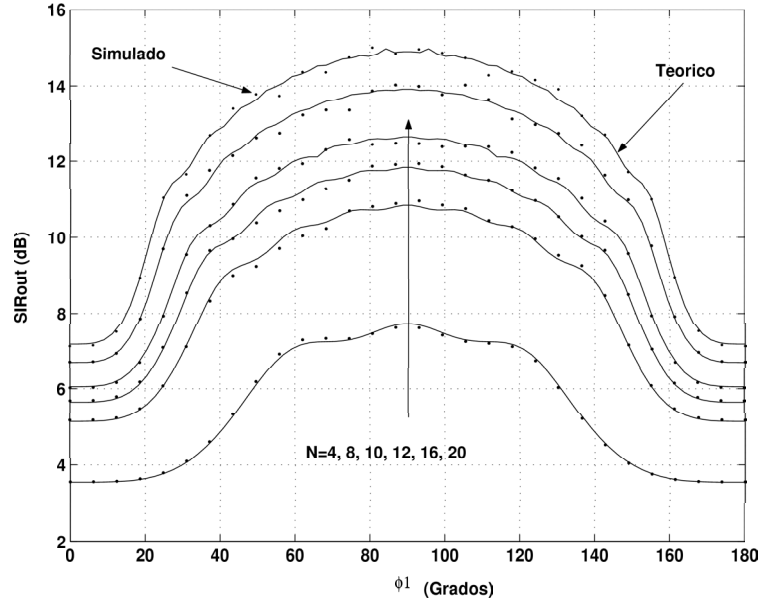


Figura 53. Variación de mejora en el SIR $G_{avg}(\phi_1)$ en (dB) con ϕ_1 para un arreglo lineal con diferente número de elementos N

valor de SIR en la salida de un arreglo lineal depende de ϕ_1 .

En la figura 54, se muestra la gráfica de la mejora en el rendimiento del SIR $G_{avg}(\phi_1)$ para un arreglo circular. Se puede observar que para un número pequeño de elementos de antena, la mejora en el rendimiento del SIR muestra un comportamiento oscilatorio. Sin embargo, conforme el número de elementos N se va incrementando, ese comportamiento oscilatorio se va estabilizando, lo que indica que para cualquier posición en la que se encuentre el usuario, la mejora en el rendimiento del SIR se mantiene uniforme. Como se puede observar los datos simulados tienen una buena aproximación con respecto a los datos teóricos.

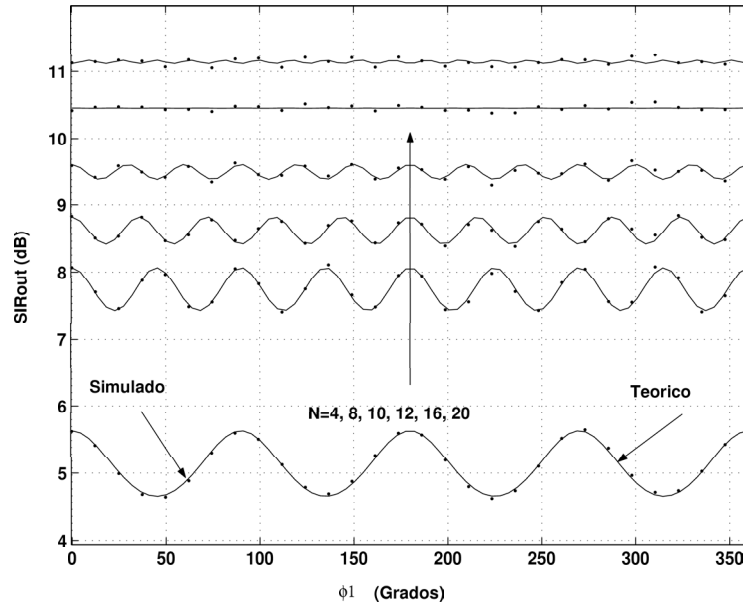


Figura 54. Variación de mejora en el SIR $G_{avg}(\phi_1)$ en (dB) con ϕ_1 para un arreglo circular con diferente número de elementos N

VII.4.2 SIR promedio, SINR y BER

En las tablas III, IV y V se muestran los resultados, obtenidos mediante simulación, de la mejora en el rendimiento promedio de SIR (G_{avg} en dB) sobre ϕ_1 (un promedio de G_{avg} sobre el rango considerado de ϕ_1), el $SINR_{avg}$ y del BER para diferente número de elementos N para un arreglo lineal y un arreglo circular respectivamente. Los valores revelan que para los mismos valores de N , tanto las configuraciones de un arreglo lineal como un arreglo circular presentan aproximadamente el mismo valor promedio de G_{avg} , $SINR_{out}$ y BER sobre ϕ_1 . Sin embargo, se puede notar que para el mismo valor de N , una configuración tipo panel triangular de arreglos lineales de antena, se requiere emplear tres veces el número total de elementos de antena que un arreglo circular para

Tabla III. Promedio de mejora del SIR $G_{avg}(\phi_1)$ sobre ϕ_1 para un arreglo lineal y un arreglo circular

	Mejora de SIR $G_{avg}(\phi_1)$ in (dB) sobre ϕ_1			
	Arreglo Lineal		Arreglo Circular	
N	Teórico	Simulado	Teórico	Simulado
4	5.1942	5.1856	5.2101	5.1145
8	7.7469	7.7392	7.7495	7.7443
10	8.5886	8.5824	8.6233	8.6138
12	9.2592	9.2518	9.4962	9.4962
16	10.3292	10.3292	10.4479	10.4469
20	11.1295	11.1238	11.1407	11.1351

Tabla IV. $SINR_{out}$ promedio sobre ϕ_1 para arreglo lineal y arreglo circular

	$SINR_{out}$ (dB)			
	Arreglo Lineal		Arreglo Circular	
N	Teórico	Simulado	Teórico	Simulado
4	11.104	11.1245	10.7891	10.7820
8	14.0984	14.0929	14.0946	14.0901
10	15.0614	15.0557	15.0664	15.0607
12	15.8504	15.8443	15.8575	15.8515
16	17.0973	17.0912	17.1001	17.0940
20	18.0694	18.0599	18.0695	18.0600

obtener las mismas prestaciones y una cobertura de 360° .

Con respecto a las tablas III y IV para el mismo valor de N , tanto para el arreglo lineal como para el arreglo circular, en el análisis teórico como simulado, se obtienen los mismos resultados, para ambos arreglos, pero para el caso del arreglo lineal se está analizando solamente un de las caras de la configuración tipo panel triangular, por lo que al analizar las tres caras de éste, estos resultados se estarían triplicando para determinar el resultado exacto del análisis de las prestaciones implementado ésta

Tabla V. BER sobre ϕ_1 para arreglo lineal y arreglo circular

	BER			
	Arreglo Lineal		Arreglo Circular	
N	Teórico	Simulado	Teórico	Simulado
4	0.0364	0.0367	0.0372	0.0376
8	0.0205	0.0207	0.0206	0.0208
10	0.0170	0.0172	0.0169	0.0171
12	0.0145	0.0147	0.0142	0.0144
16	0.0113	0.0115	0.0112	0.0113
20	0.0093	0.0094	0.0093	0.0095

configuración tipo panel, resultando no adecuado en cuanto a costos para un sistema de comunicaciones móviles implementado configuraciones tipo panel triangular en la estación base.

En cuanto al arreglo circular, los resultados que muestran las tablas III y IV, son adecuados para obtener una buena respuesta en el sistema implementado arreglos circulares en la estación base.

VII.5 Conclusiones

En este caso, el rendimiento de dos configuraciones de arreglos de antena más utilizadas en comunicaciones móviles fue analizado bajo un entorno CDMA, pero éstos arreglos pueden utilizarse en conjunto con otras técnicas de acceso, por ejemplo SDMA⁵ para mejorar las prestaciones en un sistema de comunicaciones móviles.

⁵SDMA *Spatial Division Multiple Access* Es una técnica de acceso que determina las diferentes ubicaciones de los móviles contenidos en un entorno ya sea micro o macrocelular

Se analizó el rendimiento del SIR en un arreglo lineal y en un arreglo circular empleados en la estación base de un sistema de comunicación móvil con técnica de acceso CDMA. Como se mostró en las tablas III, IV y V para obtener una cobertura completa de 360° alrededor de la estación base, un arreglo circular ofrece un rendimiento uniforme en términos de SIR, a diferencia de un arreglo lineal. Además, los resultados de mejora en el rendimiento promedio del SIR, $SINR_{out}$ y BER tanto teóricos como simulados son presentados de manera de tablas comparativas. Estos resultados indican que para los mismos valores de N , una configuración triangular requeriría emplear tres veces más el número total de elementos de antena para obtener el mismo rendimiento comparado a un arreglo circular [Panduro *et al*, 2003].

Estos resultados indican que se necesita hacer investigación más a fondo en cuanto a arreglos de antena que tengan la característica de tener un campo de visión más amplio, como lo obtenido en el arreglo circular. Esto último representa el estado del arte en los arreglos de antena.

Capítulo VIII

Conclusiones

VIII.1 Conclusiones

En base a la investigación de conceptos y principios que constituyen un sistema de comunicaciones móviles a partir de arreglos de antena, tanto de los modelos existentes como de modelos propuestos en este trabajo, sobre todo de los resultados obtenidos por simulación referentes a éstos, se muestran a continuación las siguientes conclusiones.

Los sistemas de arreglos de antena son la clave principal de los sistemas de antenas inteligentes, su objetivo es incrementar la capacidad del canal y eficientizar el espectro disponible.

En el desarrollo de 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. Junto con esto, ahora se requiere conocer las características espaciales del canal radio.

Estas características deben estar definidas mediante información estadística. Par-

ticularmente 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 modelos de canal radio de hoy en día, como los modelos geométricos de dispersión son fundamentales en la determinación de tales parámetros. Dichos 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 circular de un solo salto analizado en el capítulo III, se vio que la contribución más importante de señales multitrayectoria proviene de aquellos dispersores ubicados en una apertura angular tanto de estación base como del terminal móvil de aproximadamente de 3° y de 75° respectivamente y en tiempos de retardo relativamente pequeños específicamente en el intervalo de $3.33\mu\text{seg}$ y $4\mu\text{seg}$.

Con respecto a los parámetros de dispersión de canal radio, éstos complementan la caracterización del entorno en que se propaga la señal. Además proporcionan información precisa acerca de distancias adecuadas para ofrecer las mejores prestaciones en un sistema comunicaciones móviles celulares implementando arreglos de antena. De cara a esto para que posteriormente se contemple un sistema de antenas inteligentes.

Se mostró la importancia que tienen los arreglos de antena en antenas inteligentes para un sistema de comunicaciones móviles. El arreglo de antenas juega un papel muy importante en la aplicación de datos del entorno espacial, particularmente, en captar la diversidad espacial de su entorno en términos de 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 comunicaciones móviles.

Las estructuras de arreglos de antena más sobresalientes son: el arreglo lineal uniforme y el arreglo circular uniforme. El arreglo lineal fue la primera estructura de arreglos de antena que se analizó en este trabajo de investigación, debido a que representa la estructura menos compleja, su dificultad principal fue la variabilidad que presenta el ancho de haz al orientar su patrón de radiación hacia otras direcciones. Por otra parte, en base al modelado y simulación del factor de arreglo se determinaron parámetros críticos en el número de elementos y en el espaciamiento entre ellos, logrando obtener un patrón de radiación más directivo y con menor número de nulos. Además con un solo arreglo lineal no es suficiente para cubrir un sector celular de 360° . No obstante, ésto se logra empleando tres arreglos lineales con cobertura de 120° cada uno, pero implementar una configuración así en una estación base sería una desventaja en cuanto a costos, teniendo la desventaja en el procesamiento extra que implica el efecto de traspaso, que ocurre cuando el móvil pasa de una zona de cobertura a otra que se encuentra alledaña, dentro del mismo entorno macrocelular.

El arreglo circular uniforme, en el cual, se basó el estudio de los arreglos de antena presenta una amplia ventaja sobre el arreglo lineal uniforme ya que tiene la capacidad de dar una libre cobertura por sí solo a todo el entorno que lo rodea (360°).

También se determinó que para dar una cobertura adecuada, un arreglo circular utiliza menor número de elementos en comparación que un arreglo lineal, disminuyendo el costo en cuanto a diseño en una estación base.

Por último, la investigación realizada se aplicó a resolver un problema relacionado con las mejoras en el parámetro SIR, a partir de trabajar con el control de interferentes o dispersores más que trabajar con la amplitud de la señal. Los resultados de estas simulaciones nos muestran que para un mismo número de elementos, tanto el arreglo lineal como el arreglo circular nos arrojan los mismos valores en cuando a la relación señal a ruido; pero como un arreglo lineal tiene una cobertura máxima de 180° , se requeriría emplear tres veces más el número de elementos para obtener una cobertura completa de 360° , que es la que se obtiene con el arreglo circular. En cuando al BER, entre más elementos de antena haya en un arreglo circular este parámetro se decrementa, sin embargo, entre más elementos de antena tenga un arreglo, su complejidad y costos aumentan, por lo tanto, en base a esto resultados de determinó que un arreglo circular con 12 elementos de antena, se obtienen resultados adecuados en las prestaciones de un sistema de comunicaciones móviles implementado arreglos de antena.

VIII.2 Aportaciones

A partir de lo comentado en el apartado anterior, las principales aportaciones de este trabajo de investigación, se pueden resumir de la siguiente manera:

1. Se muestran resultados de investigación sobre el estado del arte en líneas de investigación relacionados con arreglos de antena, particularmente en el arreglo circular.

2. Cada uno de los temas investigados constituyen en conjunto una línea de investigación reciente en el CICESE dentro del contexto de arreglos de antena en comunicaciones móviles celulares.
3. Se describió y analizó el modelo de dispersión circular de un solo salto para entornos macrocelulares, en el cual se obtuvieron parámetros de dispersión críticos. Cabe destacar que el tópico de los modelos espaciales de canal es una línea de investigación abierta que es fundamental en el estado del arte de los sistemas de comunicaciones móviles.
4. Se obtuvieron parámetros óptimos de los arreglos de antena para su diseño aplicado a las comunicaciones móviles celulares.
5. En cuanto al arreglo circular, se ha propuesto un nuevo modelo analítico como complemento a un modelo experimental, realizado como antecedente de este trabajo.
6. Se determinaron parámetros críticos de un arreglo circular, en cuanto a su radio y su número de elementos para obtener un patrón de radiación más eficiente.
7. Se elaboró un trabajo descriptivo en cuanto a las características que definen el patrón direccional de un arreglo circular.
8. Se evaluaron las mejoras de rendimiento tanto en el SIR y BER haciendo una comparación y determinando las ventajas que tiene un arreglo circular con respecto a un arreglo lineal.

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 integral, mientras que en la literatura abierta se tratan por separado.

Además de las aportaciones mencionadas anteriormente, y trabajando de manera conjunta con estudiantes de doctorado del Grupo de Comunicaciones Inalámbricas, se ha contribuido con la publicación de trabajos de investigación generados por esta tesis:

1. Artículo de investigación sometido en: "EURASIP Journal on Applied Signal Processing" con el título ***On Base Station Antenna Array Structures for SIR Improvement in CDMA Cellular Systems.*** Marco A. Panduro, David Covarrubias y Luis F. Solís
2. Artículo de investigación aceptado en: "World Scientific and Engineering Academy and Society" con el título ***SIR Improvement of Different Antenna Arrays Structures in CDMA Cellular Systems.*** Marco A. Panduro, David Covarrubias y Luis F. Solís, por publicarse en el 2003 *Transaction on Communications* Vol. 1, No. 3.

VIII.3 Trabajos futuros

referente al arreglo circular en el contexto del entorno macrocelular dispersivo, se propone en realizar un trabajo similar al presentado en esta tesis, con la variante de

emplear un modelo de densidad de llegada Gaussiana (GAA), mediante un arreglo circular. La justificación de esto, es que la precisión del modelo Gaussiano, debe ser casi impecable debido a que la región dispersora se encuentra sólo alrededor del móvil, pero considerando una región dispersora totalmente amorfa, este sería un caso más real en cuanto a la propagación de las señales de comunicaciones móviles.

Habiendo concluido este trabajo de investigación, donde se aborda la problemática referente al arreglo circular en el contexto del entorno macrocelular dispersivo, se propone continuar investigando el arreglo circular, ya que es la estructura de arreglos de antena que no ha sido explotada totalmente y en donde se puede obtener resultados de investigación interesantes. Partiendo con la misma plataforma de un entorno macrocelular se pueden determinar los parámetros óptimos que constituyen un arreglo circular implementando un esquema de optimización.

También sería de interés modelar y simular los parámetros de radiación de un arreglo circular en un entorno macrocelular dispersivo, considerando el acoplamiento mutuo, ya que es un efecto que siempre está presente en los sistemas de antenas inteligentes.

Se propone realizar un trabajo similar al presentado en esta tesis, con la variante de emplear un modelo de densidad de llegada Gaussiana (GAA), mediante un arreglo circular. La justificación de esto, es que la precisión del modelo Gaussiano, debe ser casi impecable debido a que la región dispersora se encuentra sólo alrededor del móvil, pero considerando una región dispersora totalmente amorfa, este sería un caso más real en cuanto a la propagación de las señales de comunicaciones móviles.

Finalmente, este trabajo puede seguir su desarrollo de investigación incluyendo un esquema de caracterización de parámetros de radiación, en el cual se ajuste el control de potencia a la respuesta 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

- ArrayCom. 2000. "Smart Antennas Systems", *IntelliCell Technology* Disponible en: <http://www.webproforum.com/smar-ant>
- Balanis, C. A. 1997. "Antenna Theory Analysis and Design", *John Wiley & Sons*, 2a. Edición, 937 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.
- Durrani, S. y Bialkowski, M.E. 2002. "Interference Rejection Capabilities of Different types of Array Antennas in Cellular Systems", *Electronics Letters*, (38):13 617–619 p.
- Ertel, R. B. y Reed, J. H. 1999. "Angle and Time of Arrival for Circular and Elliptical Scattering Models", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 17(11): 1829–1840 p.
- Garg, V. K. y Wilkes, J. E. 1996. "Wireless and Personal Communications Systems", *Prentice Hall*, 1a. Edición USA. 445 p.
- Gupta I. J. y Ksienky A. A. 1983. "Effect of Mutual Coupling on the Performance of Adaptive Arrays", *IEEE Transactions Antennas and Propagation AP-31*, (785–791) p.
- Godara, L. C. 1997. "Aplication of Antenna Arrays to Mobile Communications, Parte I: Performace Improvement, Feasibility and System Considerations", *Proccedings of IEEE*, 85(7): 1031–1060 p.
- Godara, L. C. 1997. "Aplication of Antenna Arrays to Mobile Communications, Parte II: Beam-Forming and Direction of Arrival Considerations", *Proccedings of IEEE*, 85(7): 1195–1245 p.
- Hernando, J. M. y Pérez-Fontán, F. 1999. "Introduction to Mobile Communication Engineering", *Artech House*, 1a. Edición. Norwood. 535 pp.
- Hecht, E. 2000. "Optica", *Addison Wesley Iberoamericana*, 3a. Edición, Madrid, 722 pp.

- Kuklas, R. y Fattouche, M., 1998. "Line-of-Sight Angle of Arrival Estimation in the Outdoor Multipath Environment", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 47(1): 342–351 p.
- Janaswamy, R. 2001. "Radiowave Propagation and Smart Antennas for Wireless Communications", *Kluwer Academic Publishers*, 1a. Edición, Massachussets, 312 pp.
- Lehne, P. H. y Pettersen, M. 2000. "An Overview of Smart Antenna Technology for Mobile Communications Systems", *IEEE Communications Surveys*, 2(4) 2–13 p.
- Liberti, J. C. y Rappaport, T. S. 2001. "Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications", *Prentice Hall*, 1a Edición, New York, 376 pp.
- Liberti, J. C. y Rappaport, T. S. 1996. "A Geometrically Based Model for Line-of-Sight Multipath Radio Channels", *Proceedings IEEE Vehicular Technology Conference*, 844–848 p.
- Litva, J. y Lo, T. K. 1996. "Digital Beamforming in Wireles Communications", *Artech House*, 1a Edición, Norwood, 301 pp.
- Ma, M. T. 1974. "Theory and Application of Antenna Arrays", *John Wiley & Sons*, 1a. Edición, Nueva York, 409 pp.
- Makarov S. N. 2002. "Antenna and EM Modelling with MATLAB", *John Wiley & Sons*, New York, 267 pp.
- Muñoz, M. A. 2002. "Modelado y Simulación de Arreglos de Antenas en Antenas Inteligentes", *Tesis de Maestria en Ciencias*, CICESE, 149 pp.
- Neskovic, A., Neskovic, N. y Paunovic, G. 2000. "Modern Approaches in Modeling of Mobile Radio Systems Propagation Environment", *IEEE Communications Surveys*, Disponible en: <http://comsoc.org/pubs/surveys>, 2–12 p.
- Okumura, Y. 1968. "Field Strength and Its Variability in VFH and UHF Land-Mobile Radio Service", *Review of the Electrical Communications Laboratory*, 16(9): 825–873 pp.
- Panduro, M. A., Covarrubias, D. y Solís, L. F. 2003. "SIR Improvement of Different Antenna Arrays Structures in CDMA Systems", *WSEAS Transactions on Communications*, por publicarse en el 2003.
- Peebles, P. Z. 1993 "Probability, Random Variables, and Random Signal Principles", *McGraw-Hill*, 3a. Edición, Nueva York, USA, 401 pp.
- Petrus, P. y Reed, J. H. 1997. "Effects of Directional Antennas at the Base Station on the Doppler Spectrum", *IEEE Communications Letters*, 1(2): 40–42 p.

- Petrus, P., Reed, J. H. y Rappaport, T. S. 2002. “Geometrical-Based Statistical Macro-cell Channel Model for Mobile Environments”, *IEEE Transactions on Communications*, 50(3): 495–502 p.
- Proakis, J. G. 1995. “Digital Communications”, *McGraw-Hill*, 3a. Edición, Nueva York, 732 pp.
- Rappaport, T. 1996. “Wireless Communications: Principles & Practice”, *Prentice Hall*, 1a. Edición, New Jersey, 641 pp.
- Rappaport, T. 2001. “Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications”, *Prentice Hall*, 1a. Edición, New Jersey, 376 pp.
- Song, Y. S. y Kwon, M. H. 1999. “Analysis of a simple smart antenna for CDMA Wireless Communications”, *IEEE Vehicular Technology Conference*, Houston Texas, 254–258 p.
- Stutzman, W. L. Gary, T. 1998. “Antenna Theory and Design”, John Wiley & Sons, 2a. Edición, New York, 640 pp.
- Tillman, J. D. Jr. 1966. “The Theory and Design of Circular Antenna Arrays”, *University of Tennessee Engineering Experiment Station*, 320 pp.
- Tsoulos, G.V. 1999. “Smart Antennas for Mobile Communications: Benefits and Challenges” *Electronic & Communication Engineering Journal*, 50(3): 84–94 p.
- Yacoub, M. D. 1993. “Foundations of Mobile Radio Engineering”, *CRC Press*, 1a Edición, Londres, 500 pp.
- Zamora, J. A. 2002. “Modelado y Simulación de Técnicas de Conformación de Haz para antenas inteligentes”, Tesis de Maestría en Ciencias, Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones, CICESE, Ensenada, B.C. 297 pp.

Apéndice

Apéndice A

Desarrollo matemático del modelo de dispersión circular

A.1 Función de densidad de probabilidad conjunta en coordenadas polares

La forma de transformar la función de probabilidad conjunta $f_{x-y}(x, y)$ a coordenadas polares se realiza mediante la relación entre coordenadas rectangulares y coordenadas polares, definidas por las siguientes ecuaciones:

$$r_b = \sqrt{x^2 + y^2}, \quad (154)$$

$$\theta_b = \arctan\left(\frac{y}{x}\right), \quad (155)$$

$$x = r_b \cos(\theta_b), \quad (156)$$

$$y = r_b \sin(\theta_b), \quad (157)$$

donde $(x - y)$ indica la posición del dispersor. La *pdf* $f_{r_b, \theta_b}(r_b, \theta_b)$ puede ser encontrada mediante la siguiente relación:

$$f_{r_b, \theta_b}(r_b, \theta_b) = \frac{f_{x,y}(x, y)}{|J(x, y)|} \Big|_{x=r_b \cos(\theta_b)} \quad (158)$$

donde $J(x, y)$ es la transformación Jacobiana dada por:

$$J(x, y) = \begin{vmatrix} \frac{\partial x}{\partial r_b} & \frac{\partial x}{\partial \theta_b} \\ \frac{\partial y}{\partial r_b} & \frac{\partial y}{\partial \theta_b} \end{vmatrix}^{-1} = \begin{vmatrix} \cos(\theta_b) & -r_b \sin(\theta_b) \\ \sin(\theta_b) & r_b \cos(\theta_b) \end{vmatrix}^{-1} = \frac{1}{r_b}.$$

donde la distancia r_b siempre es positiva. Por lo tanto sustituyendo la ecuación anterior en (158) se tiene

$$f_{r_b, \theta_b}(r_b, \theta_b) = r_b f_{x,y}(r_b \cos(\theta_b), r_b \sin(\theta_b)) \quad (159)$$

A.2 Función de densidad de probabilidad conjunta AOA/TOA

De acuerdo a las posiciones del móvil del dispersor y de la estación base, se forma un triángulo de lados r_s , r_b y D (figura 5), por lo que es posible poner uno de los lados en función de los otros dos mediante la ley de los cosenos, por lo tanto,

$$r_s = \sqrt{D^2 + r_b^2 - 2r_b \cos(\theta_b)}. \quad (160)$$

Si el retardo de propagación $\tau = (r_s + r_b)/c$, entonces de acuerdo a la expresión (160), τ se redefine como:

$$\tau = \frac{r_b + \sqrt{D^2 + r_b^2 - 2r_b D \cos(\theta_b)}}{c}, \quad (161)$$

finalmente de (161) puede despejarse r_b , tal como

$$r_b = \frac{D^2 - \tau^2 c^2}{2(D \cos(\theta_b) - \tau c)}. \quad (162)$$

Una vez que se ha encontrado una relación adecuada entre r_b y τ , puede deducirse la probabilidad conjunta *pdf* AOA/TOA, tal como.

$$f_{\tau, \theta_b}(\tau, \theta_b) = \frac{f_{r_b, \theta_b}(r_b, \theta_b)}{|J(r_b, \theta_b)|} \bigg|_{r_b=(D^2 - \tau^2 c^2 / (2(D \cos(\theta_b) - \tau c))}, \quad (163)$$

donde $J(\theta_b, r_b)$ es la transformación Jacobiana dada por:

$$J(\theta_b, r_b) = \left| \frac{\partial r_b}{\partial \tau} \right|^{-1} = \frac{2(D \cos(\theta_b) - \tau c)^2}{D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos(\theta_b)}. \quad (164)$$

Por lo tanto la *pdf* AOA/TOA se expresa en función de la *pdf* conjunta en coordenadas polares, tal como,

$$f_{\tau, \theta_b}(\tau, \theta_b) = \frac{D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos(\theta_b)}{2(D \cos(\theta_b) - \tau c)^2} \cdot f_{r_b, \theta_b} \left(\frac{D^2 - \tau^2 c^2}{2(D \cos(\theta_b) - \tau c)}, \theta_b \right). \quad (165)$$

Sustituyendo la expresión (165) en (159), se tiene la *pdf* AOA/TOA en función de la *pdf* conjunta $f_{x,y}(x, y)$ definida com

$$f_{\tau, \theta_b}(\tau, \theta_b) = \frac{(D^2 - \tau^2 c^2)(D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos(\theta_b))}{4(D \cos(\theta_b) - \tau c)^3} \cdot f_{x,y}(r_b \cos(\theta_b), r_b \sin(\theta_b)). \quad (166)$$

A partir de la relación entre r_b y τ , se puede obtener de manera similar para obtener una relación entre r_s y τ de la siguiente forma:

$$r_s = \frac{D^2 - \tau^2 c^2}{2(D \cos(\theta_s) - \tau c)}. \quad (167)$$

A.3 Función de densidad de probabilidad marginal (TOA y AOA)

A.3.1 Función de densidad de probabilidad marginal AOA

Para hallar la *pdf* marginal TOA es a partir de la integración de la *pdf* conjunta en coordenadas polares mostrada en la expresión 159, con respecto a r_b en el intervalo $r_{b_1}(\theta_b)$ a $r_{b_2}(\theta_b)$

$$\begin{aligned} f_{\theta_b}(\theta_b) &= \int_{r_{b_1}(\theta_b)}^{r_{b_2}(\theta_b)} f_{r_b, \theta_b}(r_b, \theta_b) d r_b \\ &= \int_{r_{b_1}(\theta_b)}^{r_{b_2}(\theta_b)} r_b f_{x,y}(r_b \cos(\theta_b), r_b \sin(\theta_b)) d r_b \end{aligned} \quad (168)$$

En la figura 55 se muestran las distancias de $r_{b_1}(\theta_b)$ y $r_{b_2}(\theta_b)$ para una región dispersora arbitrarea.

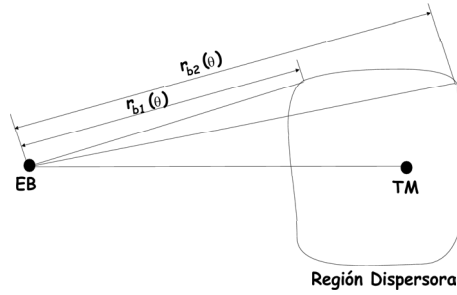


Figura 55. Cálculo de la *pdf* AOA

Para un densidad de dispersión uniforme con una función de densidad de probabilidad de la forma $f_{x,y}(x, y) = (1/A)$, la *pdf* AOA, se define de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} f_{\theta_b}(\theta_b) &= \int_{r_{b1}(\theta_b)}^{r_{b2}(\theta_b)} \frac{1}{A} r_b dr_b, \\ &= \frac{1}{2A} (r_{b2\theta_b}^2 - r_{b1\theta_b}^2). \end{aligned} \quad (169)$$

Las expresiones para $r_{b1}(\theta_b)$ y $r_{b2}(\theta_b)$ se determinan a partir de una representación en coordenadas polares en los límites de la región dispersora. Si se condisera que la estación base está ubicada dentro de la región dispersora, $r_{b1} = 0$, la *pdf* AOA se reduce a la siguiente expresión:

$$f_{\theta_b}(\theta_b) = \frac{1}{2A} (r_{b2}^2(\theta_b)). \quad (170)$$

Las mismas ecuaciones se aplican para el caso en el que el terminal móvil se encuentra en la región dispersora, expresandose en coordenadas polares (r_s, θ_2) , la *pdf* AOA vista

desde el terminal móvil está dada por:

$$f_{\theta_2}(\theta_2) = \frac{1}{2A}((r_{s_2\theta_s}^2 - r_{s_1\theta_s}^2)). \quad (171)$$

Las expresiones $r_{s_2}(\theta_s)$ y $r_{s_1}(\theta_s)$ son válidas cuando el terminal móvil se encuentre en los límites de la región dispersora. Para el caso en el que el terminal móvil se encuentre dentro de la región dispersora, $r_{s_1}(\theta_s) = 0$, entonces la *pdf* AOA en el terminal móvil está dada por:

$$f_{\theta_s}(\theta_2) = \frac{1}{2A}r_{s_2}^2(\theta_s). \quad (172)$$

Lista de acrónimos

2G	Segunda Generación
3G	Tercera Generación
AOA	Angle of Arrival
AS	Angle Spread
AF	Array Factor
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
CDMA	Code Division Multiple Access
CSM	Circular Scattering Model
DBF	Digital Beamformer
DS	Delay Spread
DOA	Direction of Arrival
EB	Estación Base
TM	Terminal Móvil
SINR	Signal-to-interference Noise Ratio
SIR	Signal Interference Ratio
SDMA	Spatial Division Multiple Access
TDMA	Time Division Multiple Access
TOA	Time of Arrival
UCA	Uniform Circular Array
ULA	Uniform Linear Array
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System

.

*“Una tesis es:
El valor de hacer las cosas
y de hacerlas bien”*

Luis Fernando Solís Vázquez