

TESIS DEFENDIDA POR
Israel Ulises Ponce Monárrez
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

Dr. Jaime Sánchez García
Director del Comité

Dr. Luis Armando Villaseñor González
Miembro del Comité

Dr. José Rosario Gallardo López
Miembro del Comité

Dr. Carlos Alberto Brizuela Rodríguez
Miembro del Comité

Dr. Arturo Velázquez Ventura
*Coordinador del programa de
posgrado en ciencias en Electrónica
y Telecomunicaciones*

Dr. Raúl Ramón Castro Escamilla
Director de Estudios de Posgrado

30 de Septiembre del 2005

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



**PROGRAMA DE POSGRADO EN CIENCIAS
EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**PROCESAMIENTO DE SEÑALES MULTITRAYECTORIA EN ANTENAS ADAPTIVAS
PARA AMBIENTES INTERIORES (PICOCÉLULAS), CON APLICACIONES A OFDM
EN REDES INALÁMBRICAS DE CUARTA GENERACIÓN**

TESIS

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

Presenta:

ISRAEL ULISES PONCE MONÁRREZ

Ensenada, Baja California, México, Septiembre del 2005.

RESUMEN de la tesis de **Israel Ulises Ponce Monárrez**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES. Ensenada, Baja California. Septiembre del 2005.

PROCESAMIENTO DE SEÑALES MULTITRAYECTORIA EN ANTENAS ADAPTIVAS PARA AMBIENTES INTERIORES (PICOCÉLULAS), CON APLICACIONES A OFDM EN REDES INALÁMBRICAS DE CUARTA GENERACIÓN

Resumen aprobado por:

Dr. Jaime Sánchez García
Director de Tesis

La evolución de los sistemas de comunicación se ve reflejada en los servicios ofrecidos actualmente, los cuales demandan una mejor calidad a una mayor velocidad. El canal radio es el medio de transmisión físico entre un transmisor y un receptor, el cual continua siendo el cuello de botella en el desarrollo de los sistemas de comunicación inalámbricos. En una red inalámbrica operando en ambientes interiores, la información es transmitida a través de una señal de banda ancha, la cual llega al receptor con distintas réplicas retardadas, provocando interferencia intersímbolo y desvanecimientos selectivos en frecuencia, lo cual degrada el desempeño de los sistemas de comunicaciones inalámbricos.

OFDM es una técnica de modulación multiportadora, donde los datos son transmitidos a través de varias subportadoras ortogonales de banda angosta traslapadas entre sí; OFDM hace un uso eficiente del espectro de frecuencias, ya que se logran altas tasas de transmisión de datos en un rango de frecuencias limitado, además de evitar la interferencia intersímbolo y los desvanecimientos selectivos en frecuencia.

El uso de arreglos de antenas adaptivos nos permite mejorar aún más el desempeño de un sistema de comunicaciones inalámbrico ya que se crea un patrón de radiación que elimina señales no deseadas en el receptor, mejorando la relación señal a ruido del sistema.

En este trabajo se estudia, implementa y evalúa un sistema de comunicación inalámbrico basado en OFDM que utiliza un arreglo de antenas adaptivas en el receptor; para la implementación del sistema se elige un modelo de canal radio espacio-temporal para sistemas de redes inalámbricas (WLANs) en la banda de los 5 GHz; el sistema se evalúa en función de la tasa de bit erróneo (BER) obtenido al variar la relación señal-ruido (SNR) del canal y al modificar los parámetros de las multitrayectorias de la señal transmitida.

Palabras clave: Canal Radio, Multitrayectorias, OFDM, Arreglo de Antenas Adaptivas, WLANs.

ABSTRACT of the thesis presented by **Israel Ulises Ponce Monárrez** as a partial requirement to obtain the MASTER OF SCIENCE degree in ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS. Ensenada, Baja California, Mexico. September 2005.

MULTIPATH SIGNAL PROCESSING IN ADAPTIVE ANTENNA ARRAY FOR INDOOR ENVIRONMENTS (PICOCELLS), WITH OFDM APPLICATIONS IN WIRELESS FOURTH GENERATION NETWORKS

The evolution of communication systems is reflected in the actual offered services, which demand a better quality at greater speeds. The radio channel is the physical transmission medium between a transmitter and a receiver, which is still the bottleneck in the development of wireless communication systems. In a wireless network operating at indoor environment, information is transmitted through a broadband signal, which arrives at the receiver along with different delayed copies, causing intersymbol interference and frequency selective fading, thus degrading the performance of the wireless communications systems.

OFDM is a multicarrier modulation technique, where the data is transmitted through several overlapped orthogonal narrow band subcarriers; OFDM makes an efficient use of the frequency spectrum, since high data transmission rates are obtained in a limited frequency range. Furthermore, it avoids intersymbol interference and frequency selective fading problems.

The use of adaptive antenna arrays allow us to improve the performance of the wireless communication system, since a radiation pattern is created that eliminates undesired signals at the receiver, improving the system's signal to noise ratio.

In this work an OFDM wireless communication system that uses adaptive antenna array in the receiver is studied, simulated and evaluated; for the implementation of the system a space-time radio channel model is chosen for local area networks (WLANs) in the 5 GHz band; the system is evaluated regarding the bit error rate (BER) obtained by varying the signal to noise ratio (SNR) of the channel and by modifying the multipath propagation parameters of the transmitted signal.

Keywords: Radio Channel, Multipath, OFDM, Adaptive Antenna Arrays, WLANs.

*A las personas que más admiro en mi vida, a mis padres, Emiliano Ponce
y Victoria Monárrez, que han dado lo mejor para sus hijos.*

Mi más profundo agradecimiento para ellos.

Los quiero mucho.

*A mis hermanas, Laura Suheil y Débora Selene, que junto con mis
padres hemos caminado una vida, compartiendo sueños, superando
momentos difíciles y disfrutando nuestros triunfos.*

Las quiero mucho.

Todo lo puedo en Cristo que me fortalece.

Agradecimientos

Agradezco a Dios, por la vida que me presta, porque hasta aquí me ha ayudado y me ha sostenido.

Agradezco a mis tíos, José Julio Guerrero y Lucía Rosas, porque me recibieron con los brazos abiertos desde el primer día que inicié mi aventura aquí en Ensenada y porque me han hecho sentir como en mi casa. Dios los bendiga, mil gracias por todo su apoyo y cariño, lo mejor para ustedes y sus seres queridos.

Agradezco al Dr. Jaime Sánchez García, por su apoyo a lo largo de esta travesía, gracias por la ayuda que me dio para lograr alcanzar la meta de esta carrera.

A la familia Scott Jaime, por su cariño y afecto, por permitirme entrar a su hogar y hacerme sentir que soy parte de su familia, Dios los bendiga grandemente, gracias.

A todos los profesores, que gracias a su dedicación y esfuerzo me permitieron superarme en conocimientos, y me ayudaron a desarrollar habilidades que me serán útiles para alcanzar nuevos objetivos. Un reconocimiento a mi comité de tesis, formado por Luis Villaseñor, Rosario Gallardo y Carlos Brizuela, por su labor al ayudarme a mejorar mi trabajo.

A todos mis compañeros y amigos del CICESE que siempre me contagiaron de su entusiasmo para continuar, gracias a ellos estoy escribiendo estas líneas y porque juntos hemos logrado muchas cosas. A las niñas telecas, gracias por su amistad, apoyo y por aguantarme; Ruth, hicimos un buen equipo; Eli, gracias por hacerme renegar de vez en cuando; Abi, Ana, Roshell y Perla, gracias por su apoyo. A los guamaras: Gabriel, Rafa, Damián, Iván, Adrián, Roger; a los puebla's: Aarón, Karen y Dario; a los amigos de la generación anterior: Paúl, Carlitos, Cabanillas, Canek, Ángel y Mario; a los de RF: Hugo, Brenda, Daniel, Carolina, Luis, Bere y Gonzalo; a los controleros: Adán y Nestor; a Luis Felipe, a Charles, a José, al Vale, a Chava, a José Luis Olvera. A todos ellos les deseo lo mejor, éxito en sus vidas.

A los amigos que hice en Ensenada fuera del CICESE les agradezco su amistad y apoyo en los momentos difíciles; Ana Scott, Argelia (aaaaaahh), Nancy, Nidia, Eli Arias, Nadia, Jael, Carolina, Vicky Ramírez, Tabita Balderas, Misael Durán, Abraham Scott, Josué, y Sergio, a todos ellos mi más sincero agradecimiento. A todas las personas que conocí en la Iglesia, con las cuales pude convivir y que en su momento se han preocupado por mí, y me han dado una palabra de aliento, gracias.

A mis familiares, mis tías, tíos, primos y primas, a todos, gracias por creer en mi, gracias por animarme a seguir adelante.

A Julio César y Rosy, he aprendido mucho de ustedes.

A mis amigos de Durango, a todos ellos gracias por sus mensajes y por las porras que me echan. A Esther, gracias por tus oraciones, por tus palabras, por tus buenos deseos.

A la comunidad CICESE, que cada día da su mejor esfuerzo; al coordinador del posgrado, Arturo Velázquez; a las secretarías del postgrado, Rosy, Laura y Aurora; todos ellos hacen un excelente trabajo, gracias.

Al CONACYT, muchas gracias por el apoyo que me ha brindado, con el cual he podido concluir la maestría en ciencias en Telecomunicaciones.

Contenido

	<i>Página</i>
I Introducción.....	1
I.1 Planteamiento del problema.....	5
I.2 Antecedentes (Punto de partida).....	7
I.3 Objetivo de la tesis.....	8
I.4 Estructura del trabajo.....	9
II Características del canal radio en ambientes interiores	11
II.1 Introducción.....	11
II.2 Mecanismos de propagación.....	12
II.2.1 Reflexión y refracción.....	13
II.2.2 Dispersión.....	14
II.2.3 Difracción.....	15
II.3 Representación del canal en banda base.....	15
II.3.1 Modulación de la señal.....	16
II.3.2 Ancho de banda.....	17
II.4 Propagación multitrayectoria.....	18
II.5 Coherencia del canal.....	19
II.5.1 Coherencia temporal.....	20
II.5.2 Coherencia en el dominio de la frecuencia.....	21
II.5.3 Coherencia espacial.....	23
II.5.4 Esparcimiento Doppler.....	24
II.6 Canal AWGN.....	26
II.6.1 Pérdidas por propagación.....	28
II.7 Canal con desvanecimientos rápidos.....	29
II.7.1 Distribución Rayleigh.....	30
II.7.2 Distribución Rician.....	31
III Modelado del canal radio en ambientes interiores.....	32
III.1 Introducción.....	32
III.2 Respuesta al impulso del canal radio en ambientes interiores multitrayectoria ...	34
III.3 Evolución de los modelos de canal espaciales.....	35
III.4 Modelo de canal espacio temporal desarrollado por Chong et al. [2003].....	40
III.4.1 Respuesta al impulso del modelo de canal.....	41
III.4.2 Distribución conjunta de la posición de clúster.....	42
III.4.3 Distribución conjunta de posición de las MPCs de cada clúster.....	46
III.4.4 Espectro de densidad de potencia del canal.....	47

Contenido (continuación)

	<i>Página</i>
IV Conceptos básicos de OFDM	50
IV.1 Introducción.....	50
IV.2 Generación de símbolos OFDM	52
IV.3 Prefijo cíclico	55
IV.4 Problema del Pico de Potencia.....	58
IV.5 Implementación de un sistema OFDM	59
IV.5.1 <i>Redes inalámbricas de área local (WLANs) en la banda de los 5 GHz</i>	60
V ARREGLOS DE ANTENAS ADAPTIVAS	62
V.1 Introducción.....	62
V.2 Conceptos generales de antenas	64
V.3 Arreglo de antenas	66
V.3.1 <i>Arreglo lineal uniforme (ALU)</i>	66
V.4 Conformación de haz.....	73
V.4.1 <i>Conformador de banda angosta</i>	74
V.4.2 <i>Conformador de haz de banda ancha</i>	75
V.4.3 <i>Conformador de haz en el dominio de la frecuencia</i>	77
V.5 Conformación de haz adaptivo	79
V.5.1 <i>Criterios para los pesos óptimos</i>	81
V.5.1.1 <i>Error Cuadrático Medio Mínimo (MMSE)</i>	81
V.5.2 <i>Algoritmos adaptivos</i>	83
V.5.2.1 <i>Inversión Directa de la matriz de covarianza de las muestras (SMI)</i>	84
VI SIMULACIÓN Y RESULTADOS	86
VI.1 Introducción.....	86
VI.2 Escenario de la simulación.....	87
VI.3 Simulación del modelo	88
VI.3.1 <i>Transmisor</i>	90
VI.3.2 <i>Canal Radio</i>	95
VI.3.3 <i>Arreglo de antenas</i>	100
VI.3.4 <i>Receptor</i>	102
VI.4 Consideraciones para la simulación.....	103
VI.5 Resultados de las simulaciones	105
VI.5.1 <i>Canal Radio</i>	105
VI.5.2 <i>Arreglo de antenas adaptivas</i>	111
VI.5.3 <i>Desempeño del sistema Tx-Rx</i>	112

Contenido (continuación)

	<i>Página</i>
VII Conclusiones.....	121
VII.1 En cuanto al Transmisor y Receptor.....	122
VII.2 En cuanto al canal radio.....	123
VII.3 En cuanto al arreglo de antenas adaptivo.....	125
VII.4 Trabajo realizado en relación al punto de partida.....	126
VII.5 Resultados obtenidos.....	127
VII.6 Trabajos futuros.....	127
Referencias.....	129
Acrónimos.....	132

Lista de Figuras

	<i>Página</i>
Figura 1. Red integrada del futuro, la cual incluye una variedad de sistemas de acceso entre distintas redes.	3
Figura 2. Reflexión y transmisión de una onda plana.	13
Figura 3. Efectos de la rugosidad de la superficie en la reflexión; (a) <i>superficie lisa</i> , (b) <i>rugosa</i> y (c) <i>muy rugosa</i>	14
Figura 4. <i>Representación de las señal en banda base y pasabanda</i>	17
Figura 5. Formas de definir el ancho de banda para una señal bandabase [Durgin, 2000].	18
Figura 6. Llegada de la señal al receptor en un ambiente multitrayectorias.	19
Figura 7. Ejemplo de un canal variante en el tiempo.	20
Figura 8. Ejemplo de un canal variante en la frecuencia.	21
Figura 9. Ejemplo de un canal variante en el espacio (con una dimensión espacial).	24
Figura 10. Canal AWGN.	26
Figura 11. Representación de un canal con desvanecimientos rápidos [Saunders, 2001]. ...	29
Figura 12. Representación matemática del canal.	34
Figura 13. Ambiente de propagación multitrayectoria a un solo salto.	37
Figura 14. Representación de la llegada de las multitrayectorias al receptor.	40
Figura 15. Función de densidad $f(F_k t_n)$ del AOA de cluster para distintos valores de t_n	44
Figura 16. Desviación estándar de $f(F_k t_n)$ aplicada en el sistema implementado.	45
Figura 17. Concepto de una señal OFDM. (a) <i>Técnica multiportadora convencional</i> , y (b) <i>Técnica de modulación multiportadora ortogonal</i>	51
Figura 18. Esquema básico de un transmisor que utiliza OFDM de N subportadoras.	53
Figura 19. Formación de un símbolo OFDM en el dominio del tiempo con 8 subportadoras.	54
Figura 20. Espectro de potencia de una señal OFDM de ocho subportadoras. (a) <i>subportadoras individuales</i> , y (b) <i>suma de las subportadoras individuales</i>	55
Figura 21. Símbolos OFDM recibidos después de pasar a través de un canal multitrayectoria, (a) <i>sin tiempo de guarda</i> , (b) <i>con tiempo de guarda</i>	56
Figura 22. Prefijo cíclico añadido al inicio de un símbolo OFDM formado a partir de ocho subportadoras.	57

Lista de Figuras (continuación)

	<i>Página</i>
Figura 23. Diagrama a bloques de un transmisor-receptor OFDM.	59
Figura 24. Patrón de radiación de una antena. (a) <i>gráfica cartesiana</i> , y (b) <i>gráfica polar</i>	65
Figura 25. Arreglo de antenas uniformemente espaciado.	67
Figura 26. Respuesta del arreglo de antenas al variar el número de elementos; (a) <i>gráfica cartesiana</i> y (b) <i>gráfica polar del patrón de radiación para 2, 4, 8, 16 y 32 elementos de antena</i> ; (c) <i>ancho de haz de potencia media del lóbulo principal generado por el patrón de radiación al variar el número de elementos de antena</i>	73
Figura 27. Conformador de haz de banda angosta.	75
Figura 28. Conformador de haz de banda ancha.	76
Figura 29. Conformador de haz de en el dominio de la frecuencia.	79
Figura 30. Sistema general de conformación de haz.	80
Figura 31. Escenario de la simulación del sistema implementado.	88
Figura 32. Esquema general del sistema Tx-Rx con propagación multitrayectoria utilizando un arreglo de antenas desarrollado en Simulink.	89
Figura 33. Trama de símbolos OFDM utilizada en la simulación.	90
Figura 34. Modelo del transmisor implementado en Simulink.	91
Figura 35. Mapeo para implementar la IFFT a partir de los símbolos complejos obtenidos después de la modulación digital.	94
Figura 36. Trama con las muestras de los símbolos OFDM transmitida a través del canal radio.	95
Figura 37. Canal radio implementado en Simulink.	96
Figura 38. Ajuste de los parámetros de las funciones de densidad que definen las multitrayectorias.	98
Figura 39. Ajuste de los parámetros de las trayectorias de ruido.	100
Figura 40. Arreglo de antenas implementado en Simulink.	101
Figura 41. Receptor implementado en Simulink.	102
Figura 42. Generación de multitrayectorias agrupadas en clústers.	106
Figura 43. Generación de 20,000 multitrayectorias de manera aleatoria.	107
Figura 44. Histograma de la pdf conjunta TOA/AOA de las multitrayectorias generadas en el canal radio.	107

Lista de Figuras (continuación)

	<i>Página</i>
Figura 45. Amplitud y retardo de 20 multitrayectorias generadas en distintos tiempos.....	108
Figura 46. Amplitud de las multitrayectorias generadas en la simulación.	109
Figura 47. Amplitud de las multitrayectorias generadas en la simulación con respecto a: (a) el ángulo de llegada, (b) el tiempo de llegada.	109
Figura 48. Histogramas de la <i>amplitud</i> del ruido generado en la simulación: (a) <i>trayectorias individuales</i> , (b) <i>suma de las trayectorias individuales</i> , (c) <i>de la suma de señales complejas de ruido</i>	110
Figura 49. Respuesta del arreglo de antenas para distintos ángulos de llegada de la señal multitrayectoria con mayor potencia.....	111
Figura 50. Diagramas de constelaciones de la señal recibida antes de la demodulación digital para un esquema de 16-QAM 3/4 y con un SNR de 5 dB.	112
Figura 51. Diagramas de constelaciones de la señal recibida antes de la demodulación digital para un esquema de 64 QAM 3/4 y con un SNR de 15 dB.	112
Figura 52. Espectro de potencia de la señal transmitida.	113
Figura 53. Desempeño del sistema (BER vs SNR) utilizando una antena en el receptor...114	114
Figura 54. Desempeño del sistema (BER vs SNR) utilizando arreglo de antenas.	115
Figura 55. Desempeño del sistema (BER vs SNR) para el esquema de modulación 16-QAM 1/2 con 20 multitrayectorias generadas en el canal radio.	116
Figura 56. Desempeño del sistema (BER vs SNR) con una trayectoria de señal generada en el canal radio.	117
Figura 57. Comparación del desempeño del sistema para el esquema 16 QAM 3/4 considerando 5 multitrayectorias y una sola trayectoria de señal.	118
Figura 58. Desempeño del sistema cuando no se consideran componentes multitrayectorias (MPCs).	119
Figura 59. Desempeño del sistema (BER vs SNR) para distintos ángulos de llegada de la trayectoria principal, utilizando el esquema de transmisión QPSK 1/2.....	120

Lista de Tablas

	<i>Página</i>
Tabla I. Parámetros del estándar IEEE 802.11a y MMAC.....	61
Tabla II. Parámetros dependientes de las tasas de transmisión [IEEE 802.11a, 2003].	90
Tabla III. Tamaño de la matriz de datos, a partir de la cual se realiza el entrelazado [IEEE 802.11a, 2003].....	92
Tabla IV. Parámetros de las funciones de densidad de probabilidad y de los espectros de densidad de potencia utilizados.....	99

Capítulo I

Introducción

Los sistemas de comunicación inalámbricos han evolucionado con el paso del tiempo, esto se ha dado gracias al desarrollo científico y tecnológico en distintas áreas. La evolución de los sistemas de comunicación se ha visto reflejada en los distintos servicios que se ofrecen a los usuarios, los cuales en consecuencia, siguen demandando mejor calidad en los servicios, a una mayor velocidad.

La evolución de los sistemas de comunicación puede describirse a partir de distintas etapas a las cuales podemos llamar *generaciones*. En la actualidad, existen en operación tres generaciones, y está en desarrollo la *cuarta generación*. La primer generación la podemos ubicar en la década de 1980, en ella, los sistemas estaban desarrollados en base a tecnologías analógicas, y es aquí donde aparecen los primeros sistemas celulares, los cuales adoptaron en un inicio la técnica de acceso FDMA/FDD; posteriormente aparecieron los sistemas AMPS (Norteamérica), NMT-450 (Europa 1981), TACS (Gran Bretaña), ETACS, NTT (Japón), C-450 (Alemania), JTACS/NTACS, es decir, existía una diversidad de estándares implementados por distintos países, los cuales eran utilizados únicamente para

transmitir voz. La primera generación impulsó grandemente el área de las telecomunicaciones, teniendo como resultado un incremento exponencial en la cantidad de usuarios de los sistemas celulares. Los proveedores de equipos empezaron a sufrir las consecuencias de una diversidad de normas incompatibles entre sí, esto tuvo como resultado que en Europa surgiera el estándar GSM, el cual unificaba sistemas móviles digitales, y el cual sustituyó a varios sistemas analógicos en uso y que en su mayoría eran incompatibles entre sí; es aquí donde podemos ubicar el inicio de la segunda generación, la cual se desarrolla desde finales de los años 1980's y principios de los 1990's; a finales de los 1980's en Estados Unidos aparecen los estándares IS-54B (DAMPS) e IS-136 (DAMPS), y a principios de los 1990's surge IS-95 (CDMAOne), las tecnologías que surgieron en la segunda generación proveían mayor calidad en la transmisión de voz, mayor capacidad de usuarios (mayor eficiencia del ancho de banda), mayor confiabilidad de las conversaciones y surge el servicio de SMS (servicio de mensajes cortos). Posteriormente, con el uso frecuente de la computadora, del internet, y en si, de los servicios multimedia se hizo necesaria la prestación de servicios de datos y multimedia en los sistemas celulares, y para cubrir esta necesidad aparecieron los sistemas de 3G (Tercera generación), los cuales son regulados por IMT-2000, y en los que se establecen los estándares CDMA-2000 (evolución de CDMAOne) y UMTS (WCDM, evolución de GSM), dichos sistemas deben alcanzar tasas de transmisión de datos que van de los 144 Kbps hasta los 2 Mbps. [Liberti y Rappaport (1999); Rappaport (2002); Hara y Prasad (2003)]

En forma paralela al desarrollo de los sistemas móviles celulares de 3G, se ha tenido una evolución en las redes de área locales (LANs) que ha provocado el surgimiento de las redes

inalámbricas de área local (WLANs), y con ello el desarrollo de estándares que reglamenten dichos sistemas, entre los que se pueden mencionar los estándares IEEE802.11 (a y g), e HIPERLAN/2; dichos estándares están basados en la técnica de OFDM, que provee tasas de transmisión hasta de 54 Mbps.

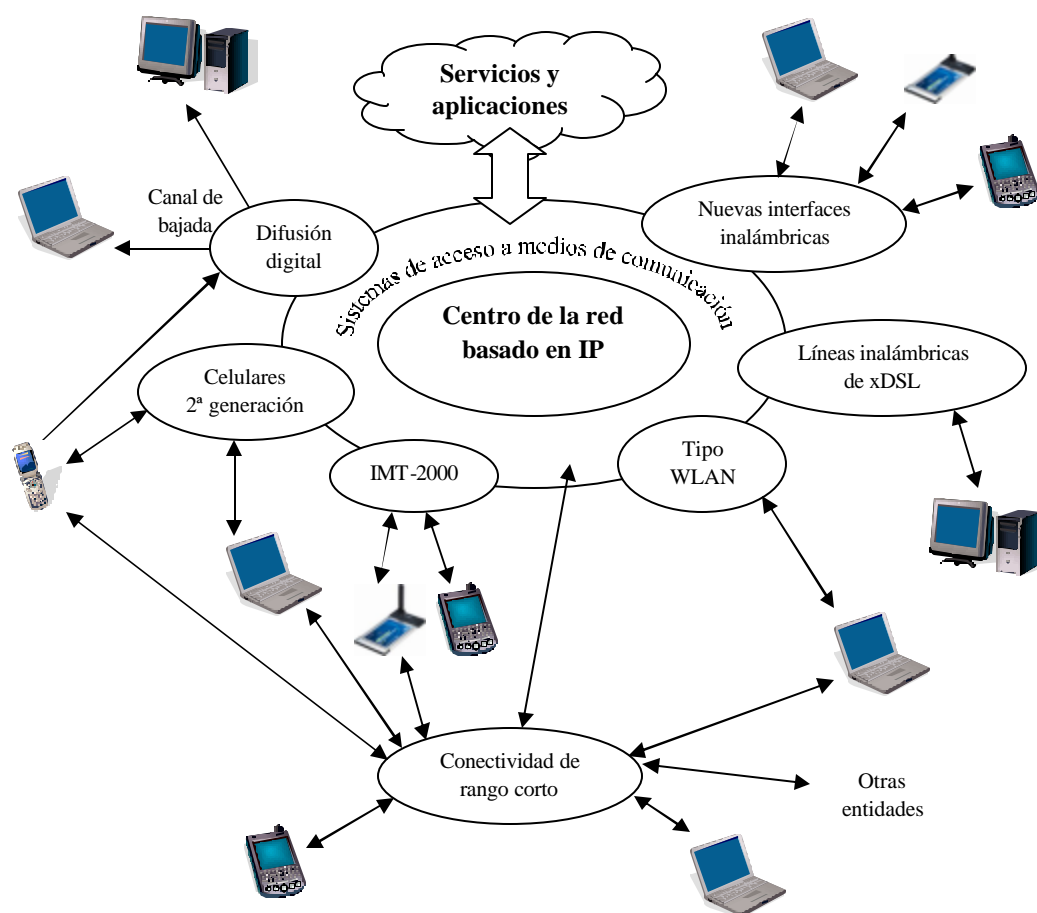


Figura 1. Red integrada del futuro, la cual incluye una variedad de sistemas de acceso entre distintas redes.

En la actualidad, la investigación en el área de las comunicaciones inalámbricas se enfoca en el desarrollo de sistemas que trabajen en 4G (cuarta generación). En 4G, además de buscar alcanzar velocidades de transmisión superiores a 100 Mbps, se busca una

convergencia de las distintas redes de comunicación existentes, en la que los dispositivos de comunicación deben ser capaces de reconfigurarse y adaptarse a dichas redes de comunicación y las redes de comunicación deben tener la capacidad de traspaso de estos usuarios de una red hacia otra (Figura 1) [Hara y Prasad, 2003].

Uno de los principales problemas que limitan a los sistemas de comunicaciones inalámbricos para alcanzar altas tasas de transmisión de datos es el canal radio. El canal radio es el medio por el cual son transmitidas las señales en un sistema inalámbrico, y se ve afectado por distintas fuentes de ruido e interferencia; además, el canal radio es un medio difícil de predecir, cambiante en el tiempo, que sufre perturbación debido al movimiento de objetos que cambian la trayectoria de las señales recibidas, así como por el movimiento de receptor y/o transmisor. Dentro y alrededor de un ambiente de interiores, se encuentra una gran diversidad de objetos, los cuales se convierten en dispersores de la señal transmitida; en un sistema de comunicación inalámbrico, la señal recibida llega al receptor a través de distintas trayectorias, las cuales llegan con diferentes retardos, potencias y ángulos de llegada.

Otro de los problemas que limita el alcanzar altas tasas de transmisión en medios inalámbricos, es el ancho de banda de la señal transmitida, entre mayor tasa de transmisión, se tiene un mayor ancho de banda, es decir, la señal se transmite en un rango de frecuencias más amplio, y en este caso se considera a la señal como de banda ancha. El canal radio afecta notablemente la respuesta en frecuencia de una señal de banda ancha, produciendo desvanecimientos selectivos en frecuencia, es decir, la señal en el dominio de la frecuencia,

presenta un comportamiento distinto en cada intervalo de frecuencias dentro del ancho de banda de la señal transmitida.

Para combatir la interferencia en un canal inalámbrico variante en el tiempo, se puede hacer uso de ecualización adaptiva (receptor RAKE), diversidad espacial (arreglo de antenas), y de la modulación multiportadoras. El uso de estas técnicas nos puede ayudar a lograr un mejor desempeño en la transmisión, que nos permitirá alcanzar tasas de transmisión más altas.

I.1 Planteamiento del problema

El canal radio es un medio muy hostil para señales de banda ancha dentro de ambientes interiores; los principales problemas que se presentan en la transmisión de dichas señales son la Interferencia Intersimbólica (ISI) provocada por las multitrayectorias del canal, los desvanecimientos selectivos en frecuencias debido a que el ancho de banda de la señal transmitida es mayor al ancho de banda coherente y el ruido inherente al canal radio, el cual llega de todas direcciones al receptor.

Para resolver los problemas de interferencia intersimbólica se puede utilizar el receptor RAKE, el cual realiza procesamiento temporal en el que la señal recibida es dividida en distintas señales, las cuales son retardadas con distintos tiempos y multiplicadas por un factor determinado de tal forma que se pueda mejorar la calidad de la señal. Otra manera de

reducir la interferencia ISI, y al mismo tiempo combatir los desvanecimientos selectivos en frecuencia es utilizar modulación multiportadora, esto permite dividir una señal de banda ancha en varias señales de banda angosta que se transmiten en paralelo; la manera más eficiente de realizar la modulación multiportadora es mediante la Modulación por División de Frecuencias Ortogonales (OFDM) [Hara y Prasad (2003); Van Nee y Prasad (2000)]; además, si se añade un prefijo cíclico a estas señales se reduce casi por completo la ISI producida en el canal radio.

Cuando se tiene una trayectoria predominante de la señal deseada en el receptor, resulta muy útil utilizar arreglo de antenas adaptivas que nos permita crear un patrón de radiación que esté dirigido hacia la dirección de arribo de la trayectoria de la señal deseada, reduciendo en gran medida el ruido inherente al canal radio.

Actualmente, el estándar IEEE 802.11a es ampliamente utilizado, dicho estándar está basado en el uso de OFDM; dentro del estándar IEEE 802.11a se describen distintos esquemas de modulación y codificación que son utilizados de acuerdo a las condiciones del canal radio, y con ello se tienen ocho tasas de transmisión de datos; lo ideal sería mantener siempre la tasa de transmisión más alta, pero debido a los efectos negativos del canal no es posible; de ahí que, resulta atractivo el uso de arreglos de antenas adaptivas para eliminar la mayor cantidad de ruido, mejorando la relación señal-ruido y obteniendo una tasa de transmisión más alta.

La actualización del patrón de radiación de un arreglo de antenas se puede efectuar dentro del periodo en el cual se transmite el preámbulo de un paquete de datos, y por ello es muy importante utilizar un algoritmo eficiente que permita encontrar el patrón de radiación más adecuado para mejorar la calidad de la señal recibida deseada en el tiempo definido por dicho preámbulo.

I.2 Antecedentes (Punto de partida)

Para el desarrollo de este trabajo se tiene como punto de partida la tesis desarrollada por Luna Ramos [2004], de la cual se toman en cuenta los siguientes aspectos:

- Algunas de las *referencias utilizadas* en su trabajo, de las cuales destacan las que hacen referencia al canal radio y a la aplicación de arreglos de antenas adaptivos en sistemas OFDM.
- El esquema utilizado en la simulación para el *arreglo adaptivo de cuatro elementos de antena*, el cual servirá de base para desarrollar un modelo propio.
- El *algoritmo adaptivo SMI* y el *criterio de desempeño MMSE*, los cuales son útiles para determinar el valor de los pesos que definen el patrón de radiación del arreglo de antenas. En este trabajo se pretende hacer una aplicación más eficiente del algoritmo dentro de la simulación, tratando de reducir la cantidad de procesamiento requerido.

Del trabajo realizado por Luna Ramos [2004] se destacan los siguientes aspectos:

- El transmisor utiliza *un solo tipo de modulación digital* (16-QAM) y no se utiliza codificación, ni entrelazado.
- El modelo de canal radio utilizado es el *Saleh-Valenzuela extendido*, que es uno de los primeros modelos para ambientes interiores que incluye información del ángulo de llegada [Spencer *et al.*, 2000].
- En las simulaciones realizadas *el ángulo de llegada* de la trayectoria de la señal principal se mantiene fijo; la señal llega normal al arreglo de antenas.

En base a lo desarrollado por Luna Ramos [2004], se busca aplicar un arreglo de antenas adaptivo a un esquema de Tx-Rx basado en la capa física especificada por el estándar 802.11a.

I.3 Objetivo de la tesis

El objetivo de este trabajo de tesis es implementar y evaluar el enlace de subida de un sistema de comunicación inalámbrico basado en OFDM, utilizando un arreglo de antenas adaptivas de cuatro elementos en el receptor, dentro de un ambiente de radio-propagación en interiores, considerando distintas tasas de transmisión de datos. Lo anterior se debe lograr a partir de:

- elegir e implementar un modelo de canal radio adecuado para ambientes interiores basado en multitrayectorias, que pueda ser aplicado a un enlace de radio en la banda de los 5 GHz con un ancho de banda de 20 MHz;

- tomar como base el estándar 802.11a;
- implementar un algoritmo adaptivo eficiente para calcular el vector de pesos del arreglo de antenas;
- evaluar el desempeño del sistema a partir del comportamiento de la tasa de bit erróneo al variar parámetros del canal radio, como son la relación señal a ruido y las características de las multitrayectorias.

I.4 Estructura del trabajo

El presente trabajo de tesis está dividido en un total de siete capítulos, los cuales están organizados de la siguiente manera:

- en el Capítulo 2, se describen las características del canal radio en ambientes interiores, se definen los mecanismos de propagación para las señales de radio, se explican conceptos relacionados con la coherencia del canal y se describen de manera general canales afectados por ruido AWGN, desvanecimientos Rayleigh y Rician; los conceptos descritos en el desarrollo de éste capítulo nos permitirá elegir un modelo de canal radio adecuado para ambientes interiores;
- en el Capítulo 3, se presenta la respuesta al impulso del canal radio tomando en cuenta la propagación multitrayectoria, se resumen distintos modelos de canal radio y se desarrolla el modelo de canal espacio-temporal utilizado en este trabajo;

- el Capítulo 4 explica como se generan los símbolos OFDM, describe las ventajas de utilizar un prefijo cíclico en cada símbolo, presenta la implementación de un sistema basado en OFDM y enumera algunos parámetros del estándar 802.11a;
- en el Capítulo 5, se establecen los conceptos que definen el funcionamiento de los arreglos de antenas adaptivas, se elige un criterio de desempeño y un algoritmo adaptivo para utilizarlo en nuestro sistema;
- en el Capítulo 6, se describe la implementación del sistema en el simulador, se definen los diferentes parámetros utilizados en el mismo, se presentan y analizan los resultados obtenidos;
- finalmente, en el Capítulo 7, se presentan las conclusiones obtenidas en base a los resultados conseguidos, y se proponen algunas líneas de investigación para futuros trabajos.

Capítulo II

Características del canal radio en ambientes interiores

II.1 Introducción

En ambientes interiores donde se tiene un sistema de comunicación inalámbrico, la señal transmitida se ve afectada por diversos fenómenos, tales como la reflexión, refracción, y esparcimiento de las ondas de radio; todos estos fenómenos provocan que distintas replicas de la señal transmitida alcancen al receptor siguiendo distintas trayectorias, a cada una de estas señales les llamaremos “*señal multitrayectoria*”, “*componente multitrayectoria*” o simplemente “*multitrayectoria*”.

Cada una de las señales multitrayectoria tiene características propias que diferencian una multitrayectoria de otra, la trayectoria que sigue cada señal multitrayectoria define su ángulo de llegada, su retardo ó tiempo de llegada, así como la potencia de la señal en la antena y la fase de la señal.

En transmisiones de banda angosta el ambiente multitrayectoria causa fluctuaciones en la envolvente de la señal recibida y en la fase. En transmisiones de señales de banda ancha, además de las fluctuaciones en la envolvente de la señal, se producen una serie de pulsos retardados y atenuados que son sumados en el receptor, de ahí que se tengan diferentes efectos negativos en la señal recibida tales como son *interferencia intersimbólica* y *desvanecimientos selectivos en frecuencia, tiempo y espacio*.

En el presente capítulo se describen los diversos fenómenos que provocan las multitrayectorias, se describen algunos conceptos que son básicos para entender el comportamiento del canal radio, se describe de manera sencilla un canal que es afectado por ruido AWGN, y los canales que son afectados por desvanecimientos.

II.2 Mecanismos de propagación

La señal que se transmite desde una antena omnidireccional es un campo electromagnético que se propaga en todas direcciones; ésta alcanza al receptor a través de distintas réplicas producidas por cambios en la trayectoria desde el origen al destino, estos cambios en la trayectoria de la señal son ocasionados por distintos mecanismos de propagación y son dependientes de la frecuencia de la señal transmitida, así como de su dirección de llegada y de la distancia de propagación. Los mecanismos de propagación básicos son la reflexión, refracción, esparcimiento y difracción [Rappaport (2002); Saunders (2001)].

II.2.1 Reflexión y refracción

Cuando una onda plana que viaja a través de un medio incide en la frontera con otro medio de distintas propiedades eléctricas, la onda es parcialmente reflejada y parcialmente transmitida. Si la onda plana incide en un dieléctrico perfecto, parte de la energía será transmitida al segundo medio, y el resto de la energía será reflejada de regreso al primer medio sin que existan pérdidas de energía por absorción, tal como se observa en la Figura 2. La intensidad del campo eléctrico transmitido y reflejado está relacionada con los coeficientes de reflexión y transmisión de *Fresnel*. Los coeficientes están en función de las propiedades del material y dependen de la polarización, ángulo de incidencia y frecuencia de la onda propagada.

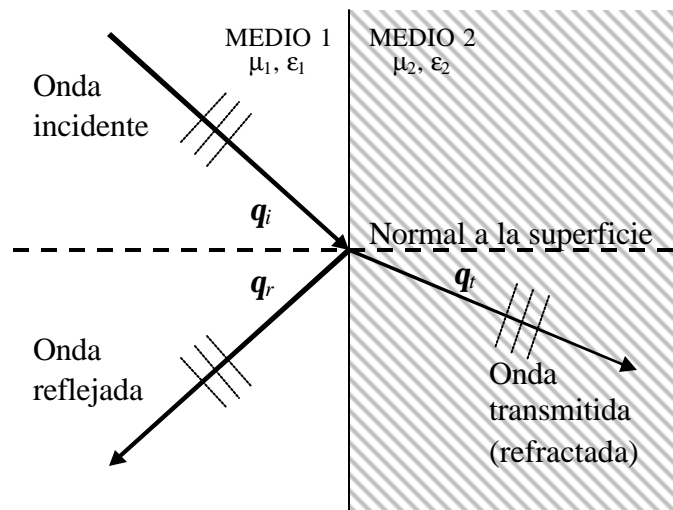


Figura 2. Reflexión y transmisión de una onda plana.

Cuando el frente de onda transmitido se impacta contra una superficie plana lo suficientemente grande (mucho mayor a la longitud de onda) y lo más lisa posible se

produce una *reflexión especular*; cuando la superficie es muy rugosa comparada con la longitud de onda, la energía reflejada es separada en distintas direcciones, produciéndose *reflexión difusa*, lo cual se ilustra en la Figura 3.

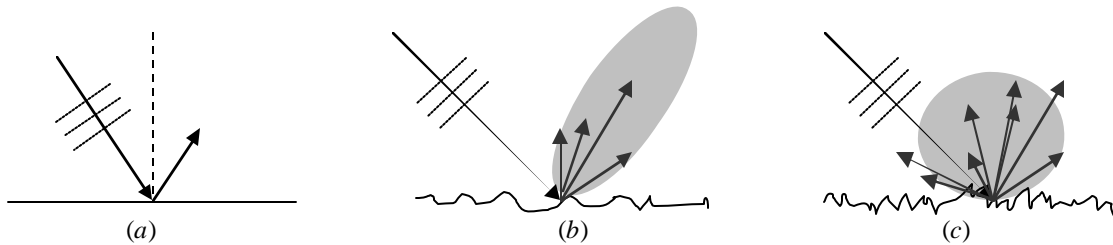


Figura 3. Efectos de la rugosidad de la superficie en la reflexión; (a) *superficie lisa*, (b) *rugosa* y (c) *muy rugosa*.

II.2.2 *Dispersión*

La reflexión difusa reduce la energía en la dirección esperada e incrementa la energía radiada en distintas direcciones, cuanto más rugosa es la superficie, se incrementa la esparcimiento de la onda incidente.

La *dispersión* se produce cuando la señal es impactada en objetos con dimensiones menores a la longitud de onda, la cual se irradia en todas direcciones desde el objeto de impacto.

En ambientes interiores, donde se consideran superficies lisas y donde la dispersión es un efecto menor se pueden delimitar un número finito de multitrayectorias que nos permiten describir mejor el canal radio.

II.2.3 Difracción

La difracción es un fenómeno donde la señal de radio parece tomar una trayectoria curvada alrededor de los objetos llegando a puntos que se encuentran detrás de dichos objetos sin que ésta los atraviese.

El fenómeno de difracción puede explicarse con el *principio de Huygens*, el cual establece que todos los puntos de un frente de onda pueden ser considerados como fuentes puntuales capaces de producir ondas secundarias, y esas ondas secundarias se combinan para formar un nuevo frente de onda en la dirección de propagación. La difracción es causada por la propagación de ondas secundarias en una región sombreada. La fuerza del campo de una onda difractada en la región sombrada es la suma vectorial de los componentes del campo eléctrico de todas las ondas secundarias en el espacio alrededor del obstáculo.

Debido a que existen cambios en el ambiente por el movimiento de personas y objetos, los efectos en la señal debido a los mecanismos de propagación son variantes en el tiempo, y las variaciones de la señal dependen de los cambios físicos que ocurran en el medio de propagación.

II.3 Representación del canal en banda base

La representación de funciones moduladas es fundamental en el análisis y modelado de canal. La representación en banda base esencialmente remueve la dependencia de un canal

radio pasabanda de su frecuencia portadora, lo cual simplifica y generaliza el modelado de canal.

II.3.1 Modulación de la señal

Una de las operaciones fundamentales en las radio comunicaciones es la acción de modular una onda portadora por una señal de datos de banda limitada. La modulación convierte una señal en banda base a una señal pasabanda.

Una señal pasabanda $s(t)$ puede ser expresada en el dominio del tiempo de la siguiente forma [Saunders (2001); Durgin (2000)]:

$$s(t) = a(t) \cos[2\pi f_c t + \mathbf{q}(t)] \quad (1)$$

donde $a(t)$ representa la envolvente de la señal pasabanda $s(t)$, \mathbf{q} representa la fase y f_c la frecuencia de la portadora.

La información contenida en la señal $s(t)$ está determinada por las variaciones de la fase y envolvente, y comúnmente la señal se analiza de acuerdo al comportamiento de estas dos componentes, lo cual nos da una expresión $u(t)$ para representar una *señal compleja banda base* como sigue:

$$u(t) = a(t) e^{j\mathbf{q}(t)} \quad (2)$$

Con lo anterior podemos reformular la expresión (1) de la siguiente forma:

$$s(t) = \operatorname{Re}\{u(t) e^{j2\pi f_c t}\} \quad (3)$$

La potencia promedio de la señal $s(t)$ está dada por el valor esperado de su magnitud al cuadrado dividida entre dos:

$$P_s = \frac{E[|u(t)|^2]}{2} = \frac{E[u(t)u^*(t)]}{2} \quad (4)$$

En la Figura 4 se ilustra la representación de una señal banda base compleja y de una señal pasabanda.

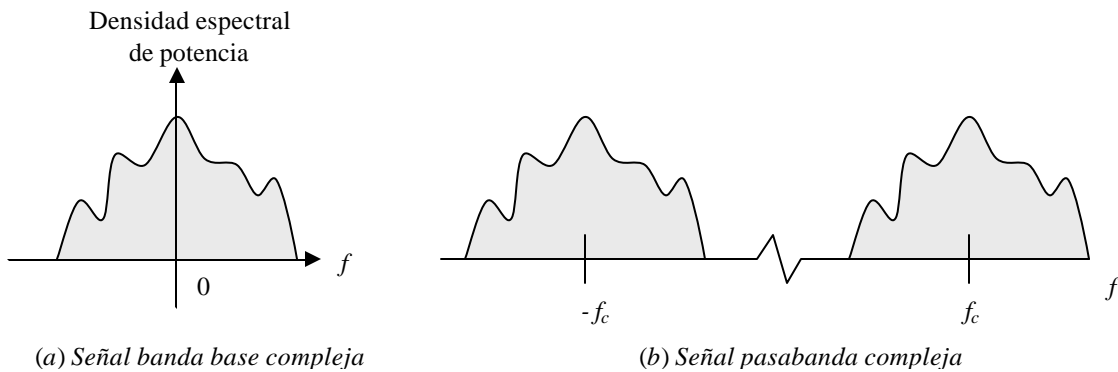


Figura 4. Representación de las señal en banda base y pasabanda.

II.3.2 Ancho de banda

El ancho de banda determina la capacidad de transmisión de datos en un intervalo de frecuencias y está determinado por el intervalo de frecuencias donde se concentra la mayor densidad espectral de potencia de la señal transmitida. En la Figura 5 se muestran distintas formas en las que se puede definir el *ancho de banda*.

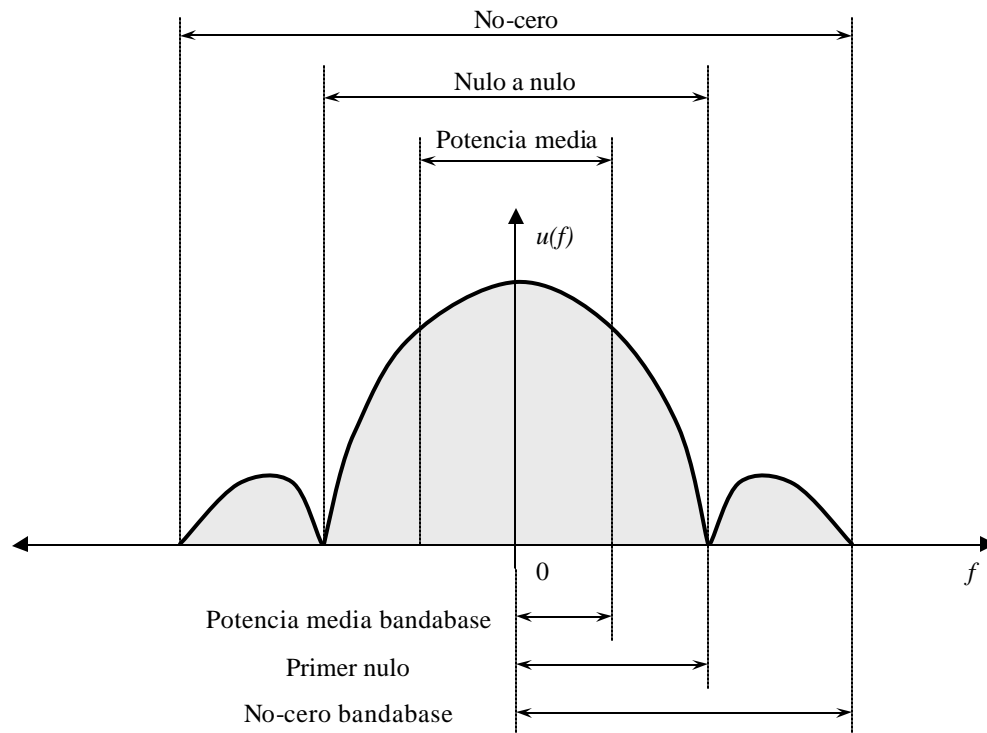


Figura 5. Formas de definir el ancho de banda para una señal bandabase [Durgin, 2000].

II.4 Propagación multitrayectoria

En un ambiente de interiores el transmisor y receptor están rodeados por distintos objetos, los cuales reflejan y dispersan la energía transmitida, causando que la señal llegue al receptor siguiendo distintas trayectorias. Las componentes multitrayectoria se combinan en la antena receptora para dar como resultado una señal que puede variar considerablemente en amplitud y fase, dependiendo de la distribución de la intensidad, del tiempo de propagación de las ondas y del ancho de banda de la señal transmitida. Las multitrayectorias provocan efectos negativos en la señal recibida como son los desvanecimientos de pequeña escala, la distorsión y la interferencia intersimbólica, de ahí que, en ambientes interiores la propagación multitrayectoria degrade seriamente el

desempeño de los sistemas de comunicaciones inalámbricos. En la Figura 6 se muestra una serie de multitrayectorias que llegan al transmisor con un retardo t_n donde cada una de las multitrayectorias tiene asociada una potencia P_n .

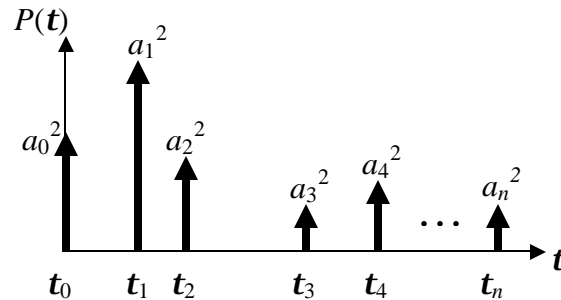


Figura 6. Llegada de la señal al receptor en un ambiente multitrayectorias.

II.5 Coherencia del canal

Uno de los conceptos más importantes para describir el canal inalámbrico es el de *coherencia del canal*, del cual depende el buen desempeño de los sistemas de comunicaciones. Un canal es coherente si no sufre cambios en función del tiempo, frecuencia o espacio sobre una “ventana” de interés.

Lo opuesto a coherencia es la *selectividad*; un canal es *selectivo* si éste varía en función del tiempo, frecuencia o espacio. Cuando se habla de *desvanecimientos* se hace referencia a los cambios que experimenta el canal cuando es afectado por algún tipo de selectividad [Durgin, 2000].

II.5.1 Coherencia temporal

Un canal inalámbrico tiene coherencia temporal si la envolvente de la onda portadora sin modular no cambia dentro de una ventana de tiempo de interés. Matemáticamente, podemos expresar esta condición de un canal que no es dependiente del espacio ni de la frecuencia como sigue:

$$|\tilde{h}(t)| \approx V_0, \quad \text{para } |t_0 - t| \leq \frac{T_c}{2} \quad (5)$$

donde V_0 es un voltaje constante, T_c es el tamaño de la ventana de tiempo de interés, y t_0 es un momento de tiempo arbitrario. El valor más grande que puede alcanzar T_c , para el cual se cumple la ecuación (5) es conocido como *tiempo de coherencia* y corresponde a la ventana de tiempo aproximada sobre la cual el canal parece estático. Lo anterior se ilustra en la Figura 7.

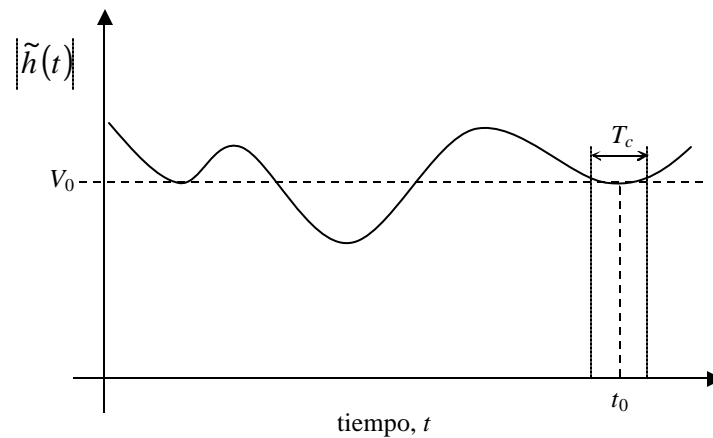


Figura 7. Ejemplo de un canal variante en el tiempo.

Cuando la envolvente de la onda portadora varía a una tasa mayor que la tasa de símbolos transmitido, se producen *desvanecimientos rápidos* en el canal; para el caso cuando las

variaciones del canal son a una tasa menor que la tasa de símbolos transmitidos, se dice que el canal tiene *desvanecimientos lentos*.

II.5.2 Coherencia en el dominio de la frecuencia

Un canal inalámbrico es coherente en el dominio de la frecuencia si la magnitud de la onda portadora no cambia dentro de una ventana de interés. Matemáticamente expresamos la condición de coherencia en frecuencia en términos de un canal estático (independiente del tiempo) y fijo (independiente del espacio) como sigue:

$$|\tilde{h}(f)| \approx V_0, \quad \text{para } |f_c - f| \leq \frac{B_c}{2} \quad (6)$$

Donde V_0 es una amplitud constante, B_c es el tamaño de la ventana de interés, y f_c es la frecuencia central de la portadora. El valor más grande que puede alcanzar f para el cual se cumple la condición de la ecuación (6) es conocido como *ancho de banda coherente* (B_c) y es el rango de frecuencias sobre el cual el canal parece estático. En la siguiente figura se ilustra lo expresado en este párrafo, $h(f)$ representa la respuesta del canal en el dominio de la frecuencia.

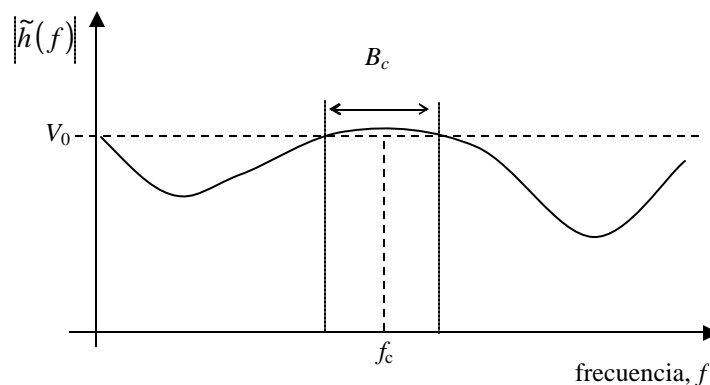


Figura 8. Ejemplo de un canal variante en la frecuencia.

El arribo de las señales multitrayectoria en diferentes tiempos provoca que se tenga un *canal dispersivo*, el cual ocasiona *interferencia intersimbólica*. En el dominio de la frecuencia, un canal dispersivo tiene picos y valles sobre el ancho de banda de interés.

Un canal inalámbrico con un ancho de banda coherente que es menor que el ancho de banda de la señal transmitida se dice que es un canal con *desvanecimiento selectivo en frecuencia*; y un canal con un ancho de banda coherente que es mayor que el ancho de banda de la señal transmitida se dice que es un *canal con desvanecimiento plano en la frecuencia* o simplemente *canal plano*.

Si el ancho de banda coherente está definido como el ancho de banda sobre el cual la función de correlación en la frecuencia es mayor a 0.9, entonces el ancho de banda coherente es aproximadamente igual a [Rappaport, 2002]:

$$B_c \approx \frac{1}{50s_t} \quad (7)$$

donde s_t , es el esparcimiento del retardo rms, el cual está dado por la raíz cuadrada del segundo momento central de los perfiles de retardo de potencia y está definido por:

$$s_t = \sqrt{\overline{t^2} - (\bar{t})^2} \quad (8)$$

y donde

$$\overline{t^2} = \frac{\sum_n a_n^2 t_n^2}{\sum_n a_n^2} = \frac{\sum_n P(t_n) t_n^2}{\sum_n P(t_n)} \quad (9)$$

Si la definición de ancho de banda coherente está dada por una función de correlación en frecuencia arriba de 0.5 entonces el ancho de banda coherente es aproximadamente [Rappaport, 2002]:

$$B_c \approx \frac{1}{5\mathbf{s}_t} \quad (10)$$

II.5.3 Coherencia espacial

Un canal inalámbrico tiene coherencia espacial si la magnitud de la onda portadora no sufre cambios sobre un desplazamiento espacial del receptor. Expresando la condición de coherencia espacial en términos de un canal de banda angosta estático, $\tilde{h}(\vec{r})$, el cual está en función del vector de posición tridimensional, \vec{r} , tendremos que:

$$|\tilde{h}(\vec{r})| \approx V_0, \quad \text{para } |\vec{r}_0 - \vec{r}| \leq \frac{D_c}{2} \quad (11)$$

donde V_0 es alguna constante de amplitud, D_c es el tamaño del desplazamiento de posición, y \vec{r}_0 es una posición arbitraria en el espacio. El valor mayor de D_c para el cual se cumple la expresión (11) es conocido como distancia coherente y es la distancia aproximada donde puede moverse el receptor y el canal permanece estático. La Figura 9 muestra la definición de coherencia espacial.

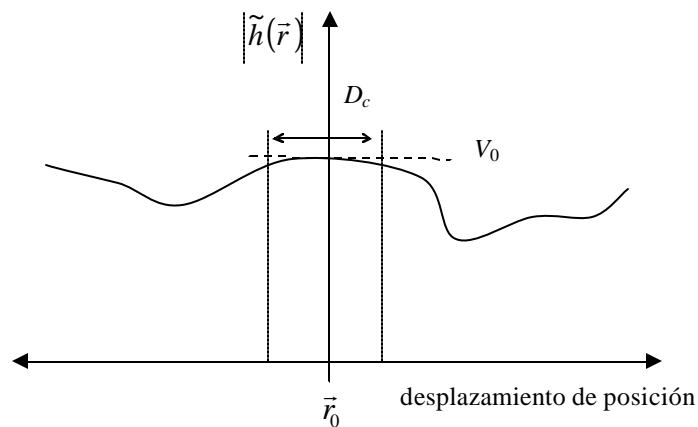


Figura 9. Ejemplo de un canal variante en el espacio (con una dimensión espacial).

Mientras que la *incoherencia frecuencial* es causada por el arribo de las multitrayectorias en distintos tiempos, la *incoherencia espacial* se debe al arribo de las multitrayectorias desde distintas direcciones en el espacio. Las ondas multitrayectorias provocan puntos donde existe interferencia constructiva y destructiva, de tal forma que la potencia de la señal recibida no se muestra constante en pequeños cambios de la posición del receptor; de ahí que, este tipo de canal presente *selectividad espacial*. Si la distancia recorrida por un receptor es mayor que la distancia coherente del canal, decimos que el canal experimenta *desvanecimientos de pequeña escala*. Las fluctuaciones de *larga escala* ocurren cuando el receptor se mueve sobre muchas longitudes de onda [Durgin, 2000].

II.5.4 Esparcimiento Doppler

La frecuencia Doppler se refiere al cambio aparente en frecuencia de la señal portadora experimentada por un vehículo moviéndose en condiciones del espacio libre.

El esparcimiento Doppler B_D es una medida del ensanchamiento espectral causado por el movimiento relativo entre el transmisor y el receptor, y está definido como el rango de frecuencias sobre el cual el espectro Doppler es esencialmente no-cero. Cuando un tono sinusoidal puro de frecuencia f_c es transmitido, el espectro de la señal recibida tendrá componentes en el rango $f_c - f_d$ a $f_c + f_d$, donde f_d es el desplazamiento Doppler. El rango de esparcimiento espectral depende de f_d el cual está en función de la velocidad relativa del móvil, y del ángulo \mathbf{q} entre la dirección de movimiento del móvil y la dirección de llegada de las ondas esparcidas,

$$f_d = \frac{v}{\mathbf{I}} \cos \mathbf{q} \quad (12)$$

Si el ancho de banda de la señal banda base es mucho más grande que B_D , los efectos del esparcimiento Doppler son despreciables en el receptor.

El esparcimiento Doppler y el tiempo de coherencia son inversamente proporcionales uno con respecto al otro,

$$T_c \propto \frac{1}{f_m} \quad (13)$$

donde f_m es el máximo desplazamiento Doppler, dado por $f_m = v/\mathbf{I}$.

Si el tiempo de coherencia está definido como el tiempo sobre el cual la función de correlación del tiempo es mayor a 0.5, entonces el tiempo de coherencia será aproximadamente:

$$T_c \approx \frac{9}{16\beta f_m} \quad (14)$$

Comúnmente para las comunicaciones digitales se expresa al tiempo de coherencia de la siguiente forma [Rappaport, 2002]:

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\beta f_m^2}} = \frac{0.423}{f_m} \quad (15)$$

Las mediciones realizadas en interiores han mostrado que en una localización fija, las variaciones temporales en la envolvente de la señal recibida causada por movimientos de personas y maquinaria son lentas y llegan a tener un máximo esparcimiento Doppler de cerca de 6 Hz [Van Nee y Prasad, 2000].

II.6 Canal AWGN

El caso más simple de un canal es donde se aplica ruido AWGN (Ruido Aditivo Gaussiano Blanco), además, donde la señal se ve disminuida por pérdidas por propagación. Esto se ilustra en la Figura 10.

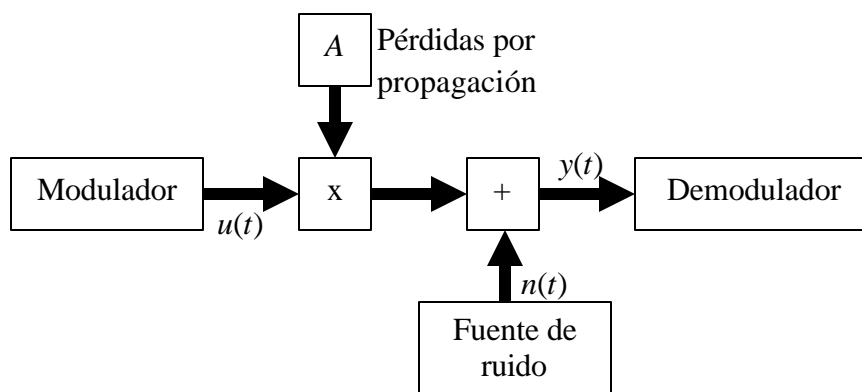


Figura 10. Canal AWGN.

La señal recibida en el tiempo t en el demodulador, $y(t)$, la podemos representar como:

$$y(t) = Au(t) + n(t) \quad (16)$$

donde $n(t)$ es la forma de onda de ruido, $u(t)$ es la señal modulada y A representa las pérdidas por trayectoria suponiendo que no varían en el tiempo.

Para una representación compleja del ruido, con una parte real $x_n(t)$ y una parte imaginaria $y_n(t)$, tendremos que:

$$n(t) = x_n(t) + jy_n(t) \quad (17)$$

donde $x_n(t)$ y $y_n(t)$ son procesos reales gaussianos independientes, con media cero, con una desviación estándar \mathbf{s}_n .

La potencia media de ruido está dada por:

$$P_n = \mathbf{s}_n^2 \quad (18)$$

La relación señal a ruido en la entrada del demodular considerando que la varianza de la señal de salida del modulador es 1, está definida por:

$$\mathbf{g} = \frac{\text{Potencia de la señal}}{\text{Potencia de ruido}} = \frac{A^2}{2P_n} \quad (19)$$

También podemos definir la relación señal a ruido como:

$$\mathbf{g} = \frac{E_s}{N_0} \quad (20)$$

donde E_s representa la energía de símbolo y N_0 es la amplitud de la densidad espectral de potencia de ruido.

También la relación señal a ruido para un canal AWGN puede ser expresado en función de la energía de bit como sigue:

$$\mathbf{g}_b = \frac{\mathbf{g}}{m} = \frac{E_b}{N_0} \quad (21)$$

donde m indica el número de bits por símbolo, y E_b , representa la energía de bit.

II.6.1 Pérdidas por propagación

Con respecto a las pérdidas por propagación, tenemos que la potencia de la señal recibida en el espacio libre por una antena receptora, la cual está separada de la antena transmisora por una distancia d , puede ser representada por la ecuación de espacio libre de Friis:

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (22)$$

donde P_r es la potencia recibida en función de la distancia de separación entre el transmisor y el receptor, P_t representa la potencia transmitida, G_t , es la ganancia de la antena transmisora, G_r es la ganancia de antena receptora, λ es la longitud de onda en metros y L es el factor de pérdidas del sistema [Rappaport, 2002].

II.7 Canal con desvanecimientos rápidos

Cuando la señal transmitida se propaga en un ambiente con desvanecimientos, el canal se ve afectado por un proceso multiplicativo, variante en el tiempo. La señal recibida en el tiempo t estará dada por:

$$y(t) = A \mathbf{a}(t) u(t) + n(t) \quad (23)$$

donde $\mathbf{a}(t)$ es el coeficiente de desvanecimiento complejo en el tiempo t . Si el desvanecimiento se supone constante en la duración del símbolo transmitido, la relación señal a ruido, $g(t)$ es también constante en la duración del símbolo, y estará dada por:

$$g = \frac{\text{Potencia de la señal}}{\text{Potencia de ruido}} = \frac{A^2 |\mathbf{a}(t)|^2}{2P_n} \quad (24)$$

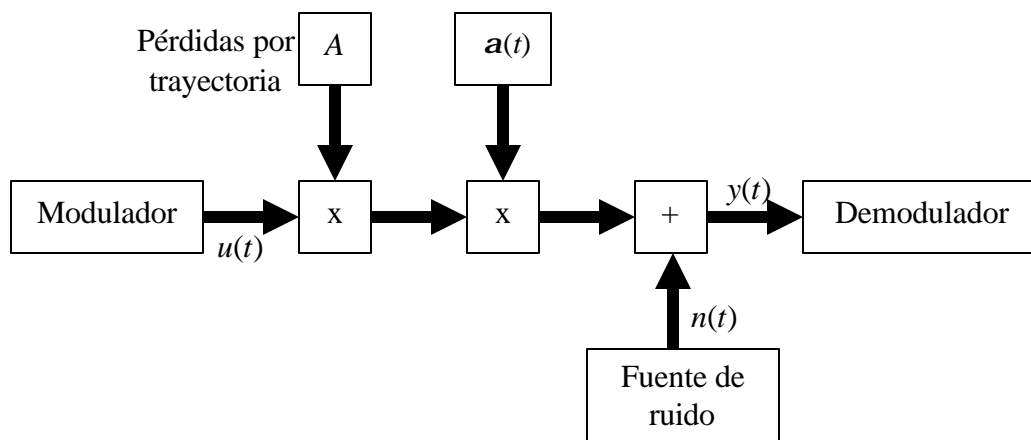


Figura 11. Representación de un canal con desvanecimientos rápidos [Saunders, 2001].

Los desvanecimientos que se presentan en la señal recibida en un ambiente con señales multitrectorias se pueden representar por dos distintas distribuciones de probabilidad:

una de ellas, la distribución Rayleigh es utilizada cuando no se tiene línea de vista (NLOS), y la otra, la distribución Rician es requerida cuando se tiene línea de vista (LOS).

II.7.1 Distribución Rayleigh

El modelo de desvanecimientos Rayleigh se mantiene solo en el caso donde existe un gran número de trayectorias indirectas que predominan grandemente sobre la trayectoria directa.

La función de densidad Rayleigh, está dada teóricamente por [Yacoub, 2000]:

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\mathbf{s}_r^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\mathbf{s}_r^2}\right) & r \geq 0 \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (25)$$

donde r representa la amplitud de los desvanecimientos y \mathbf{s}_r indica la desviación estándar.

La función de distribución Rayleigh $P(r_0)$ estará dada por:

$$P(r_0) = 1 - \exp\left(-\frac{r_0^2}{2\mathbf{s}_r^2}\right) \quad (26)$$

Algunos de los puntos más importantes de esta distribución son los siguientes:

- Valor medio = $E[r] = \int_0^{\infty} rp(r)dr = \sqrt{\pi/2}\mathbf{s}_r$.
- El valor más probable = $\max\{p(r)\} = \mathbf{s}_r$
- Segundo momento (valor medio cuadrático) = $E[r^2] = \int_0^{\infty} r^2 p(r)dr = 2\mathbf{s}_r^2$;

de ahí que su valor rms será $\sqrt{2}\mathbf{s}_r$.

- Varianza = $E[r^2] - E^2[r] = (2 - \pi/2)\mathbf{s}_r^2$.

- Mediana, definido como el valor r_0 obtenido cuando $\int_{r_0}^{\infty} p(r)dr = 0.5$. De ahí que $r_0 = 1.18s_r$.

II.7.2 Distribución Rician

Cuando se tiene propagación con línea de vista, la trayectoria directa predomina sobre las multitrayectorias indirectas, de ahí que la señal recibida es una suma de las señales indirectas y directa. Para este caso la función de densidad que describe el comportamiento de la amplitud de una señal con desvanecimiento Rician estará dada por [Yacoub, 2000]:

$$p(r) = \frac{r}{s_r^2} \exp\left(-\frac{r^2 + a^2}{2s_r^2}\right) I_0\left(\frac{ar}{s_r^2}\right) \quad (27)$$

donde

$$I_0\left(\frac{ar}{s_r^2}\right) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp\left(\frac{ar \cos q}{s_r^2}\right) dq \quad (28)$$

es la función Bessel modificada de orden cero y primer tipo, y a representa la amplitud de la señal con trayectoria directa. Se puede notar que si $a = 0$ se obtiene la distribución Rayleigh [Yacoub, 2000].

Capítulo III

Modelado del canal radio en ambientes interiores

III.1 Introducción

En un ambiente multitrayectoria se producen desvanecimientos en el dominio espacial, temporal y frecuencial; las señales transmitidas generalmente son de banda ancha y se tiene problemas de interferencia intersimbólica, es por ello que el desempeño de los sistemas de comunicación inalámbrico se ve afectado notablemente cuando opera en ambientes interiores.

Para lograr reducir los efectos negativos que provoca el canal radio en las señales inalámbricas transmitidas a través de él, es importante conocer a detalle su comportamiento. En el diseño de sistemas inalámbricos es muy importante contar con un modelo de canal radio que describa de manera clara y específica la forma en que varían los distintos parámetros de la señal recibida, ya que esto nos permite evaluar correctamente un sistema de comunicaciones a través de simulaciones o pruebas experimentales.

Los modelos de canal han ido “evolucionando” con el paso del tiempo gracias a los equipos de medición más sofisticados, que han permitido que se conozca de manera más precisa el comportamiento de los distintos parámetros que caracterizan a las señales que llegan al receptor. En un principio, para ambientes interiores afectado por multitrayectorias era suficiente describir la forma en que variaba la amplitud de la envolvente de la señal recibida, posteriormente, cuando se empezó a estudiar acerca de arreglos de antenas fue necesario definir la forma en que las distintas multitrayectorias se impactaban en el receptor, fue entonces cuando cada multitrayectoria se definió por su ángulo de llegada (AOA), tiempo de Llegada (TOA), y por la potencia de arribo (POA).

En 1987, Saleh y Valenzuela observaron que las multitrayectorias con características similares llegaban en grupos, y propusieron un modelo de canal basado en esta observación; el modelo era únicamente temporal, por lo que tiempo después Spencer *et al.* [2000] incluyeron la caracterización del ángulo de llegada en su modelo espacio-temporal, el cual es conocido como el modelo de Saleh-Valenzuela modificado.

En este capítulo se presenta un resumen de distintos modelos de canal radio, y se describe de una forma más específica el modelo desarrollado por Chong *et al.* [2003], el cual es un modelo similar al Saleh-Valenzuela modificado, con la característica de que se consideran dependientes los dominios espacial y temporal.

III.2 Respuesta al impulso del canal radio en ambientes interiores multitrayectoria

El canal radio puede representarse como un filtro lineal variante en el tiempo con una respuesta al impulso dada por [Hashemi, 1993]:

$$h(t, \mathbf{t}) = \sum_{k=0}^{N(\mathbf{t})-1} r_k(t) \mathbf{d}[\mathbf{t} - \mathbf{t}_k(t)] e^{j\mathbf{j}_k(t)} \quad (29)$$

donde t es el tiempo de observación, \mathbf{t} es el tiempo de aplicación, $N(\mathbf{t})$ es el número de componentes multitrayectoria; $r_k(t)$, $\mathbf{t}_k(t)$ y $\mathbf{j}_k(t)$ son variables aleatorias variantes en el tiempo que representan la amplitud, tiempo de llegada y fase, respectivamente, y \mathbf{d} es la función delta. El canal podría ser caracterizado únicamente por estas variables si no se incluyera el dominio espacial. Éste modelo matemático se ilustra en la Figura 12.

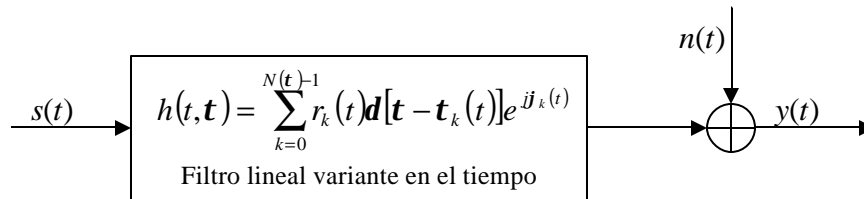


Figura 12. Representación matemática del canal.

La salida $y(t)$ del canal para una señal transmitida $s(t)$ esta dada por:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\mathbf{t}) h(t - \mathbf{t}) + n(t) \quad (30)$$

Un modelo conveniente para la caracterización de un canal en ambientes interiores es el modelo con una respuesta al impulso en tiempo discreto. En este modelo el eje del tiempo se divide en pequeños intervalos comúnmente llamados “bins”. Cada bin puede contener o no contener componentes multitrayectorias, los bins deben tener una separación adecuada

tal que preferentemente no caiga más de una multitrayectoria dentro de cada bin. El análisis del desempeño de los sistemas es más sencillo cuando se utiliza un modelo de tiempo discreto, comparado con un modelo de tiempo continuo.

La ecuación (29) indica la respuesta al impulso de un canal únicamente temporal, para un canal espacio-temporal la respuesta al impulso incluye un parámetro que indica el ángulo de llegada de la multitrayectoria (\mathbf{f}), donde la respuesta del impulso podría representarse de la siguiente manera:

$$h(t, \mathbf{t}, \mathbf{f}) = \sum_{k=0}^{N(t)-1} r_k(t) \mathbf{d}[\mathbf{t} - \mathbf{t}_k(t), \mathbf{f} - \mathbf{f}_k(t)] e^{j\phi_k(t)} \quad (31)$$

Los parámetros que definen la respuesta al impulso del canal están modelados por distintas funciones de probabilidad que indican su probable comportamiento, las cuales en algunos casos han sido determinadas en forma estadística, tomando en consideración mediciones realizadas en un ambiente típico y en otros casos se determinan a partir de modelos geométricos, de una forma determinística.

III.3 Evolución de los modelos de canal espaciales

Los modelos clásicos proveen información de la distribución del nivel de potencia de la señal recibida y cambios provocados por el esparcimiento Doppler en la misma. Los primeros modelos tienen sus orígenes en los comienzos del radio celular, cuando las técnicas de modulación digital de banda ancha no eran implementadas; el desarrollo de los modelos de canal se ha dado a la par con la evolución de los sistemas de comunicaciones

inalámbricos. Los modelos de canal radio más recientes proporcionan información acerca del tiempo de llegada (TOA) y del ángulo de llegada (AOA) de la señal, la cual es necesaria en sistemas que utilizan arreglos de antenas; la distribución del tiempo y ángulo de llegada de la señal es dependiente del tipo de ambiente de propagación.

Anteriormente, los investigadores consideraban una distribución uniforme en el intervalo de $[0, 2\pi]$ para el ángulo de llegada [Ertel *et al.*, 1998]; actualmente, los distintos modelos de canal consideran distintas distribuciones de probabilidad para el ángulo de llegada de la señales, las cuales han sido desarrolladas en base a observaciones de la geometría que siguen las señales para alcanzar al receptor, o en base a mediciones realizadas en el receptor.

Los modelos que son de nuestro interés son aquellos que se desarrollan en base a la propagación multitrayectoria de la señal, en las que los objetos donde la señal es retransmitida (reflejada o dispersa) son conocidos como dispersores efectivos; cada dispersor efectivo puede representar un área de dispersión que puede ser una pared un área de contacto o puede involucrar a varios pequeños dispersores que tengan un efecto similar sobre la señal que se impacta en ellos. La Figura 13 ilustra la propagación de la señal a un solo salto, cada multitrayectoria tiene definido un tiempo de llegada, la cual está directamente relacionada con la trayectoria recorrida, y también se tiene un ángulo de llegada, el cual está definido con respecto a la trayectoria de línea de vista.

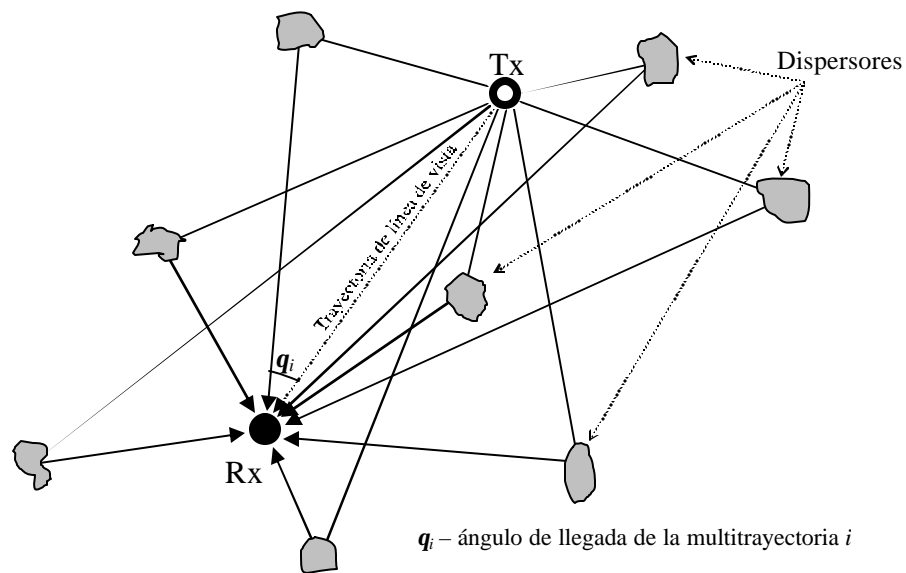


Figura 13. Ambiente de propagación multitrayectoria a un solo salto.

A continuación enlistamos algunos de los modelos de canal que se han desarrollado en los últimos años [Ertel *et al.*, 1998]:

- **Modelo de Lee.** Los dispersores efectivos están espaciados uniformemente en un anillo circular alrededor del móvil; se utiliza una distribución discreta para el ángulo de llegada. La extensión del modelo de Lee considera el desplazamiento Doppler.
- **Modelo de distribución uniforme discreta.** Se tienen N dispersores espaciados sobre un rango angular.
- **Modelos de canal estadísticos basados en la geometría de un solo salto (GBSB).** Están definidos por una función de densidad de probabilidad (fdp) de la distribución espacial de los dispersores, éstos se distribuyen aleatoriamente y a partir de ahí se determinan las fdps para el ángulo (AOA) y tiempo (TOA) de llegada. La validez de los modelos no es muy clara.

- **Circular (macrocélulas).** Este modelo supone que los dispersores se encuentran dentro de una región circular alrededor del móvil.
- **Elíptico (microcélulas).** Los dispersores están uniformemente distribuidos en un área elíptica, donde la estación base y el móvil están ubicados en los puntos focales de la elipse.
- **Modelo de dispersión gaussiano no correlacionado estacionario en el sentido amplio (GWSSUS).** Se definen N dispersores agrupados en clústers en el espacio, de tal forma que los efectos ocasionados por los dispersores dentro de cada clúster sean similares. Se provee un modelo analítico para el arreglo de la matriz de covarianza.
- **Ángulo de llegada Gaussiano.** Es un caso especial del modelo GWSSUS, en donde se considera solamente un clúster, y donde el ángulo de llegada se supone con una distribución gaussiana sobre un ángulo nominal.
- **Modelo de canal de vector variante en el tiempo.** Se desarrollo para proveer un modelo que considerare el desvanecimiento en pequeña escala y las propiedades de correlación espacial.
- **Modelo urbano típico y modelo urbano crítico.** Desarrollado específicamente para un entorno típico donde operan los sistemas celulares.
- **Distribución uniforme sectorizada.** Los dispersores se distribuyen radial y sectorialmente, el móvil se localiza en el centro de dispersión.
- **Modelo extendido tap-delay-line.** Es un modelo para banda ancha, es una extensión del modelo tap-delay-line, el cuál incluye información del AOA. Se

define una cantidad N de multitrayectorias, para las cuales se provee información de su amplitud, retardo y ángulo de llegada de acuerdo a histogramas de distribución conjunta.

- **Modelo espacio-temporal (Modelo de Lu, Lo y Litva).** Se definen subregiones elípticas circunscritas, correspondientes a un rango de tiempo de retardo máximo. Es similar al modelo GBSB elíptico.
- **Modelo de Saleh-Valenzuela [1987].** Es un modelo temporal, presenta estadísticas acerca del arribo de las multitrayectorias. Está basado en mediciones, es el primero que incluye el fenómeno de agrupamiento de multitrayectorias en clústers.
- **Modelo de Saleh-Valenzuela modificado [Spencer *et al.*, 2000].** Es una extensión del modelo de Saleh-Valenzuela, el cual incluye información acerca del AOA. Se basa en el fenómeno de agrupamiento de multitrayectorias observado en datos experimentales. La amplitud de las señales dentro de un clúster decaen exponencialmente. El ángulo y el tiempo se consideran estadísticamente independientes. La distribución angular dentro de un clúster está representada por una fdp Laplaciana.
- **Modelo de trazado de rayos [Hassan-Ali y Pahlavan, 2002].** Este modelo está desarrollado para ambientes interiores específicos, las estadísticas presentadas se obtienen a partir de fenómenos de propagación como reflexión, difracción y esparcimiento de las señales (óptica geométrica).

III.4 Modelo de canal espacio temporal desarrollado por Chong *et al.* [2003]

El modelo de canal adoptado para probar nuestro sistema que incorpora un arreglo de antenas es un modelo espacio-temporal, desarrollado recientemente, el cual incorpora el fenómeno de agrupamiento de multitrayectorias y las propiedades de correlación espacio-temporales.

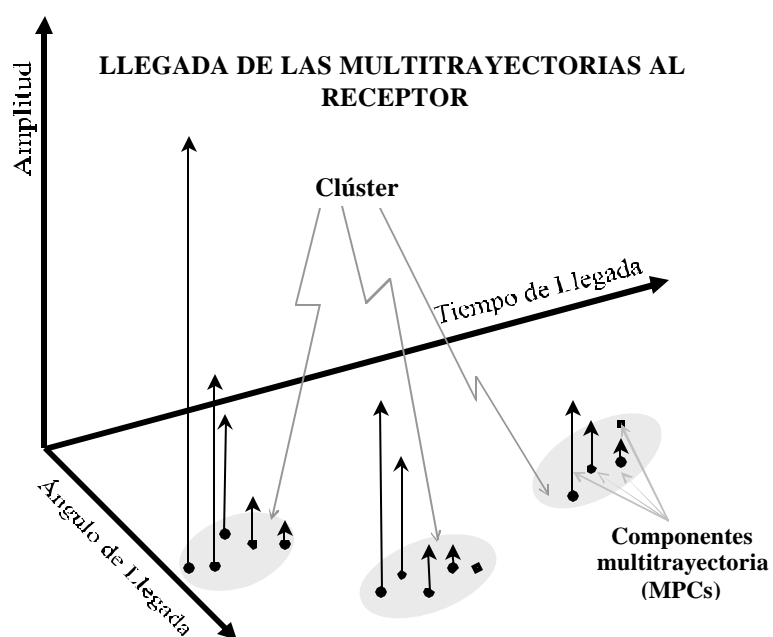


Figura 14. Representación de la llegada de las multitrayectorias al receptor.

La gráfica de la Figura 14 muestra distintas multitrayectorias que impactan al receptor, cada multitrayectoria tiene características definidas como son: ángulo y tiempo de llegada, amplitud y fase. Las multitrayectorias que llegan con un AOA y un TOA similar son agrupados en *clústers*, a cada multitrayectoria que integra los clústers se les da el nombre de *componente multitrayectoria* (MPC). El fenómeno de agrupamiento de multitrayectorias

ha sido observado en distintas mediciones realizadas en el canal inalámbrico [Chong *et al.*, 2003], y es un fenómeno que tiene un efecto importante en la capacidad de los sistemas de comunicaciones [Li *et al.*, 2002].

En ambientes interiores para señales de banda ancha se ha observado que el TOA y el AOA son parámetros dependientes uno del otro, esta dependencia es más evidente cuando existe línea de vista (LOS) entre el transmisor y el receptor; para el caso cuando no se tiene línea de vista (NLOS) la dependencia entre el TOA y el AOA es mínima y puede considerarse despreciable.

En las siguientes secciones se presentan las funciones que definen el comportamiento de los distintos parámetros del canal.

III.4.1 Respuesta al impulso del modelo de canal

Si suponemos un número finito de multitrayectorias que impactan al arreglo de antenas, la respuesta al impulso del modelo de canal puede ser expresado como:

$$h(\mathbf{t}, \mathbf{f}) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^{L_k} (R_k \cdot r_{kl}) \cdot e^{ij_{kl}} \cdot \mathbf{d}(\mathbf{t} - T_k - \mathbf{t}_{kl}, \mathbf{f} - \Phi_k - \mathbf{f}_{kl}) \quad (32)$$

donde $\delta(\cdot)$ es la función delta Dirac, K es el número de clusters y L_k es el número de componentes multitrayectoria dentro del k -ésimo clúster. T_k , \mathbf{F}_k y R_k son el tiempo de llegada (TOA), ángulo de llegada (AOA) y la amplitud del k -ésimo clúster, los cuales están definidos por la llegada de la primera componente multitrayectoria (MPC), por el ángulo de

llegada promedio y por la amplitud máxima de todas las componentes multitrectorias dentro del k -ésimo clúster, respectivamente. Mientras que \mathbf{t}_{kl} , \mathbf{f}_{kl} , r_{kl} y \mathbf{j}_{kl} son el tiempo de llegada, ángulo de llegada, la amplitud y fase de la l -ésima componente multitrectoria en el k -ésimo clúster, respectivamente. El conjunto de $\{\mathbf{j}_{kl}\}_{\substack{l \in L_k \\ k \in K}}$ se asume estadísticamente independiente y con una distribución uniforme en el rango de $[0, 360^\circ]$. Se puede ver que \mathbf{t}_{kl} , \mathbf{f}_{kl} y r_{kl} son valores relativos con respecto a T_k , \mathbf{F}_k y R_k respectivamente.

Todos los parámetros de la ecuación (32) son funciones aleatorias variantes en el tiempo. Sin embargo, las variaciones son muy pequeñas comparadas con la tasa de la señal y por lo tanto se puede asumir que son variables aleatorias invariantes en el tiempo, esto para realizar la caracterización del canal en un instante. El canal propuesto agrupa dos clases de parámetros:

- **Parámetros intercluster**, los cuales caracterizan al clúster, entre los que se incluyen los parámetros K , T_k , \mathbf{F}_k y R_k .
- **Parámetros intracluster**, los que caracterizan a las componentes multitrectorias, dentro de los cuales se incluyen los parámetros L_k , \mathbf{t}_{kl} , \mathbf{f}_{kl} , r_{kl} y \mathbf{j}_{kl} .

III.4.2 Distribución conjunta de la posición de clúster

El agrupamiento de multitrectorias se observa en los dominios temporal y angular. La fdp conjunta de posición de clúster, $f(T_k, \mathbf{F}_k)$ se expresa como sigue:

$$f(T_k, \mathbf{F}_k) = f(\mathbf{F}_k | T_k) \cdot f(T_k) \quad (33)$$

donde $f(\mathbf{F}_k/T_k)$ es la fdp condicional AOA para el clúster y $f(T_k)$ es la fdp marginal para el TOA.

Los tiempos de llegada normalmente son modelados por procesos de Poisson. La característica de un proceso de Poisson es la independencia de los eventos. Sin embargo, debido a las estructuras regulares de los ambientes interiores, esta suposición no siempre se cumple en la práctica. Por simplicidad, en el presente trabajo se considera que el proceso de llegada de las multitrayectorias sigue un proceso de Poisson.

La fdp marginal para el tiempo de llegada del clúster, $f(T_k)$ puede ser modelado por una fdp exponencial dada por:

$$f(T_k) = \begin{cases} \frac{1}{\mathbf{m}_T} \exp\left(-\frac{T_k}{\mathbf{m}_T}\right) & T_k > 0 \\ 0, & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (34)$$

donde \mathbf{m}_T es el valor medio.

Para describir la fdp condicional del ángulo de llegada, $f(\Phi_k/T_k)$, se introduce el término de fdp condicional del ángulo de llegada de clúster parcial $f(\Phi_k/t_n)$, la cuál está asociada con $f(\Phi_k/T_k)$, como sigue:

$$f(\Phi_k | T_k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} f(\Phi_k | t_n), \quad n \in \{0, 1, \dots, N-1\} \quad (35)$$

donde $t_n = n\Delta t$, $\mathbf{D}t$ es un intervalo de retardo, y N es el número de intervalos de retardo definidos por la duración del tiempo de llegada del clúster, de tal forma que $T_n = N \cdot \Delta t$. La función que representan a $f(\Phi_k/t_n)$ puede ser descritas por una fdp gaussiana, con media cero, la cual puede ser expresada como sigue:

$$f(\Phi_k | t_n) = \frac{1}{\sqrt{2\mathbf{p}} \cdot \mathbf{s}_{\Phi_k | t_n}} \exp \left\{ -\frac{\Phi_k^2}{2\mathbf{s}_{\Phi_k | t_n}^2} \right\} \quad (36)$$

donde $\mathbf{s}_{\Phi_k | t_n}$ es la desviación estándar condicional en t_n , la cual se aproxima a una distribución Weibull dada por:

$$\mathbf{s}_{\Phi_k | t_n}(t_n) = c_{\Phi_k | t_n} \cdot \left(\frac{t_n}{a_{\Phi_k | t_n}} \right)^{b_{\Phi_k | t_n} - 1} \cdot \exp \left[-\left(\frac{t_n}{a_{\Phi_k | t_n}} \right)^{b_{\Phi_k | t_n}} \right] \quad (37)$$

donde $a_{\Phi_k | t_n}$, $b_{\Phi_k | t_n}$ y $c_{\Phi_k | t_n}$ son los parámetros que definen la distribución Weibull.

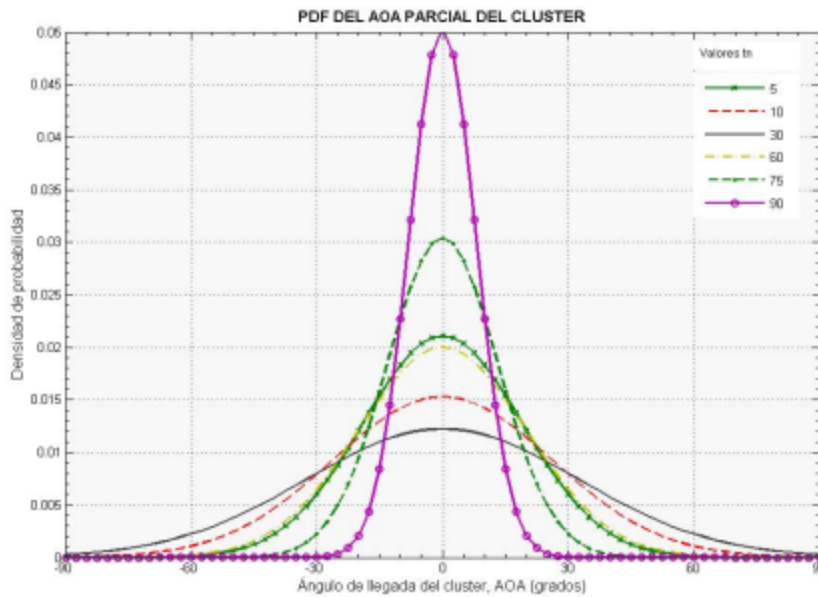


Figura 15. Función de densidad $f(\Phi_k/t_n)$ del AOA de clúster para distintos valores de t_n .

En la Figura 15 se muestra una gráfica con distintos valores de t_n para la función de densidad $f(\Phi_k|t_n)$, donde se puede observar que cuando se tienen valores muy grandes para t_n , la función se hace más angosta, esto indica que a mayor tiempo de retardo se tiene una menor dispersión angular de las multitrayectorias.

En la Figura 16, se observa la gráfica de la función Weibull utilizada en este trabajo para obtener la desviación estándar de la fdp $f(\Phi_k|t_n)$.

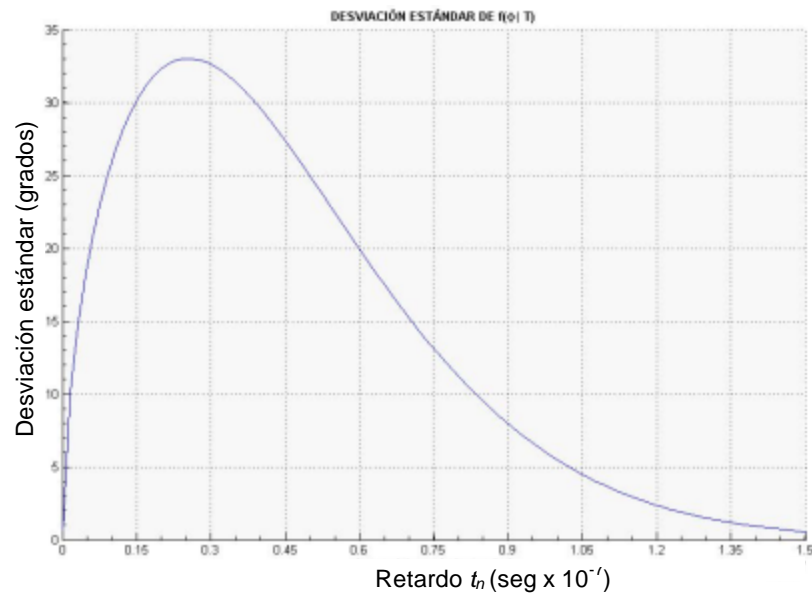


Figura 16. Desviación estándar de $f(\Phi_k|t_n)$ aplicada en el sistema implementado.

Cuando no se tiene línea de vista (NLOS), la dependencia entre el TOA y el AOA es despreciable y la ecuación (33) que expresa la fdp conjunta de posición de clúster, $f(T_k, \Phi_k)$ quedaría representada de la siguiente forma:

$$f(T_k, \Phi_k) = f(\Phi_k) \cdot f(T_k) \quad (38)$$

donde $f(\Phi_k)$ es la fdp marginal del AOA de los clústers la cual se aproxima a una distribución uniforme en el rango de $[0^\circ, 360^\circ]$. El resto de las estadísticas son muy similares tanto para los casos de LOS como de NLOS.

III.4.3 Distribución conjunta de posición de las MPCs de cada clúster

Para los parámetros intraclúster del modelo de canal, la fdp conjunta de posición de las componentes multitrayectoria por clúster, $f(\mathbf{t}_{kl}, \mathbf{f}_{kl})$ puede expresarse como:

$$f(\mathbf{t}_{kl}, \mathbf{f}_{kl}) = f(\mathbf{f}_{kl} | \mathbf{t}_{kl}) \cdot f(\mathbf{t}_{kl}) \quad (39)$$

donde $f(\mathbf{f}_{kl} | \mathbf{t}_{kl})$ es la fdp condicional del ángulo de llegada de las componentes multitrayectorias y $f(\mathbf{t}_{kl})$ es la fdp marginal del tiempo de llegada de las componentes multitrayectorias.

Recordando que un clúster es un grupo de multitrayectorias con ángulos de llegada y tiempos de llegada similares, es razonable suponer que las multitrayectorias que constituyen un clúster son debidas a las reflexiones desde un mismo objeto lo cual produce un esparcimiento angular fijo respecto a la posición del receptor sin la necesidad de tomar en cuenta el tiempo de llegada absoluto de las multitrayectorias. De ahí que, se pueden considerar a los dominios intraclúster espacial y temporal como independientes uno de otro, por lo que la ecuación (39) la podemos reformular de la siguiente forma:

$$f(\mathbf{t}_{kl}, \mathbf{f}_{kl}) = f(\mathbf{f}_{kl}) \cdot f(\mathbf{t}_{kl}) \quad (40)$$

donde $f(\mathbf{f}_{kl})$ es la fdp marginal del AOA de las componentes multitrayectoria, la cual puede expresarse por la fdp Laplaciana con media cero:

$$f(\mathbf{f}_{kl}) = \frac{1}{\sqrt{2}\mathbf{s}_f} \exp\left\{-\sqrt{2}\frac{|\mathbf{f}_{kl}|}{\mathbf{s}_f}\right\} \quad (41)$$

donde \mathbf{s}_f es la desviación estándar.

La fdp marginal para el TOA de las MPCs, $f(\mathbf{t}_{kl})$ puede ser modelado por una fdp exponencial dada por:

$$f(\mathbf{t}_{kl}) = \begin{cases} \frac{1}{\mathbf{m}_t} \exp\left(-\frac{\mathbf{t}_{kl}}{\mathbf{m}_t}\right) & \mathbf{t}_k > 0 \\ 0, & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (42)$$

III.4.4 Espectro de densidad de potencia del canal

El espectro de densidad de potencia del canal es utilizado para caracterizar la respuesta al impulso del canal. Para un canal direccional, es caracterizado por el espectro de densidad de potencia conjunta angular-temporal, $P(\mathbf{t}, \mathbf{f})$ dado por:

$$P(\mathbf{t}, \mathbf{f}) = E\{|h(\mathbf{t}, \mathbf{f})|^2\} \quad (43)$$

donde $E\{\cdot\}$ y $|\cdot|$ denotan el valor esperado y absoluto, respectivamente.

El efecto de agrupamiento de multitrayectorias en clústers nos lleva a definir dos tipos de espectro de densidad de potencia conjunta, uno para describir la densidad de potencia de los clústers (interclúster), $P_{\text{Inter}}(T, \Phi)$; y otro para la densidad de potencia de los MPCs (intraclúster), $P_{\text{Intra}}(\mathbf{t}, \mathbf{f})$. Las funciones $P_{\text{Inter}}(T, \Phi)$ y $P_{\text{Intra}}(\mathbf{t}, \mathbf{f})$ se pueden descomponer de la siguiente forma:

$$P_{\text{Inter}}(T, \Phi) = P_{\text{Inter}}(T) \cdot P_{\text{Inter}}(\Phi) \quad (44)$$

$$P_{\text{Intra}}(\mathbf{t}, \mathbf{f}) = P_{\text{Intra}}(\mathbf{t}) \cdot P_{\text{Intra}}(\mathbf{f}) \quad (45)$$

donde $P_{\text{Inter}}(T)$ y $P_{\text{Intra}}(\tau)$ son los espectros de densidad de potencia temporal interclúster e intraclúster, respectivamente; mientras que $P_{\text{Inter}}(\Phi)$ y $P_{\text{Intra}}(\mathbf{f})$ son los espectros de densidad de potencia angular interclúster e intraclúster, respectivamente.

$P_{\text{Inter}}(T)$ y $P_{\text{Intra}}(\tau)$ pueden ser modelados por una exponencial decreciente de la siguiente forma:

$$P_{\text{Inter}}(T) \propto \frac{1}{\tilde{\mathbf{s}}_T} \exp\left(-\frac{T}{\tilde{\mathbf{s}}_T}\right) \quad (46)$$

$$P_{\text{Intra}}(\mathbf{t}) \propto \frac{1}{\tilde{\mathbf{s}}_t} \exp\left(-\frac{\mathbf{t}}{\tilde{\mathbf{s}}_t}\right) \quad (47)$$

donde $\tilde{\mathbf{s}}_T$ y $\tilde{\mathbf{s}}_t$ son los esparcimientos de retardo rms de $P_{\text{Inter}}(T)$ y $P_{\text{Intra}}(\mathbf{t})$, respectivamente.

$P_{\text{Inter}}(\Phi)$ y $P_{\text{Intra}}(\mathbf{f})$ en un escenario con LOS pueden representarse mediante funciones Laplacianas dadas por:

$$P_{\text{Inter}}(\Phi) \propto \frac{1}{\sqrt{2}\tilde{\mathbf{s}}_\Phi} \exp\left(-\sqrt{2}\frac{|\Phi|}{\tilde{\mathbf{s}}_\Phi}\right) \quad (48)$$

$$P_{\text{Intra}}(\mathbf{f}) \propto \frac{1}{\sqrt{2}\tilde{\mathbf{s}}_f} \exp\left(-\sqrt{2}\frac{|\mathbf{f}|}{\tilde{\mathbf{s}}_f}\right) \quad (49)$$

donde $\tilde{\mathbf{s}}_\Phi$ y $\tilde{\mathbf{s}}_f$ son los esparcimientos angulares rms de $P_{\text{Inter}}(\Phi)$ y $P_{\text{Intra}}(\mathbf{f})$, respectivamente.

Capítulo IV

Conceptos básicos de OFDM

IV.1 Introducción

OFDM (Multicanalización por división de frecuencias ortogonales) es un caso especial de transmisión multiportadora, donde una cadena de datos es transmitida en paralelo sobre un número de subportadoras de banda angosta. OFDM puede ser vista como una técnica de modulación o como una técnica de multicanalización.

En un sistema clásico de transmisión de datos en paralelo usando multiportadoras, el total de la banda de frecuencias de la señal se divide en N subcanales, en los cuales se trata de evitar el traslape espectral entre subcanales, eliminando así la interferencia intercanal, esto da como resultado, un uso ineficiente del espectro, ya que se dejan huecos en el espectro de frecuencias entre portadoras; para lograr un uso eficiente del espectro se propuso el uso de subcanales traslapados (Figura 17), en los cuales se debería conservar la ortogonalidad, de tal forma que los máximos del espectro de potencia de cada subportadora deberían coincidir con los mínimos de los espectros de potencia del resto de las subportadoras. La palabra ortogonal indica que hay una relación matemática precisa entre las frecuencias de las

portadoras del sistema; para ello, las portadoras deben ser linealmente independientes, lo cual se logra cuando cada subportadora tiene un número entero de ciclos en un periodo de símbolo.

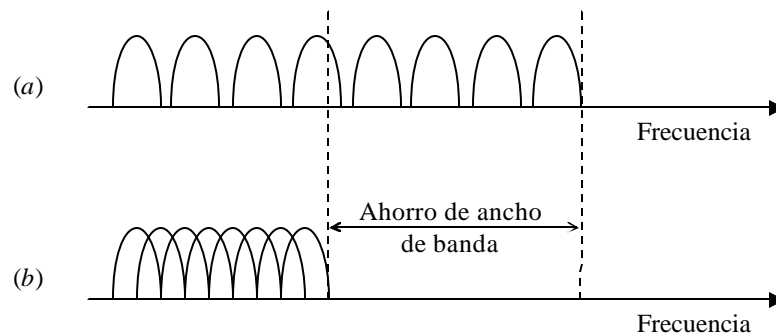


Figura 17. Concepto de una señal OFDM. (a) *Técnica multiportadora convencional*, y (b) *Técnica de modulación multiportadora ortogonal*.

Los primeros sistemas que utilizaron OFDM eran puramente analógicos, el procesamiento de la señal se hacía en una señal pasabanda utilizando bancos de osciladores y demoduladores coherentes, lo cual hacía difícil mantener la estabilidad del sistema; posteriormente, se propuso el uso de la Transformada Discreta de Fourier (DFT) como parte de la modulación y demodulación, realizando el procesamiento digital sobre una señal en banda base. Para una implementación eficiente de la DFT, se utiliza la Transformada Rápida de Fourier (FFT), lo que reduce significativamente el nivel de procesamiento.

OFDM divide una cadena de datos con una alta tasa de transmisión en varias cadenas de datos en paralelo con una tasa de transmisión más baja, los cuales son transmitidos simultáneamente en varias subportadoras. Debido a que la duración del símbolo se

incrementa al bajar la tasa de transmisión de las subportadoras, la cantidad relativa de dispersión en el tiempo causada por el esparcimiento de retardo se decrementa, lo cual hace más robusto al sistema contra los desvanecimientos selectivos en frecuencia. En los sistemas que utilizan OFDM se introduce un tiempo de guarda en cada uno de los símbolos con el objetivo de eliminar casi completamente la interferencia intersimbólica.

IV.2 Generación de símbolos OFDM

Para generar un símbolo OFDM en banda base, una cadena de datos en serie digitalizados son modulados primero usando esquemas de modulación tales como PSK o QAM. Estos símbolos de datos son convertidos de serie a paralelo (S/P) antes de la modulación de las subportadoras. Las subportadoras son muestreadas a una tasa N/T_s , donde N es el número de subportadoras y T_s es la duración de un símbolo OFDM. La separación en frecuencia entre dos subportadoras adyacentes es $2p/N$. Finalmente, las muestras de cada subportadora son sumadas para formar las muestras de un símbolo OFDM. Un símbolo OFDM generado por un sistema OFDM de N subportadoras consiste de N muestras y la m -ésima muestra de un símbolo OFDM está dado por [Cheung, 2002]:

$$x_m = \sum_{n=0}^{N-1} X_n \exp \left\{ j \frac{2\pi mn}{N} \right\}, \quad 0 \leq m \leq N-1 \quad (50)$$

donde X_n es el símbolo de dato transmitido en la n -ésima subportadora. La ecuación (50) es equivalente a la operación de la Transformada Inversa Discreta de Fourier (IDFT) de la secuencia de datos con la omisión del factor de escala. Se ha visto que la IDFT puede ser

implementada eficientemente usando la Transformada Inversa Rápida de Fourier (IFFT); ya que mientras la IDFT de N puntos requiere un total de N^2 multiplicaciones complejas, la IFFT reduce drásticamente la cantidad de cálculos, requiriendo solamente $(N/2)\log_2(N)$ multiplicaciones complejas [Van Nee y Prasad, 2000]; por ejemplo, para una IDFT de 64 puntos se requieren 4096 operaciones complejas contra solamente 192 operaciones de la IFFT. Finalmente, el símbolo OFDM en bandabase es modulado sobre una portadora para convertir la señal en pasabanda y transmitirla hacia el receptor. En la Figura 18 se muestra un esquema básico de un transmisor que utiliza OFDM [Cheung, 2002].

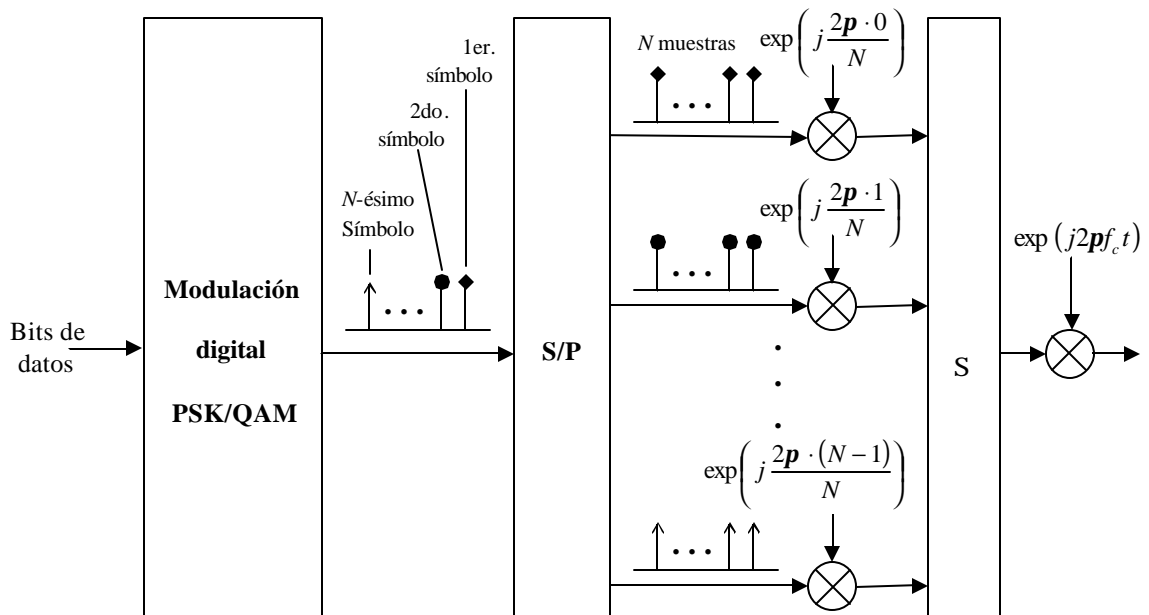


Figura 18. Esquema básico de un transmisor que utiliza OFDM de N subportadoras.

La Figura 19 muestra la formación de un símbolo OFDM con ocho subportadoras, se muestra cada una de las subportadoras, así como la suma de ellas. En la Figura 20 se muestra el espectro de potencia de la señal OFDM [Hara y Prasad, 2003].

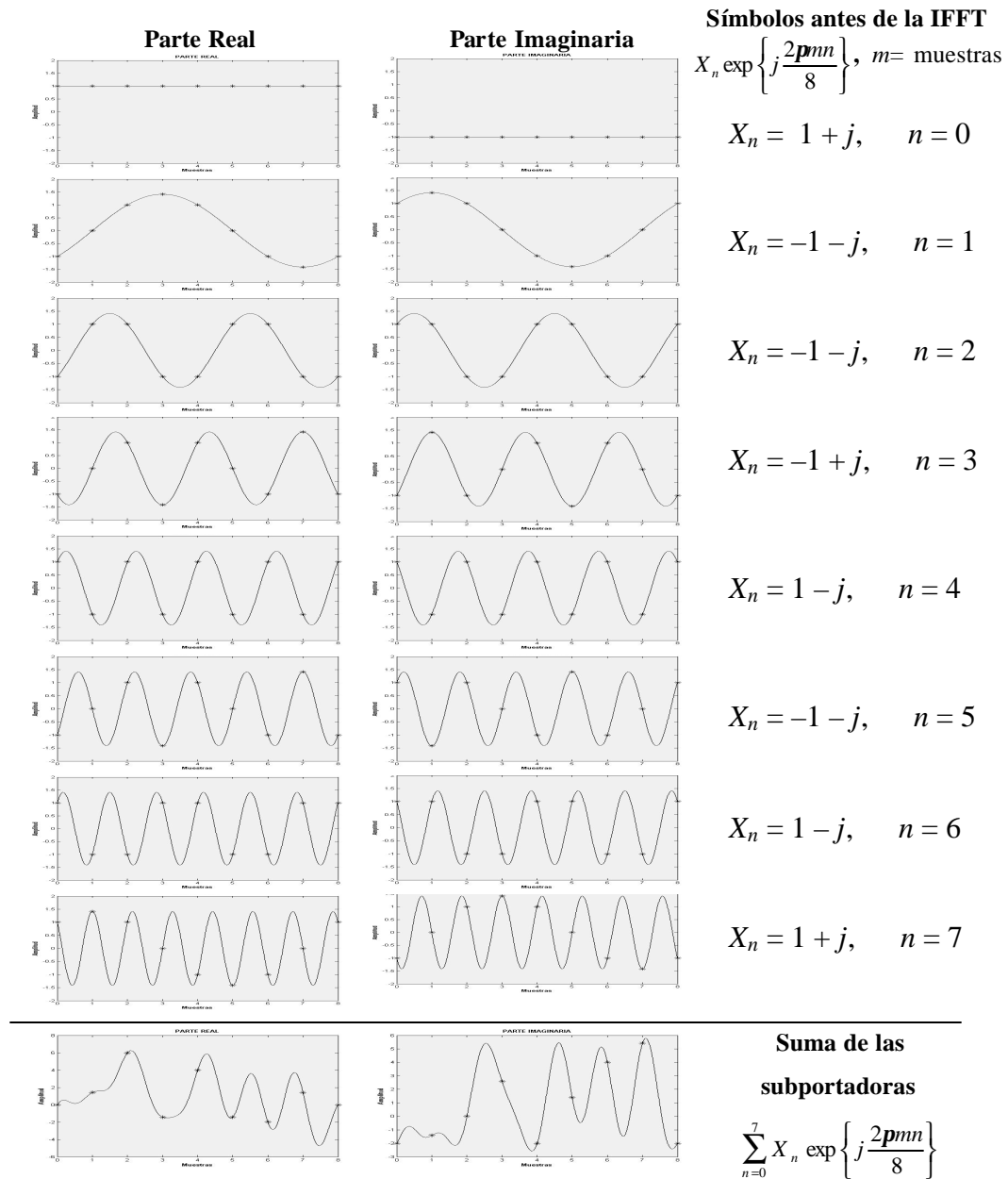


Figura 19. Formación de un símbolo OFDM en el dominio del tiempo con 8 subportadoras.

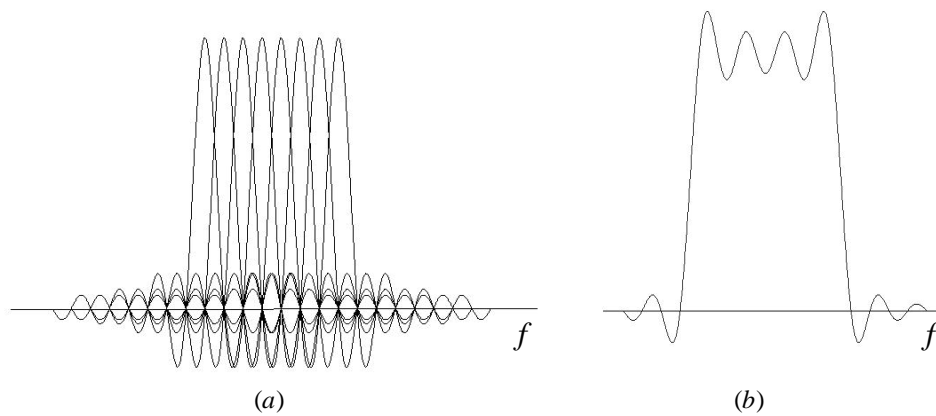


Figura 20. Espectro de potencia de una señal OFDM de ocho subportadoras. (a) *subportadoras individuales*, y (b) *suma de las subportadoras individuales*.

IV.3 Prefijo cíclico

OFDM por si solo es resistente a la *interferencia intersimbólica* (ISI) ya que la duración de un símbolo OFDM es más grande comparada con el periodo de símbolo de los datos complejos en serie a la entrada de la IFFT. Para un transmisor OFDM con N subportadoras, si la duración de un símbolo de datos es T' , la duración del símbolo OFDM a la salida del transmisor será [Cheung, 2002]:

$$T_{sym} = T' N \quad (51)$$

De ese modo si el esparcimiento del retardo de un canal multitrayectoria es más grande que T' pero menor que T_{sym} , los símbolos de datos complejos en serie a la entrada de la IFFT experimentarían desvanecimiento selectivo en frecuencia mientras que los símbolos OFDM experimentan desvanecimiento plano.

Cuando la transmisión de una señal OFDM se hace en un canal muy dispersivo, como es el caso de ambientes interiores, la señal experimenta ISI, esto a su vez provoca que existan

cambios en las subportadoras, lo cual se traduce en una pérdida de ortogonalidad, y entonces se tiene el problema de *interferencia interportadora* (ICI). Para reducir estos problemas, normalmente se añade un tiempo de guarda al principio de cada símbolo OFDM antes de la transmisión y se remueve en el receptor antes de la operación de la FFT.

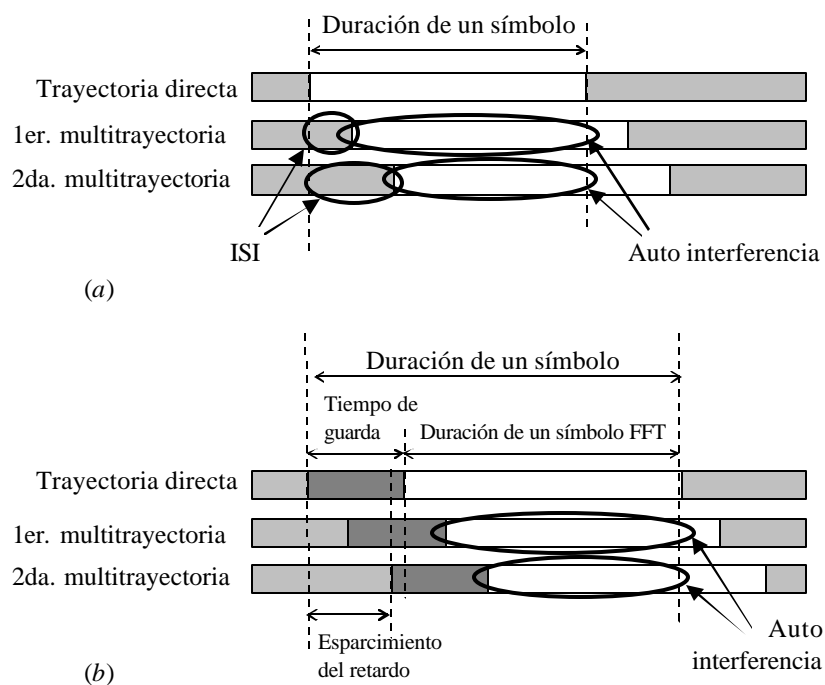


Figura 21. Símbolos OFDM recibidos después de pasar a través de un canal multitrayectoria, (a) sin tiempo de guarda, (b) con tiempo de guarda.

La Figura 21 muestra la inserción de un tiempo de guarda para eliminar la ISI en un símbolo OFDM; en la Figura 21(a), el símbolo OFDM recibido por la primera trayectoria es interferido por el símbolo recibido de la segunda y tercera trayectorias; por otro lado, la Figura 21(b) muestra el símbolo OFDM recibido de la primera trayectoria, el cual no es

interferido por los símbolos OFDM previos. Sin embargo, el símbolo recibido tiene algo de interferencia debido a sus réplicas, la cual es conocida como auto-interferencia.

El tiempo de guarda debe ser elegido más grande que el esparcimiento de retardo esperado, de tal forma que las componentes multitrayectorias de un símbolo no puedan interferir al siguiente símbolo. El tiempo de guarda podría consistir en un tiempo sin transmisión de señal, en ese caso, el problema de ICI aumentaría, perdiéndose la ortogonalidad; de ahí que es necesario que dentro del intervalo de la FFT exista un número entero de las distintas subportadoras aún después de remover el prefijo, para lograr esto, el símbolo OFDM es extendido cíclicamente en el tiempo de guarda, tal como se muestra en la Figura 22.

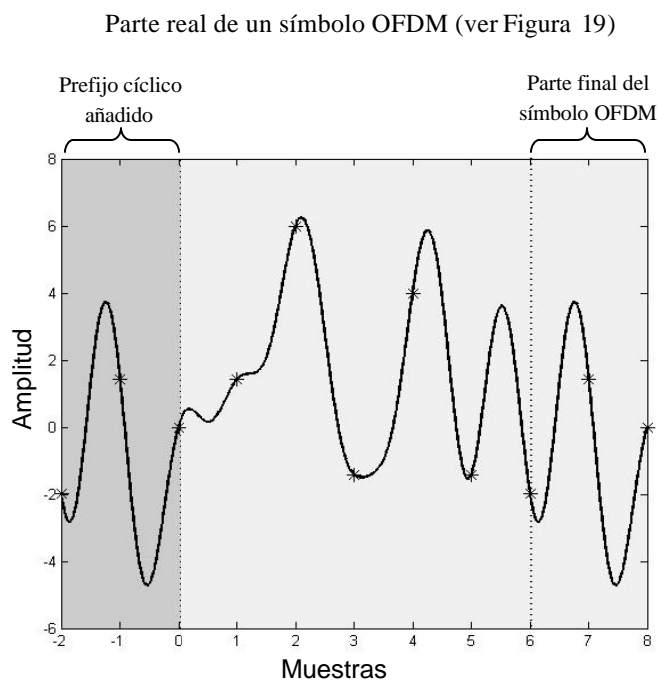


Figura 22. Prefijo cíclico añadido al inicio de un símbolo OFDM formado a partir de ocho subportadoras.

IV.4 Problema del Pico de Potencia

La mayor desventaja de un sistema OFDM es el elevado índice de potencia pico promedio (PARP) debido a la suma de un gran número de subportadoras coherentemente. Como el número de subportadoras se incrementa a una cantidad N , el máximo pico de potencia posible será N veces la potencia promedio [Cheung, 2002]. Un valor grande de PARP requiere una amplia región lineal de amplificación para evitar la distorsión de la forma de onda de la señal.

Las técnicas de reducción del PARP pueden ser divididas en tres categorías [Van Nee y Prasad, 2000]. La primera es una técnica de distorsión de la señal, la cual reduce la amplitud pico a través de una distorsión no lineal de la señal alrededor del pico de potencia. La segunda categoría es el uso de técnicas de codificación especiales, las cuales excluyen los símbolos OFDM que tengan un alto PARP con la esperanza de recuperar dichos símbolos utilizando un conjunto de códigos de corrección de error. La tercera técnica está basada en la mezcla de cada símbolo OFDM con diferentes secuencias, para posteriormente seleccionar la secuencia que tenga el menor PARP.

Otro de los problemas que surgen con la aplicación de OFDM en los sistemas de telecomunicaciones es que dichos sistemas son más sensibles a errores de desajustes en la frecuencia y son afectados considerablemente por el ruido de fase.

IV.5 Implementación de un sistema OFDM

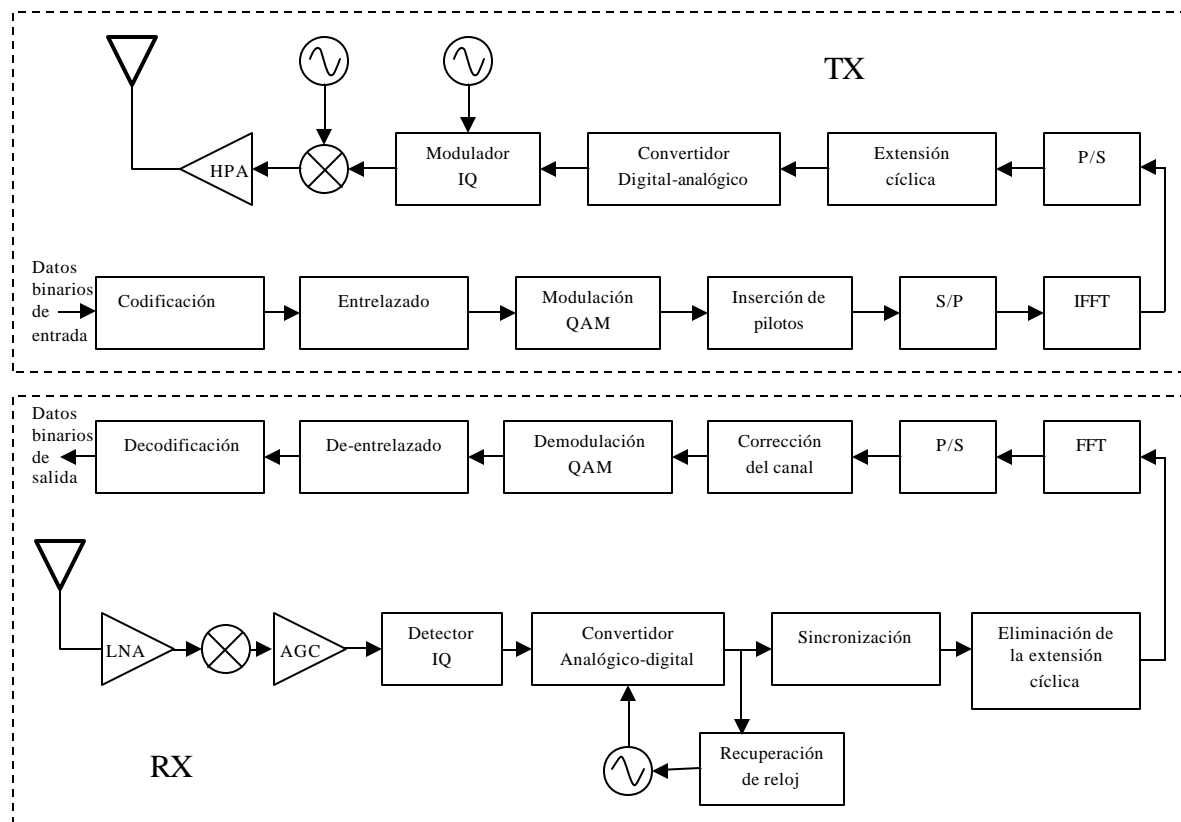


Figura 23. Diagrama a bloques de un transmisor-receptor OFDM.

En la Figura 23 se muestra el diagrama a bloques de un sistema de Tx-Rx OFDM [Luna Ramos, 2004], en la parte superior del diagrama se muestra al transmisor y en la parte inferior se muestra la trayectoria que corresponde al receptor; a la entrada del sistema se tiene una cadena de datos binarios los cuales son codificados utilizando un código de corrección de errores adecuado; posteriormente, para aumentar la capacidad de corrección de errores en ráfaga se aplica un entrelazado; enseguida, se aplica una modulación en fase y cuadratura para hacer un uso más eficiente del espectro de potencia y del ancho de banda

disponible; antes de aplicar la operación de la IFFT, se agregan señales piloto y se hace una conversión serie-paralelo de la señal; posterior a la IFFT, se tienen símbolos OFDM, los cuales son transmitidos en serie, y a los cuales se les agrega un prefijo cíclico. El símbolo OFDM extendido es convertido en una señal analógica, la cuál es transmitida en el aire después de ser modulada sobre una señal de RF.

IV.5.1 Redes inalámbricas de área local (WLANs) en la banda de los 5 GHz

En 1998, el grupo de estandarización de la IEEE 802.11 decidió seleccionar OFDM como la base para su nuevo estándar de las WLANs, la cual soporta tasas de transmisión de datos que van de los 6 a los 56 Mbps; el nuevo estándar fue llamado “IEEE802.11a”, siendo el primero en utilizar OFDM en el modo de transmisión de paquetes. Posteriormente, el Instituto Europeo de Estándares de las Telecomunicaciones (ETSI) adoptó OFDM en el estándar de HIPERLAN/2, al mismo tiempo la Asociación de las Industrias de Radio y Difusión (ARIB - 3GPP) desarrolló el estándar MMAC.

La principal diferencia entre IEEE 802.11a e HIPERLAN/2 reside en el protocolo de control de acceso al medio (MAC); IEEE802.11a utiliza un MAC basado en el *acceso múltiple por censado de portadora con evasión de colisiones (CSMA/CA)*; mientras que HIPERLAN tipo 2 utiliza un MAC centralizado y calendarizado basado en el *acceso múltiple por división de tiempo con asignación de ranuras dinámicas (TDMA/DSA) con dúplex en el tiempo (TDD)*. MMAC soporta ambos protocolos MAC.

Existen pocas diferencias entre los tres estándares en cuanto a la capa física, estas diferencias pueden apreciarse en la Tabla I, la cual muestra los parámetros para los estándares IEEE 802.11a, HIPERLAN/2, y MMAC [Hara y Prasad, 2003].

Tabla I Parámetros del estándar IEEE 802.11a y MMAC.

Parámetro	Valores para IEEE 802.11a y MMAC			Valores para HIPERLAN/2 y MMAC		
Espaciamiento del canal	20 MHz			20 MHz		
Ancho de banda (-3 dB)	16.56 MHz			16.56 MHz		
Número total de subportadoras	52			52		
Número de subportadoras piloto	4			4		
Duración del símbolo OFDM extendido	4 μ s			4 μ s		
Duración del tiempo de guarda	800 ns			800 ns		
Separación de las subportadoras	312.5 kHz			312.5 kHz		
Corrección de errores	Código convolucional			Código convolucional		
Entrelazado	Entrelazado de bit en el dominio de la frecuencia (dentro de un símbolo OFDM)			Entrelazado de bit en el dominio de la frecuencia (dentro de un símbolo OFDM)		
Esquemas de transmisión	<i>Tasa de transmisión (Mbps)</i>	<i>Modulación</i>	<i>Tasa de codificación</i>	<i>Tasa de transmisión (Mbps)</i>	<i>Modulación</i>	<i>Tasa de codificación</i>
	6	BPSK	1/2	6	BPSK	1/2
	9	BPSK	3/4	9	BPSK	3/4
	12	QPSK	1/2	12	QPSK	1/2
	18	QPSK	3/4	18	QPSK	3/4
	24	16 QAM	1/2	27	16 QAM	9/16
	36	16 QAM	3/4	36	16 QAM	3/4
	48	64 QAM	2/3	54	64 QAM	3/4
54	64 QAM	3/4				
Método de acceso múltiple	CSMA/CA			TDMA/DSA		

En este trabajo se analiza un sistema de Tx-Rx que trabaja en la banda de los 5GHz, y en el que se decidió utilizar el estándar de capa física de 802.11a, debido a que es el estándar utilizado comercialmente, los resultados obtenidos pueden aplicarse también a HIPERLAN/2 y MMAC, debido a la similitud de la capa física con 802.11a.

Capítulo V

ARREGLOS DE ANTENAS ADAPTIVAS

V.1 Introducción

Un arreglo de antenas está formado por un conjunto de elementos de antenas distribuidos espacialmente en una forma definida, los cuales generan un patrón de radiación definido por los *pesos* de cada elemento de antena.

En un instante de tiempo a través de un canal de transmisión inalámbrico se pueden encontrar diferentes señales con la misma frecuencia, las cuales pueden ser recibidas desde distintas direcciones; por lo que en el receptor, además de la señal esperada, se tiene la suma de una gran cantidad de señales no deseadas, entre las que se pueden encontrar réplicas retardadas de la señal deseada. Un arreglo de antenas puede ser visto como un filtro espacial, capaz de separar la señal deseada de las señales interferentes a partir de su ángulo de llegada. El canal radio es variante en el tiempo, por lo que los parámetros de las señales que llegan al receptor son variantes en el tiempo, por lo tanto, el arreglo de antenas debe ser capaz de adaptarse a las nuevas condiciones del canal, y esto se logra utilizando *algoritmos*

adaptivos capaces de actualizar los pesos de los elementos de antena de acuerdo a un cierto *criterio de desempeño*.

En los últimos treinta años se ha estudiado mucho acerca del procesamiento de señales en arreglos de antenas [Krim y Viberg (1996); Godara (1997); Godara (2002); Van Veen y Buckley (1998); Sarkar *et al.* (2003); Godara (2004)]; las primeras aplicaciones de los arreglos de antena fueron en radar y sonar, donde se sentaron las primeras bases en esta área [Godara, 1997]. El procesamiento digital de señales y el desarrollo de dispositivos con una mayor capacidad de procesamiento de datos en menor tiempo ha permitido grandes avances en el desarrollo de arreglos de antenas adaptivas, las cuales han sido aplicadas en sistemas de comunicaciones móviles celulares [Blogh y Hanzo (2002); Liberti y Rappaport (1999)].

La técnica de OFDM ha permitido aumentar las tasas de transmisión en las comunicaciones inalámbricas, ya que OFDM evita algunos problemas típicos de señales de banda ancha como son los desvanecimientos selectivos en frecuencia y la interferencia intersimbólica; para lograr un mejor desempeño en estos sistemas se ha propuesto combinar OFDM con arreglos de antenas adaptivas. En la actualidad, existe mucha investigación enfocada al estudio de los sistemas que combinan OFDM y arreglos de antenas [Cheung (2002); Vook y Baum (1998); Li y Sollenberg (1999); Kim *et al.* (1999); Sun y Matsuoka (2002); Van Zelst (1999)].

A continuación se presentan algunos conceptos importantes sobre arreglos de antenas y conformación digital de haz; se describen también el criterio para obtener los pesos óptimos y el algoritmo adaptivo elegido para aplicarlo en un sistema OFDM con características definidas por el estándar 802.11a.

V.2 Conceptos generales de antenas

Una antena es un dispositivo encargado de convertir las ondas transportadas a través de guías de onda, microstrip o líneas de transmisión en ondas radiadas que viajen a través del espacio libre o viceversa. [Balanis, 1982]

Podemos considerar tres distintos tipos de antenas: la antena isotrópica, la antena omnidireccional, y la direccional; una *antena isotrópica* puede ser vista como una fuente puntual que radía ondas electromagnéticas en todas direcciones, y donde dicha radiación puede ser considerada como una oleada de esferas sucesivas que se alejan progresivamente del punto radiante, cuando nos alejamos a una distancia considerable del punto de radiación, la onda electromagnética puede ser vista como una *onda plana*, una antena isotrópica solo existe en la teoría, y nos sirve como punto de referencia para comparar matemáticamente el resto de las antenas; una *antena omnidireccional* transmite ondas electromagnéticas en todas direcciones en el azimut y tiene un patrón direccional en elevación; las *antenas direccionales* tienen propiedades de radiación o recepción más

efectivas en algunas direcciones que en otras, es decir concentran la energía radiada en una cierta dirección [Balanis, 1982].

El patrón de radiación describe como se distribuye la potencia radiada en función de la dirección en el espacio. En la Figura 24 se muestra un patrón de radiación bidimensional donde se observan el lóbulo principal, lóbulos laterales, y ancho de haz.

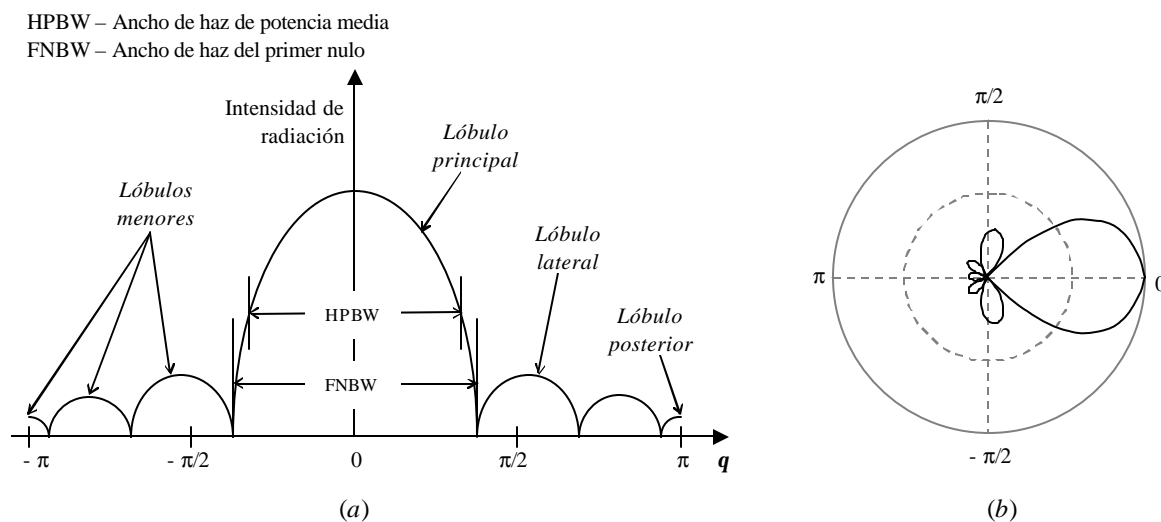


Figura 24. Patrón de radiación de una antena. (a) gráfica cartesiana, y (b) gráfica polar.

En este trabajo es de nuestro interés lograr un patrón de radiación direccional utilizando elementos de antena omnidireccionales, por ello es importante definir algunos conceptos relacionados con *arreglo de antenas*.

V.3 Arreglo de antenas

Un arreglo de antenas consiste en un conjunto de elementos de antena que están distribuidos espacialmente colocados con referencia a un punto fijo. Las tres geometrías más comunes utilizando varios elementos de antenas, son el arreglo lineal, circular y planar; el patrón de radiación del arreglo está determinado por el patrón de radiación de cada elemento, por su orientación, posición relativa en el espacio, así como por la amplitud y fase de las corrientes de alimentación; un *arreglo lineal* consiste en un conjunto de elementos de antena que están alineados sobre una línea recta, mientras que en un *arreglo circular* los elementos están distribuidos a lo largo de una circunferencia, y un arreglo de antenas colocado en forma de un plano constituye un *arreglo planar*. En el desarrollo del presente trabajo se utilizó un arreglo lineal espaciado uniformemente, en el cual los elementos de antena están distribuidos uniformemente a lo largo de una línea recta, y donde la separación entre los elementos de antena se eligió de una distancia fija de $\lambda/2$ por cuestiones prácticas [Rong (1996); Petrus *et al.* (1998)].

V.3.1 Arreglo lineal uniforme (ALU)

En la Figura 25 se muestra un arreglo lineal espaciado uniformemente con K elementos isotrópicos idénticos, con el elemento localizado a la derecha como punto de referencia.

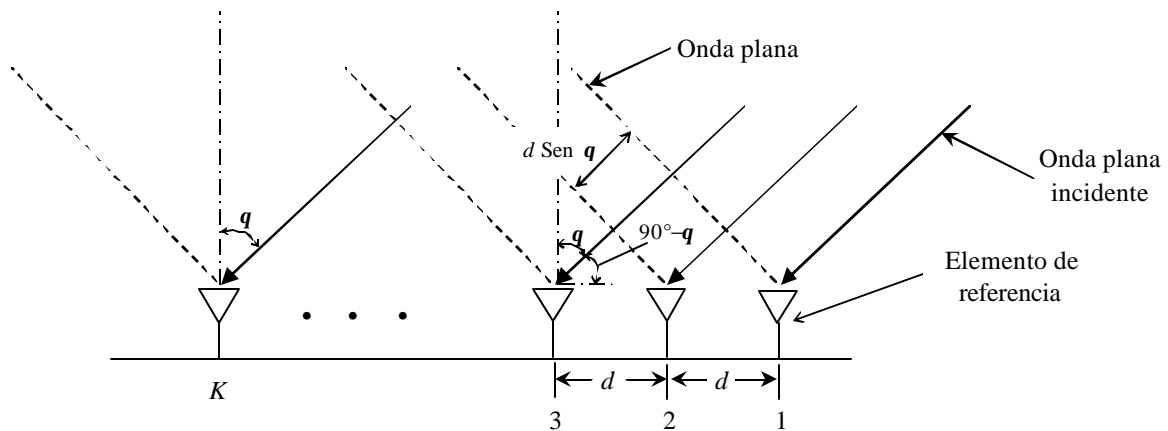


Figura 25. Arreglo de antenas uniformemente espaciado.

Suponiendo que se tiene una sola fuente de transmisión desde una distancia lejana, de tal forma que la señal recibida en el arreglo de antenas sea considerada como una onda plana, con un ángulo de llegada \mathbf{q} con respecto a la normal del arreglo. De acuerdo a la Figura 25, la onda plana incidente llega primero al elemento 1 del arreglo de antenas, el cual es el elemento de referencia, y de ahí se propaga al resto de los elementos de antena. La representación pasabanda de la señal recibida en el primer elemento de antena puede ser expresado como:

$$\tilde{x}_1(t) = \text{Re} [x_1(t) \exp\{j2\pi f_c t\}] \quad (52)$$

donde $x_1(t)$ es la representación de la envolvente compleja de la señal recibida y f_c es la frecuencia de la portadora. El retardo de propagación desde el primero al segundo elemento de antena está dado por:

$$\mathbf{t} = \frac{d \sin \mathbf{q}}{c} \quad (53)$$

donde c es la velocidad de la luz. Por lo tanto, la señal recibida en el segundo elemento de antena con respecto a la señal recibida en el primer elemento de antena puede expresarse como:

$$\tilde{x}_2(t) = \text{Re}[x_1(t-t) \exp\{-j2\mathbf{p}f_c(t-t)\}] \quad (54)$$

si la frecuencia de la portadora es grande comparada con el ancho de banda de la señal, se puede aplicar un modelo de señal de banda angosta, en el cual un retardo pequeño de tiempo puede modelarse como un cambio de fase, de ahí que podemos reescribir la ecuación (54) como sigue:

$$\tilde{x}_2(t) = \text{Re}[x_1(t) \exp\{-j2\mathbf{p}f_c(t-t)\}] \quad (55)$$

y la representación de su envolvente compleja estará definida por:

$$x_2(t) = x_1(t) \exp(-j2\mathbf{p}f_c t) \quad (56)$$

Sustituyendo (53) en (56), tendremos:

$$\begin{aligned} x_2(t) &= x_1(t) \exp\left\{-j2\mathbf{p}f_c \frac{d \sin \mathbf{q}}{c}\right\} \\ &= x_1(t) \exp\left\{-j\frac{2\mathbf{p}}{\mathbf{I}} d \sin \mathbf{q}\right\} \end{aligned} \quad (57)$$

donde \mathbf{I} es la longitud de onda de la portadora. Dado que los elementos de antena están uniformemente distribuidos a lo largo del arreglo de antena, el retardo de propagación entre dos elementos cualesquiera consecutivos es el mismo y por lo tanto la representación de la envolvente compleja de la señal recibida en el k -ésimo elemento de antena puede ser expresado como:

$$x_k(t) = x_1(t) \exp\left\{-j\frac{2\mathbf{p}}{\mathbf{I}} (k-1)d \sin \mathbf{q}\right\}, \quad k = 1, \dots, K \quad (58)$$

La señal recibida puede ser expresada en términos de una notación vectorial. Definiendo:

$$\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_k(t)]^T, \quad (59)$$

$$\mathbf{a}(\mathbf{q}) = \left[1, e^{-j\frac{2p}{T}d \sin q}, \dots, e^{-j\frac{2p}{T}(K-1)d \sin q} \right]^T \quad (60)$$

De ahí, que la representación de la envolvente compleja de la señal recibida puede expresarse como:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{a}(\mathbf{q})x_1(t), \quad (61)$$

donde $\mathbf{a}(\mathbf{q})$ es conocida como la respuesta del arreglo o vector de dirección. Si el elemento de referencia corresponde al que está colocado más hacia la izquierda en vez del colocado a la derecha, la ecuación (60) será escrita como sigue:

$$\mathbf{a}(\mathbf{q}) = \left[1, e^{j\frac{2p}{T}d \sin q}, \dots, e^{j\frac{2p}{T}(K-1)d \sin q} \right]^T \quad (62)$$

Si consideramos que tenemos múltiples usuarios transmitiendo al mismo tiempo, y suponemos que todos los elementos de antena son isotrópicos y que el canal es afectado por ruido aditivo gaussiano blanco (AWGN), podemos expresar la representación de la envolvente compleja de la señal recibida como:

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{i=1}^U \mathbf{a}(\mathbf{q}_i)s_i(t) + \mathbf{n}(t), \quad (63)$$

donde U es el número de usuarios, \mathbf{q}_i es el ángulo de llegada (AOA) para el i -ésimo usuario, $s_i(t)$ es la señal transmitida del i -ésimo usuario, $\mathbf{n}(t)$ denota el vector $K \times 1$ de ruido en los elementos del arreglo, y

$$\mathbf{a}(\mathbf{q}_i) = \left[1, e^{-j\frac{2p}{T}d \sin \mathbf{q}_i}, \dots, e^{-j\frac{2p}{T}(K-1)d \sin \mathbf{q}_i} \right]^T, \quad (64)$$

es la respuesta del arreglo para el i -ésimo usuario. En notación matricial, la ecuación (63) se puede expresar como:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}(\mathbf{q})\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t), \quad (65)$$

donde

$$\mathbf{A}(\mathbf{q}) = [\mathbf{a}(\mathbf{q}_1), \mathbf{a}(\mathbf{q}_2), \dots, \mathbf{a}(\mathbf{q}_U)] \quad (66)$$

es la matriz $K \times U$ de los vectores de la respuesta del arreglo y

$$\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_U(t)]^T \quad (67)$$

es el vector de la señal transmitida de los U usuarios.

Si hay múltiples usuarios transmitiendo al mismo tiempo a la misma frecuencia en un ambiente multitrayectoria, y todas las componentes multitrayectorias para un usuario en particular llegan dentro de la duración del símbolo, entonces se tiene que $\mathbf{x}(t)$ estará definido como:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) &= \sum_{i=1}^U \sum_{l=1}^{L_i} \mathbf{a}_{l,i} \mathbf{a}(\mathbf{q}_{l,i}) s_i(t) + \mathbf{n}(t) \\ &= \sum_{i=1}^U \mathbf{b}_i s_i(t) + \mathbf{n}(t), \end{aligned} \quad (68)$$

donde L_i es el número de multitrayectorias para el i -ésimo usuario, $\mathbf{a}_{l,i}$ es la amplitud compleja de la l -ésima componente multitrayectoria para el i -ésimo usuario, $\mathbf{q}_{l,i}$ es el ángulo de llegada para la l -ésima componente multitrayectoria del i -ésimo usuario, $\mathbf{a}(\mathbf{q}_{l,i})$ es el

vector de respuesta del arreglo correspondiente a $\mathbf{q}_{l,i}$, y \mathbf{b}_i agrupa las características espaciales de las multitrayectorias recibidas para el i -ésimo usuario y está definido como:

$$\mathbf{b}_i = \sum_{l=1}^{L_i} \mathbf{a}_{l,i} \mathbf{a}(\mathbf{q}_{l,i}) \quad (69)$$

Podemos expresar la ecuación (68) en forma matricial como:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{B}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t), \quad (70)$$

donde:

$$\mathbf{B} = [\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2, \dots, \mathbf{b}_U] \quad (71)$$

es la matriz que contiene los datos de la señal recibida con columnas asociadas con datos espaciales para cada señal transmitida.

Suponga que muestreemos la señal recibida $\mathbf{x}(t)$ M veces en t_1, t_2, \dots, t_M , tendremos entonces que la ecuación (65) puede expresarse como:

$$\mathbf{X} = \mathbf{A}(\mathbf{q})\mathbf{S} + \mathbf{N}, \quad (72)$$

donde \mathbf{X} y \mathbf{N} son las matrices $K \times M$

$$\mathbf{X} = [\mathbf{x}(t_1), \mathbf{x}(t_2), \dots, \mathbf{x}(t_M)] \quad (73)$$

$$\mathbf{N} = [\mathbf{n}(t_1), \mathbf{n}(t_2), \dots, \mathbf{n}(t_M)] \quad (74)$$

y \mathbf{S} es la matriz de señal:

$$\mathbf{S} = [\mathbf{s}(t_1), \mathbf{s}(t_2), \dots, \mathbf{s}(t_M)] \quad (75)$$

El vector de respuesta del arreglo en la ecuación (60) representa el caso en el cual cada elemento de antena es isotrópico. En la práctica, los elementos de antena normalmente no

tienen un patrón de radiación uniforme, por lo que es necesario calibrar el desempeño del arreglo de las antenas para determinar el vector de respuesta del arreglo para un rango de ángulos y frecuencias de la portadora. Esto puede realizarse colocando un transmisor en varios puntos espaciales y transmitir señales con diferentes frecuencias para estimar el vector de respuestas del arreglo de antenas. Para un grupo de elementos de antena que tienen similares patrones de radiación no-isotrópicos, el patrón de haz del arreglo puede ser calculado basados en el principio de multiplicación de patrón como:

$$G(\mathbf{q}) = f(\mathbf{q})F(\mathbf{q}), \quad (76)$$

donde $f(\mathbf{q})$ es el patrón de radiación para un conjunto de elementos de antena que tienen un patrón de radiación similar y $F(\mathbf{q})$ es el factor del arreglo el cual está definido como:

$$F(\mathbf{q}) = \mathbf{V}^T \mathbf{a}(\mathbf{q}), \quad (77)$$

donde:

$$\mathbf{V} = [V_1, V_2, \dots, V_K]^T \quad (78)$$

es el vector de pesos para cada elemento V_i correspondiente a la ganancia del k -ésimo elemento de antena y $\mathbf{a}(\mathbf{q})$ es el vector de respuesta del arreglo definido en la ecuación (60). En la Figura 26 se observa la respuesta del arreglo de antenas al variar el número de elementos, se ve que a partir de ocho elementos de antena, el ancho de haz se reduce lentamente; se tiene que con cuatro elementos, el patrón de radiación obtenido es capaz eliminar una gran cantidad de señales no deseadas.

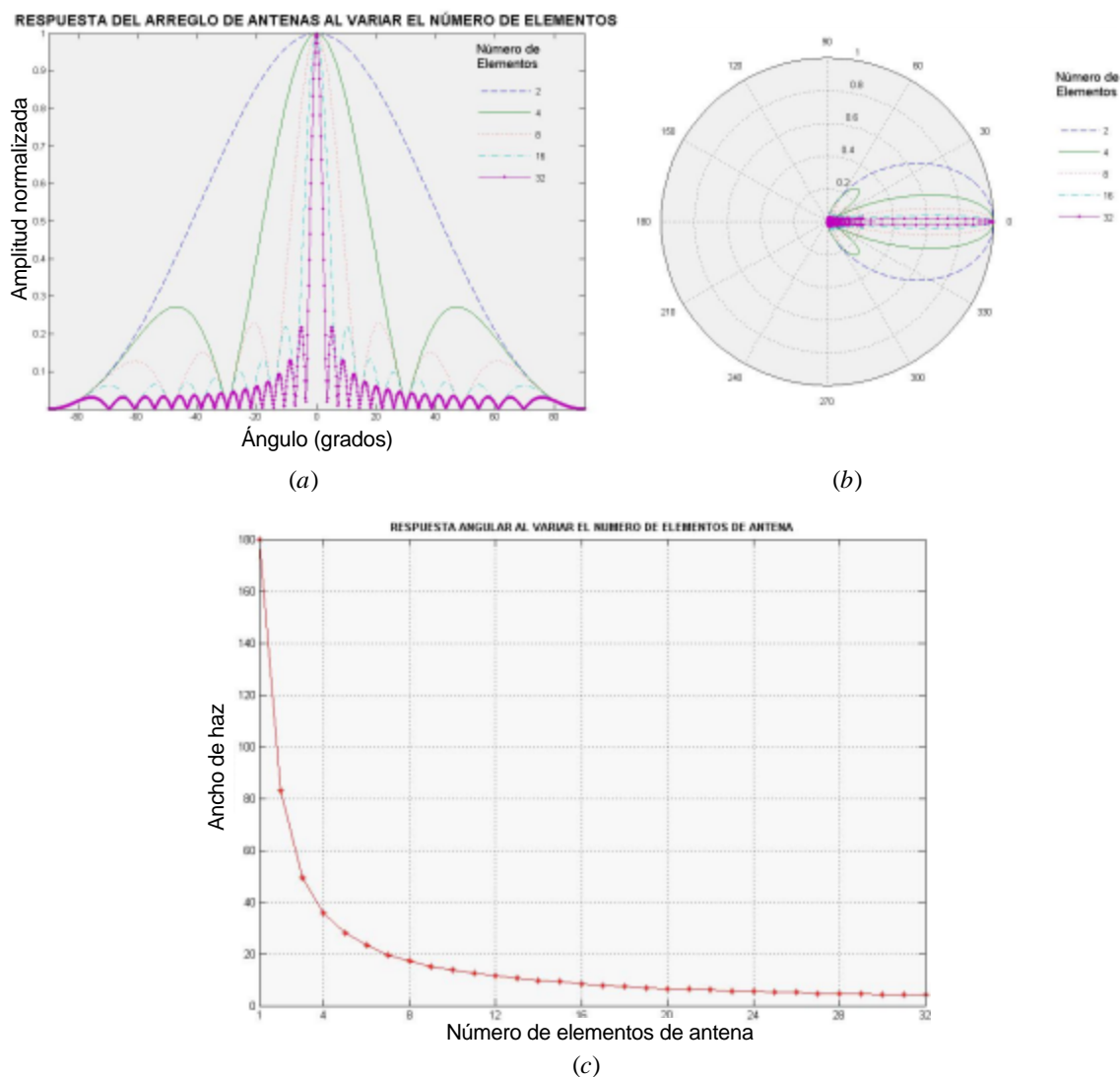


Figura 26. Respuesta del arreglo de antenas al variar el número de elementos; (a) gráfica cartesiana y (b) gráfica polar del patrón de radiación para 2, 4, 8, 16 y 32 elementos de antena; (c) ancho de haz de potencia media del lóbulo principal generado por el patrón de radiación al variar el número de elementos de antena.

V.4 Conformación de haz

La conformación de haz adaptiva es una técnica de procesamiento de señales, la cual se aplica a un arreglo de antenas, donde el objetivo es separar la señal deseada de las señales interferentes, dado que todas estas señales tienen las mismas frecuencias, pero diferentes

posiciones espaciales, todo este proceso puede ser visto como un filtrado espacial [Van Veen y Buckley, 1998]. Las señales interferentes pueden ser versiones retardadas de la señal deseada originada en un ambiente multitrayectoria o señales generadas por otros usuarios. Un *conformador digital de haz* muestrea el campo de onda propagado a la entrada de cada elemento de antena, enseguida se calculan los *pesos* para determinar la respuesta de los elementos del arreglo en base a un cierto criterio de desempeño, posteriormente las respuestas de cada antena se combinan para entregar una salida del conformador de haz. Podemos definir dos tipos de conformadores de haz, uno para banda ancha y otro para banda angosta.

V.4.1 Conformador de banda angosta

La Figura 27 muestra un conformador de haz de banda angosta. Una señal de banda angosta muestreada en el k -ésimo elemento de antena en el tiempo n es una versión desplazada de la señal recibida en el elemento de referencia en el tiempo n . Dado que este cambio de fase está en función de la distancia entre el primer elemento de antena y el k -ésimo elemento de antena, un conformador de banda angosta necesita muestrear el campo de propagación en el espacio solamente. La señal en la salida del conformador de haz en el tiempo n , $y(n)$, está dada por una combinación lineal de los datos en los K sensores en el tiempo n :

$$y(n) = \sum_{k=1}^K w_k^* x_k(n), \quad (79)$$

donde $*$ representa el complejo conjugado, $x_k(n)$ es la representación de la envolvente compleja de la señal recibida desde el k -ésimo elemento de antena en el tiempo n , y w_k es el

peso complejo aplicado a $x_k(n)$. La ecuación (79) puede ser representada en forma vectorial como:

$$y(n) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(n), \quad (80)$$

donde H denota la matriz hermitiana (compleja conjugada transpuesta) y

$$\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_k]^T \quad (81)$$

es el vector de pesos complejo.

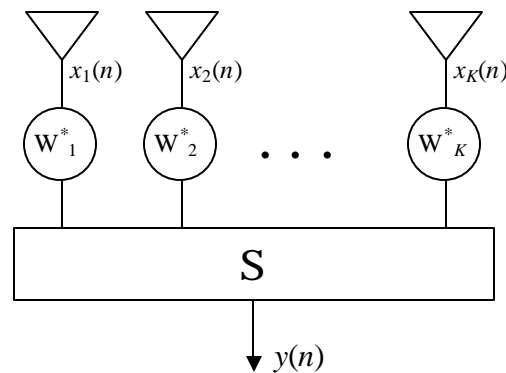


Figura 27. Conformador de haz de banda angosta.

V.4.2 Conformador de haz de banda ancha

La Figura 28 muestra un conformador de banda ancha. Una señal muestreada de banda ancha en el k -ésimo elemento de antena en el tiempo n debe ser representada por un cambio de fase y por un retardo de tiempo con respecto a la señal recibida en el elemento de referencia en el tiempo n . De ahí que se requiere que un conformador de haz de banda ancha muestre el campo de la onda propagada en el espacio y en el tiempo.

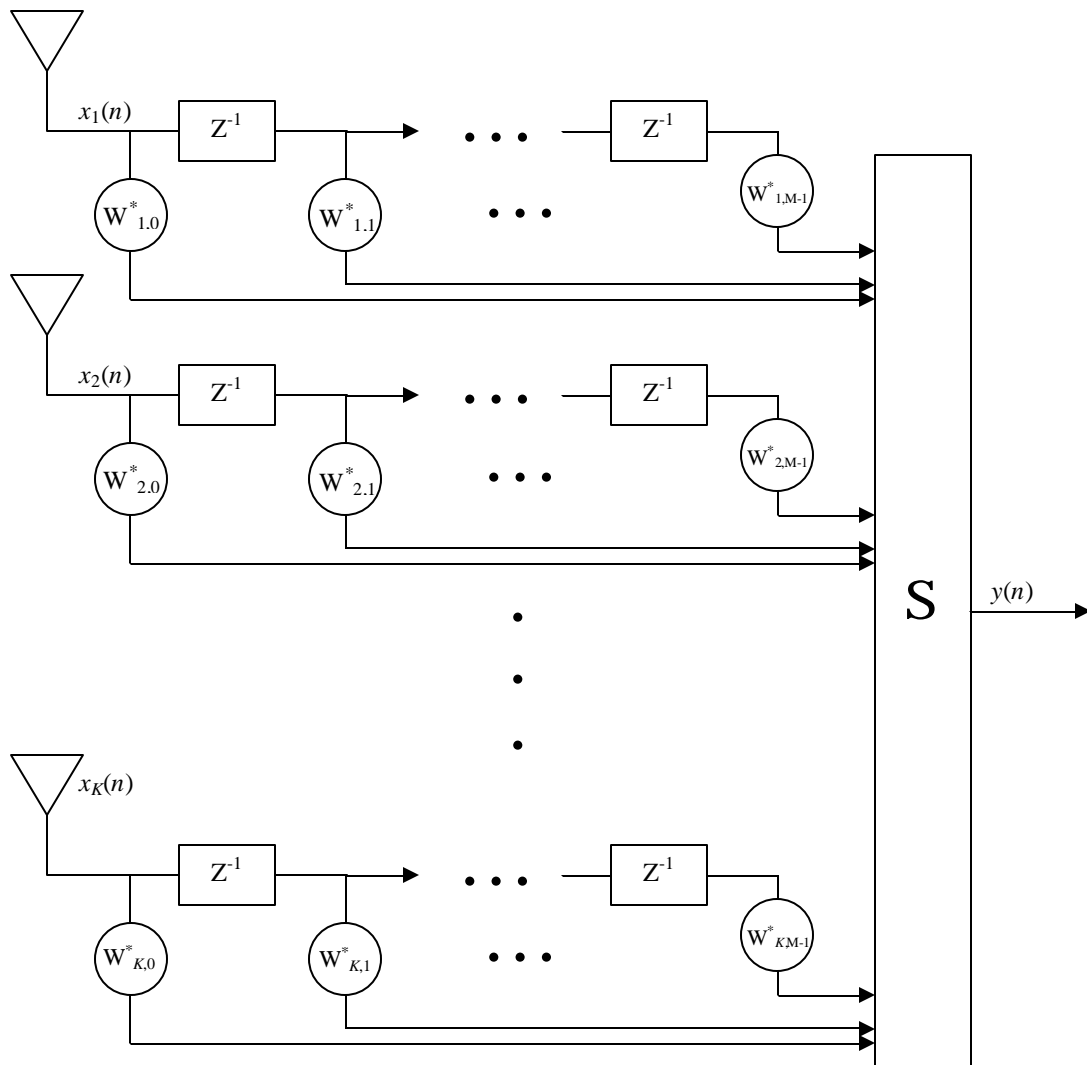


Figura 28. Conformador de haz de banda ancha.

La salida de un conformador de haz de banda ancha puede expresarse como [Cheung, 2002]:

$$y(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{m=0}^{M-1} w_{k,m}^* x_k(n-m), \quad (82)$$

Donde $M-1$ es el número de retardos en cada uno de los M canales de sensado. La ecuación (82) puede expresarse en forma vectorial como:

$$y(n) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(n), \quad (83)$$

donde

$$\mathbf{w} = [w_{1,0}, \dots, w_{1,M-1}, \dots, w_{K,0}, \dots, w_{K,M-1}]^T \quad (84)$$

y

$$\mathbf{x}(n) = [x_1(n), \dots, x_1(n-M+1), \dots, x_k(n), \dots, x_k(n-M+1)]^T \quad (85)$$

En este caso, ambos \mathbf{w} y $\mathbf{x}(n)$ son $KM \times 1$ vectores columna.

V.4.3 Conformador de haz en el dominio de la frecuencia

El conformador de haz mostrado en la Figura 28 es más complejo que el conformador de haz de banda angosta mostrado en la Figura 27. Para reducir la complejidad, un conformador de haz de banda ancha puede ser implementado en el dominio de la frecuencia, como se ilustra en la Figura 29. En la ecuación (58) se muestra como la señal recibida en el k -ésimo elemento de antena tiene un cambio de fase de $(2\mathbf{p}/\mathbf{I})(k-1)d \sin \mathbf{q}$ con respecto a la señal recibida en el elemento de antena de referencia. Para señales de banda ancha, las componentes de frecuencia en los dos extremos de la banda pueden ser muy diferentes. Dado que $\mathbf{I} = c/f$, sus longitudes de onda correspondientes pueden ser muy distintas y de ahí que los cambios de fase experimentados por las componentes de frecuencia en los extremos del ancho de banda no son iguales. De ahí que la señal de banda ancha puede ser descompuesta en varias componentes de frecuencia, y cada componente de frecuencia es procesada por sus propios conformadores de haz.

Un conformador de haz en el dominio de la frecuencia (Figura 29) acumula primero muestras de la señal en un buffer de memoria para cada elemento de antena formando bloques de datos de N puntos, a los cuales se les aplica la Transformada Rápida de Fourier, para luego realizar la conformación de haz para distintos grupos de frecuencias. A la salida del conformador de haz, se convierten los datos al dominio del tiempo, esto, a través de la IFFT de N puntos. La salida del conformador de haz en la frecuencia r , $Y(r)$, está dada por una combinación lineal de los datos de los K sensores a la frecuencia r [Cheung, 2002]:

$$Y(r) = \sum_{k=1}^K W_{k,r}^* X_k(r), \quad (86)$$

donde $W_{k,r}$ representa el peso en el r -ésimo grupo de frecuencias del k -ésimo elemento de antena, y $X_k(r)$ indica el r -ésimo grupo de datos después de la FFT de $x(n)$ del k -ésimo elemento de antena. en forma vectorial, la ecuación (86) puede escribirse como:

$$\mathbf{Y}(r) = \mathbf{W}_r^H \mathbf{X}(r), \quad (87)$$

donde

$$\mathbf{W}_r = [W_{1,r}, W_{2,r}, \dots, W_{K,r}]^T \quad (88)$$

y

$$\mathbf{X}(r) = [X_1(r), X_2(r), \dots, X_K(r)]^T \quad (89)$$

A partir de una adecuada selección de los pesos del conformador de haz y una cuidadosa distribución de los datos, la salida del conformador de haz en el dominio de la frecuencia es equivalente a la salida de un conformador de haz de banda ancha.

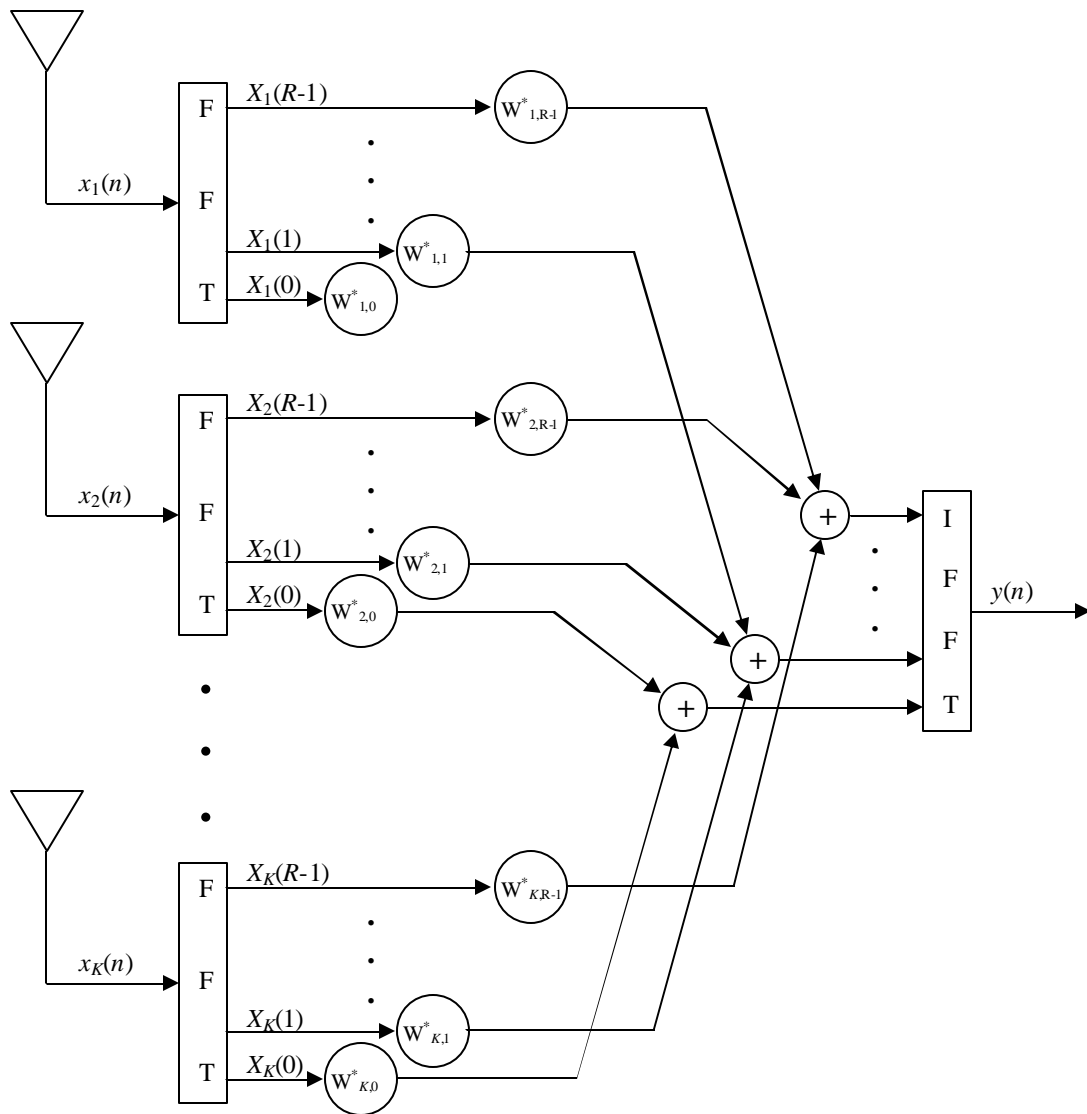


Figura 29. Conformador de haz de en el dominio de la frecuencia.

V.5 Conformación de haz adaptivo

La conformación de haz adaptivo ha sido un tema de interés considerable por más de tres décadas [Godara, (1997); Godara (2004); Krim y Viberg (1996); Litva y Lo (1996)] y ha ido evolucionando a la par con la tecnología. Existe un gran número de artículos, tutoriales

y libros dedicados a definir los conceptos generales y aplicaciones de la conformación de haz adaptivo.

Un conformador de haz *adaptivo* es capaz de optimizar automáticamente el patrón del arreglo, ajustando los *pesos* de los elementos de control, de tal forma que se satisfaga algún tipo de *criterio*. La optimización realizada es especificada por un algoritmo diseñado para cumplir tal propósito. Un sistema general de conformación de haz adaptivo se muestra en la Figura 30, la elección del vector de pesos w se basa en las estadísticas del vector de señal recibida $x(n)$ en el arreglo. El objetivo es el de optimizar la respuesta del conformador de haz de tal manera que la salida $y(n)$ contenga una mínima contribución de ruido e interferencia. En las siguientes secciones se describen algunos de los criterios para optimizar los pesos, así como algunos algoritmos adaptivos diseñados para realizar dicha optimización.

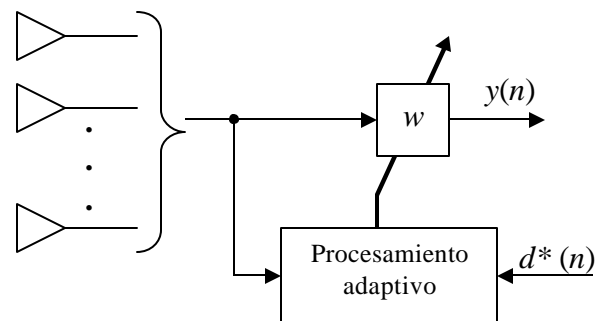


Figura 30. Sistema general de conformación de haz.

V.5.1 Criterios para los pesos óptimos

Los datos de entrada en un arreglo de antenas normalmente son variantes en el tiempo, por lo cual es necesario el uso de algoritmos adaptivos que ajusten los pesos de los elementos del arreglo; los algoritmos adaptivos implican procesos iterativos hasta cumplir con un cierto criterio de desempeño. Los criterios de desempeño más empleados son el *error cuadrático medio mínimo* (MMSE) entre una señal de referencia y la señal obtenida a la salida del arreglo, el de la *máxima relación señal-interferente más ruido* (MSIR) y el de la *varianza mínima forzada linealmente* (LCMV). En este trabajo se eligió el criterio MMSE, ya que este depende únicamente del conocimiento de una señal de referencia [Godara, 1997], en comparación de otros criterios que dependen del conocimiento previo de la dirección de arribo o de estadísticas de ruido de la señal.

V.5.1.1 Error Cuadrático Medio Mínimo (MMSE)

Consideremos un arreglo lineal uniformemente espaciado, como se muestra en la Figura 25, donde hay una señal deseada $s(t)$, así como N_u señales interferentes $\{u_i(t)\}_{i=1}^{N_u}$. Vamos a suponer que la señal deseada llega con un ángulo \mathbf{q}_0 y la i -ésima señal interferente llega con un ángulo \mathbf{q}_i . La salida del arreglo está representada por:

$$\mathbf{x}(t) = s(t)\mathbf{v} + \mathbf{u} = \mathbf{s} + \mathbf{u} \quad (90)$$

Donde \mathbf{v} es el vector de propagación del arreglo para la señal deseada,

$$\mathbf{v}^T = [1, e^{jkd \sin \mathbf{q}_0} \dots e^{jk(K-1)d \sin \mathbf{q}_0}] \quad (91)$$

\mathbf{u} representa la suma de todos los vectores de la señal interferente,

$$\mathbf{u} = \sum_{i=1}^{N_u} u_i(t) \mathbf{h}_i \quad (92)$$

y \mathbf{h}_i es el vector de propagación para la i -ésima señal interferente,

$$\mathbf{h}_i^T = [1, e^{jk d \sin \theta_i} \dots e^{jk(K-1)d \sin \theta_i}] \quad (93)$$

Si se conociera la señal deseada $s(t)$, se podría optar por reducir el error entre la salida del conformador de haz $\mathbf{w}^H \mathbf{x}(t)$ y la señal deseada sin necesidad de realizar conformación de haz. Sin embargo, para muchas aplicaciones, las características de la señal deseada podrían ser conocidas con suficiente detalle para generar una señal $d^*(t)$ que pueda representar de manera muy cercana a la señal deseada. Esta señal es conocida como *señal de referencia*. La señal de referencia es expresada en forma de complejo conjugado por conveniencia matemática, sin afectar el resultado final. Los pesos del arreglo de antenas son elegidos para minimizar el error cuadrático medio (MSE) entre la salida del conformador de haz y la señal de referencia:

$$\mathbf{e}^2(t) = [d^*(t) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t)]^2 \quad (94)$$

Obteniendo los valores esperados de cada lado de la ecuación, tenemos que:

$$E\{\mathbf{e}^2(t)\} = E\{d^2(t)\} - 2\mathbf{w}^H \mathbf{r} + \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \quad (95)$$

donde $\mathbf{r} = E\{d^*(t) \mathbf{x}(t)\}$ y $\mathbf{R} = E\{\mathbf{x}(t) \mathbf{x}^H(t)\}$. \mathbf{R} representa la matriz de covarianza de la respuesta del arreglo. El mínimo MSE se obtiene cuando el gradiente del vector con respecto a \mathbf{w} es igual a cero:

$$\begin{aligned} \nabla_{\mathbf{w}} (E\{\mathbf{e}^2(t)\}) &= -2\mathbf{r} + 2\mathbf{R} \mathbf{w} \\ &= 0 \end{aligned} \quad (96)$$

Por tanto, la solución óptima para los pesos, será:

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r} \quad (97)$$

la cual es conocida como la ecuación de Wiener-Hopf o solución Wiener óptima [Litva y Lo, 1996]. La ecuación (97) es válida siempre y cuando \mathbf{R} sea invertible y diferente de cero.

V.5.2 Algoritmos adaptivos

Para obtener el vector de pesos óptimos es necesario tener estadísticas de las señales recibidas, las cuales normalmente son desconocidas y cambian en el tiempo, por lo que es necesario que los pesos sean *estimados* y *actualizados* constantemente, y esto se logra utilizando algoritmos adaptivos para la conformación de haz.

Los criterios para obtener los pesos óptimos están muy relacionados unos con otros, y la elección de uno de ellos en particular no es determinante en el desempeño del sistema. Sin embargo, la elección de un algoritmo adaptivo para obtener los pesos es de suma importancia, ya que esto define la velocidad de convergencia y la complejidad del hardware. La convergencia se alcanza cuando se cumple con un criterio de desempeño.

Con el paso del tiempo se han desarrollado distintos algoritmos adaptivos [Godara, 2004], los cuales son elegidos en base a su complejidad o por su rápida convergencia. Entre los algoritmos más representativos y más utilizados podemos mencionar el método de los

Mínimos Cuadrados Medios (LMS), el método de Mínimos Cuadrados Recursivos (RLS) y el método de la Inversión de la Matriz de Muestras (SMI).

El algoritmo LMS es una aproximación basada en el método de descenso escalonado, por lo que resulta ser un método computacionalmente menos intenso pero de lenta convergencia. De acuerdo al número de iteraciones realizadas, la tasa de convergencia del algoritmo RLS es normalmente de un orden de magnitud más rápida que el LMS, sin embargo su complejidad de implementación es mayor [Van Veen y Buckley, 1998].

El algoritmo SMI tiene una tasa de convergencia muy rápida y la complejidad del proceso se debe a las operaciones complejas requeridas para invertir una matriz de muestras, pero en un sistema como el que se desea implementar en el presente trabajo con cuatro elementos de antena, resulta muy práctico y eficiente utilizar el algoritmo SMI; a continuación se hace una descripción del algoritmo SMI.

V.5.2.1 Inversión Directa de la matriz de covarianza de las muestras (SMI)

Una forma de incrementar la tasa de convergencia es empleando la inversión directa de la matriz de covarianza \mathbf{R} de la ecuación (97). Si la señal deseada y los interferentes son conocidos *a priori*, entonces la matriz de covarianza puede ser evaluada y la solución óptima para los pesos puede calcularse usando la ecuación (97). En la práctica, las señales no son conocidas y el ambiente sufre cambios frecuentes. Por lo tanto, el procesador adaptivo debe actualizar continuamente el vector de pesos para alcanzar los requerimientos

impuestos por las condiciones variantes del canal radio. Esta necesidad de actualizar el vector de pesos sin información *a priori* conduce a la necesidad de obtener estimados de \mathbf{R} y \mathbf{r} en un intervalo de observación finita y entonces utilizar esos estimados en (97) para obtener el vector de pesos deseado. Los estimados de ambos, \mathbf{R} y \mathbf{r} , pueden obtenerse mediante [Litva y Lo, 1996]:

$$\hat{\mathbf{R}} = \sum_{i=N_1}^{N_2} \mathbf{x}(i)\mathbf{x}^H(i) \quad (98)$$

y

$$\hat{\mathbf{r}} = \sum_{i=N_1}^{N_2} d^*(i)\mathbf{x}(i) \quad (99)$$

donde N_1 y N_2 son los límites inferior y superior del intervalo de observación, respectivamente. De ahí, el vector de pesos estimado estará dado por:

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{r} \quad (100)$$

El algoritmo SMI converge rápidamente, pero conforme se incrementa el tamaño de la matriz resultante en (98), se incrementa considerablemente la cantidad de cálculos computacionales complejos para encontrar su inversa. La ventaja del algoritmo SMI sobre los algoritmos LMS y RLS es que solamente requiere realizar la inversión de la matriz para llegar a la convergencia, en cambio en los algoritmos LMS y RLS se requiere más tiempo para llegar a la convergencia. Esto es particularmente útil, si la duración de la ráfaga es corta, comparada con el tiempo de coherencia del canal, debido a que el vector de pesos será válido en la totalidad de la ráfaga.

Capítulo VI

SIMULACIÓN Y RESULTADOS

VI.1 Introducción

En los capítulos anteriores, se han presentado las bases teóricas para entender y desarrollar un sistema inalámbrico que utilice un arreglo de antenas en el receptor, capaz de adecuarse a las condiciones variantes del canal radio. En primera instancia, se presentaron conceptos que nos ayudan a entender el comportamiento del canal radio y que a su vez nos permiten elegir un modelo de canal radio espacio-temporal variante en el tiempo basado en propagación multitrayectoria dentro de un ambiente de interiores; posteriormente, se hizo una descripción acerca de OFDM, el cual es un método efectivo que reduce los desvanecimientos selectivos en frecuencia, y minimiza la ISI al agregar un prefijo cíclico en cada símbolo OFDM generado. Finalmente, se presentaron conceptos básicos sobre arreglos de antenas, así como la forma de realizar una conformación de haz adaptiva, haciendo uso de un algoritmo capaz de actualizar el patrón de radiación del arreglo de manera eficiente.

A continuación, se describe la forma en que fue implementado el sistema de comunicaciones inalámbricas utilizando un arreglo de antenas de cuatro elementos en el receptor, la implementación del sistema se hizo en Simulink de Matlab 7.0; en este capítulo, también se presentan los resultados obtenidos de la simulación.

VI.2 Escenario de la simulación

Como punto de partida, es necesario tener en claro nuestro escenario de simulación. Se pretende evaluar un enlace de subida (del móvil a la base) en un sistema de comunicaciones inalámbricas (Tx-Rx) que tenga como base de capa física el estándar 802.11a; el receptor debe contar con un arreglo de antenas de cuatro elementos y debe ser capaz de realizar un procesamiento de señales eficiente, que esté actualizando constantemente el patrón de radiación del arreglo, para ello se debe utilizar el algoritmo adaptivo SMI descrito en el capítulo 5; el canal de propagación de las señales de radio se realiza en un ambiente multitrayectorias en interiores, el cual es un ambiente cerrado, donde se encuentra una serie de objetos dispersores que propician la propagación multitrayectorias, para ello se debe tomar como base el modelo de canal radio descrito por Chong *et al.* [2003]; en los elementos de antena se añade ruido distribuido uniformemente en el espacio; la transmisión de los datos se realiza en tramas, al inicio de cada trama se transmite un preámbulo, necesario para determinar la respuesta del arreglo de antenas. En la Figura 31 se muestra de manera sencilla el ambiente de simulación del sistema implementado.

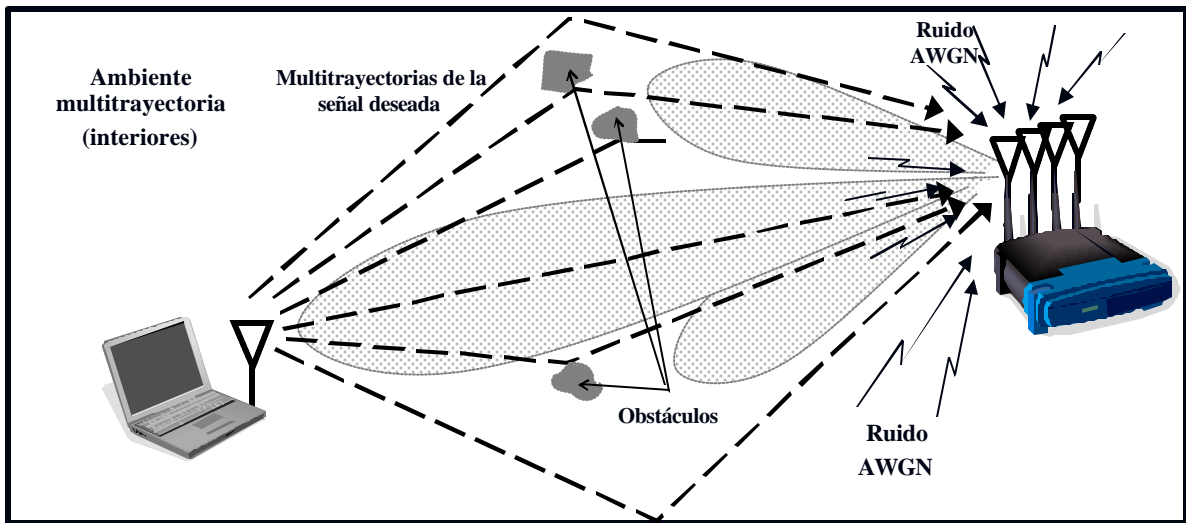


Figura 31. Escenario de la simulación del sistema implementado.

VI.3 Simulación del modelo

Las simulaciones fueron realizadas en Simulink de Matlab 7.0, se utilizó una computadora con procesador Intel® Pentium® 4 de 2.66 GHz, y con memoria RAM de 512MB; y se trabajó en el sistema operativo Microsoft® Windows® XP Professional.

El modelo desarrollado en Simulink, se puede describir en función de cinco bloques funcionales, los cuales se muestran en la Figura 32, y se describen brevemente a continuación:

- *transmisor*, es el encargado de generar los datos aleatorios, codificarlos, modularlos, realizar un entrelazado de los datos, y a partir de ahí generar los símbolos OFDM, los cuales son transmitidos a través del canal radio;
- *canal radio*, produce múltiples réplicas retardadas de la señal generada en el transmisor y crea un conjunto de señales de ruido que se suman a las

multitrayectorias de la señal transmitida; a la salida del canal radio se tienen las amplitudes y los ángulos de llegada de las señales producidas en este bloque;

- *arreglo de antenas*, está formado por cuatro elementos de antena; las señales generadas en el canal radio se suman en cada uno de los elementos de antena, la suma se hace de acuerdo a la amplitud y ángulo de llegada de cada señal; dentro del mismo bloque se hace un procesamiento espacial, en el cual se utiliza el algoritmo adaptivo de inversión de la matriz de muestras (SMI) para calcular el vector de pesos del arreglo, y a partir de ahí se obtiene la respuesta del arreglo;
- *receptor*, en este bloque se lleva a cabo una ecualización de la señal recibida en el dominio de la frecuencia y se realiza el proceso inverso efectuado en el transmisor, todo esto con el fin de recuperar la señal transmitida;
- *medición del BER*, se obtiene la tasa de bit erróneo a partir de la comparación entre la señal binaria recuperada en el receptor y la señal binaria transmitida.

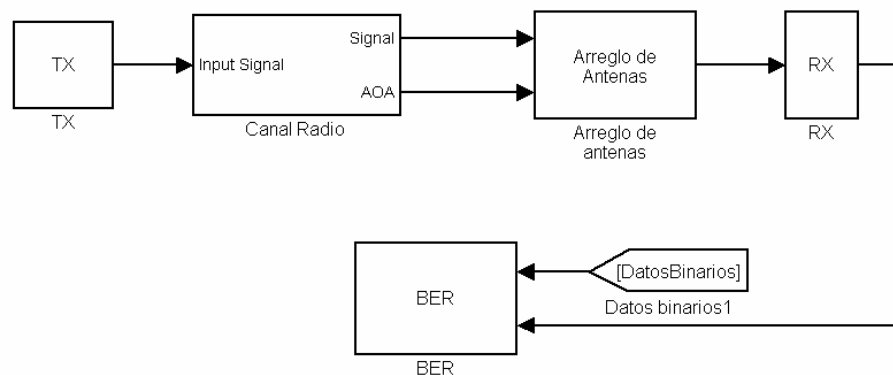


Figura 32. Esquema general del sistema Tx-Rx con propagación multitrayectoria utilizando un arreglo de antenas desarrollado en Simulink.

VI.3.1 Transmisor

El transmisor genera símbolos de datos OFDM a razón de 250 ksp/s (kilosímbolos por segundo); se transmiten tramas de 24 símbolos OFDM, donde 20 símbolos OFDM corresponden a los datos y 4 símbolos al preámbulo, esto se puede observar en la Figura 33.

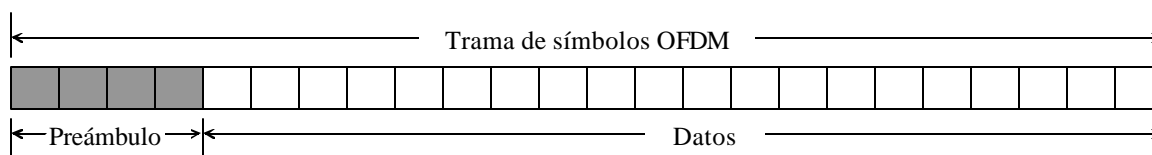


Figura 33. Trama de símbolos OFDM utilizada en la simulación.

En la Figura 34, se muestran los distintos bloques que constituyen el transmisor, el proceso que se lleva a cabo en cada bloque se describe a continuación:

- *Generación de datos aleatorios*, en este bloque se generan datos binarios aleatorios con una distribución uniforme, la tasa de transmisión a la salida de este bloque depende del esquema de modulación que se utilice, algunos de los parámetros dependientes a las tasas de transmisión se muestran en la Tabla II.

Tabla II. Parámetros dependientes de las tasas de transmisión [IEEE 802.11a, 2003].

Tasa de Datos (Mbps)	Modulación	Tasa de codificación	Bits codificados por subportadora	Bits codificados por símbolo OFDM	Bits de datos por símbolo OFDM
6	BPSK	1/2	1	48	24
9	BPSK	3/4	1	48	36
12	QPSK	1/2	2	96	48
18	QPSK	3/4	2	96	72
24	16-QAM	1/2	4	192	96
36	16-QAM	3/4	4	192	144
48	64-QAM	2/3	6	288	192
54	64-QAM	3/4	6	288	216

- *Codificación*, se utiliza un codificador convolucional con un índice de código de 1/2, la codificación se lleva a cabo en conjunto con un recorte de código, para tener índices de codificación a la salida de 1/2, 2/3 y 3/4. La codificación nos permite corregir errores producidos durante la transmisión, esto provoca un incremento en la tasa de transmisión ya que se agregan bits de redundancia a los datos de entrada.

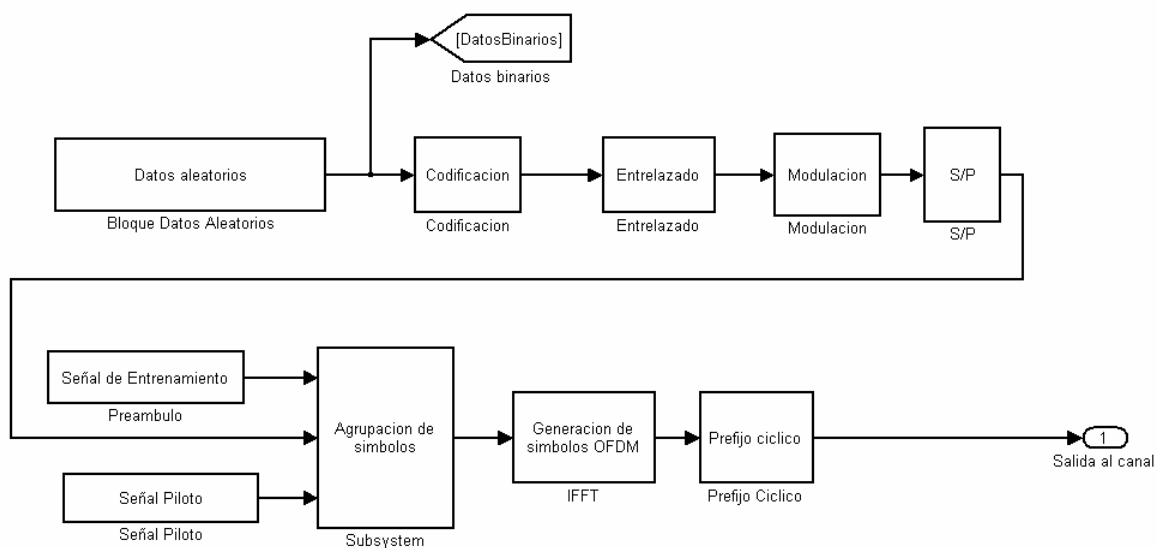


Figura34. Modelo del transmisor implementado en Simulink.

- *Entrelazado*, se utiliza para dispersar los errores en ráfaga y convertirlos en aleatorios, para que de esta forma puedan ser corregidos más fácilmente por el decodificador en el receptor. El entrelazado se lleva a cabo en dos procesos de permutación. La primera permutación asegura que los bits codificados adyacentes sean mapeados en subportadoras no adyacentes, la segunda permutación asegura que los bits codificados adyacentes sean mapeados alternadamente sobre los bits más y menos significativos de la constelación. Para describir el proceso de

entrelazado, podemos decir que los bits de datos codificados que se tienen a la entrada primeramente son agrupados en matrices (Tabla III), luego para realizar la primer permutación se intercambian líneas por columnas de las matrices formadas; en la segunda permutación, se realiza un intercambio de bits adyacentes en cada línea par. A la salida del entrelazado se obtiene una cadena de datos binarios.

Tabla III. Tamaño de la matriz de datos, a partir de la cual se realiza el entrelazado [IEEE 802.11a, 2003].

Tasa de Datos (Mbps)	Tamaño de la matriz (bits) para realizar el entrelazado	Dimensión (líneas x columnas)
6	960	16 x 60
9	960	16 x 60
12	1920	16 x 120
18	1920	16 x 120
24	3840	16 x 240
36	3840	16 x 240
48	5760	16 x 360
54	5760	16 x 360

- *Modulación*, en este bloque se realiza la modulación digital de los datos binarios, la cual puede ser BPSK, QPSK, 16-QAM ó 64-QAM dependiendo de la tasa de transmisión que se desee obtener (Tabla II). El proceso de modulación digital permite hacer un uso más eficiente del espectro de potencia, ya que se logra transmitir una mayor cantidad de bits por cada símbolo complejo entregado a la salida del modulador.
- *S/P*, aquí la cadena de símbolos complejos entregada por el modulador digital se divide en grupos de 48 símbolos complejos.

- *Agrupación de símbolos*, básicamente se realizan tres procesos, el primer proceso consiste en que cada grupo de 48 símbolos complejos es asociado con un símbolo OFDM, los símbolos complejos son numerados del 0 al 47 y son mapeados en las subportadoras OFDM numeradas del -26 al -22, -20 al -8, -6 al -1, 1 al 6, 8 al 20 y del 22 al 26; las subportadoras -21, -7, 7 y 21 corresponden a la señal piloto que es insertada en este mismo bloque; la subportadora 0 es asociada con el centro de frecuencia, la cual es omitida y se le asigna un valor de cero; de ahí que se tenga un total de 52 subportadoras. En el segundo proceso se realiza nuevamente un mapeo para poder implementar la IFFT, las subportadoras OFDM del 1 al 26 son mapeados en el mismo número de entradas de la IFFT, mientras que los coeficientes de -26 al -1 son copiados a las entradas de la IFFT del 38 al 63, el resto de las entradas a la IFFT (de la 27 a la 37, y la 0) son puestas en cero, los mapeos se ilustran en la Figura 35. En el tercer proceso realizado en este bloque de Simulink se antepone una señal de entrenamiento de 4 símbolos OFDM a una señal de datos OFDM de 20 símbolos, la señal de entrenamiento es conocida en el receptor (Figura 33) [IEEE 802.11a, 2003].
- *Preámbulo*, está formado por cuatro símbolos OFDM conocidos, los cuales son utilizados para estimar la respuesta del arreglo de antenas en el receptor.
- *Señal piloto*, la señal piloto es insertada en cuatro subportadoras OFDM, y está determinada por una secuencia pseudoaleatoria (código PN), determinado por el polinomio:

$$p(x) = x^7 + x^3 + 1 \quad (101)$$

- *Generación de símbolos OFDM (IFFT)*, este bloque realiza la IFFT de 64 puntos, y a la salida se obtienen los símbolos OFDM.
- *Prefijo cíclico*, aquí se copian las últimas 16 muestras de cada símbolo entregado por la IFFT al inicio de cada símbolo OFDM, obteniendo como resultado símbolos de 80 muestras de datos cada 4 μ s.

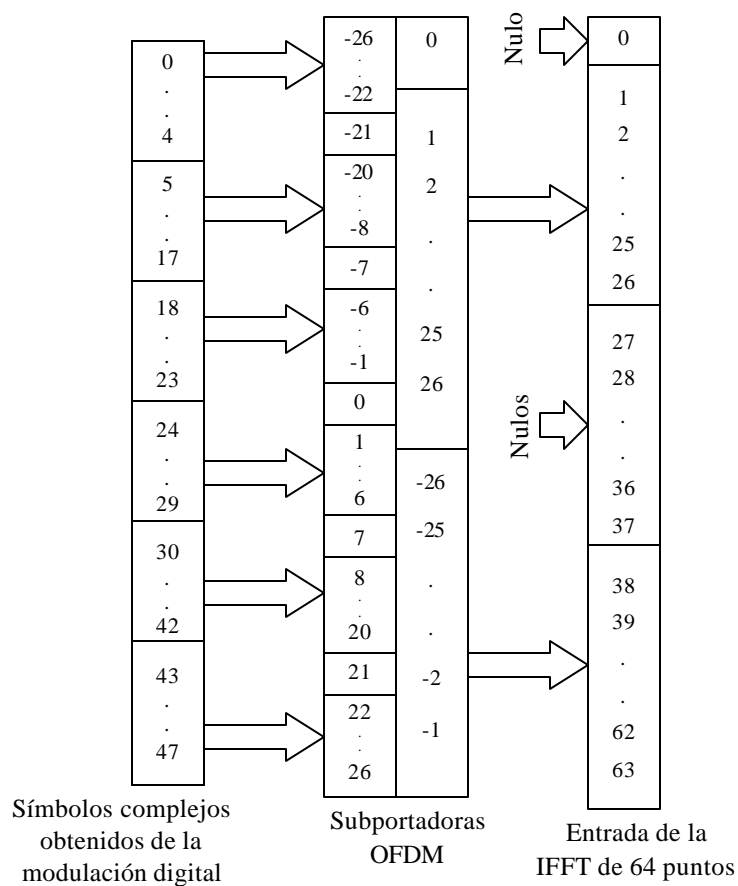


Figura 35. Mapeo para implementar la IFFT a partir de los símbolos complejos obtenidos después de la modulación digital.

En la Figura 36 se muestra una trama con las muestras de los símbolos OFDM formados en el transmisor, las cuales son transmitidas a través del canal radio.

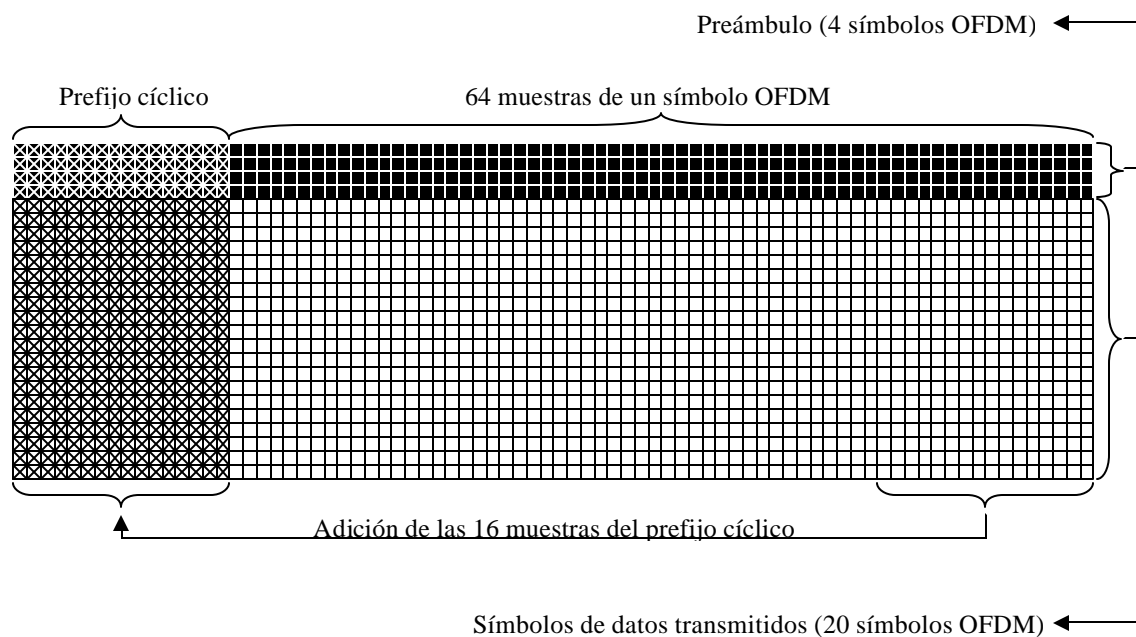


Figura 36. Trama con las muestras de los símbolos OFDM transmitida a través del canal radio.

VI.3.2 Canal Radio

El canal radio es un elemento muy importante dentro del sistema desarrollado en Simulink, ya que es esencial para verificar el desempeño del sistema implementado; la generación de las multitrayectorias debe seguir un comportamiento tal como lo definen las funciones de densidad para la Amplitud, Ángulo y Tiempo de Llegada de las multitrayectorias descritas en el Capítulo 3. Para lograr una evaluación confiable del desempeño del arreglo de antenas de nuestro sistema, es importante implementar correctamente un modelo de canal radio que

describa el comportamiento de un ambiente multitrayectorias en ambientes interiores lo más cercano a la realidad.

En la Figura 37 se muestra el modelo de canal radio implementado en Simulink, el cual está compuesto por cuatro bloques principales y por un par de bloques que nos permiten establecer los parámetros de las multitrayectorias y ruido generados. A la salida del canal radio se obtiene la amplitud y ángulo de llegada de un conjunto de señales compuestas por versiones retardadas de la señal transmitida y de las señales de ruido.

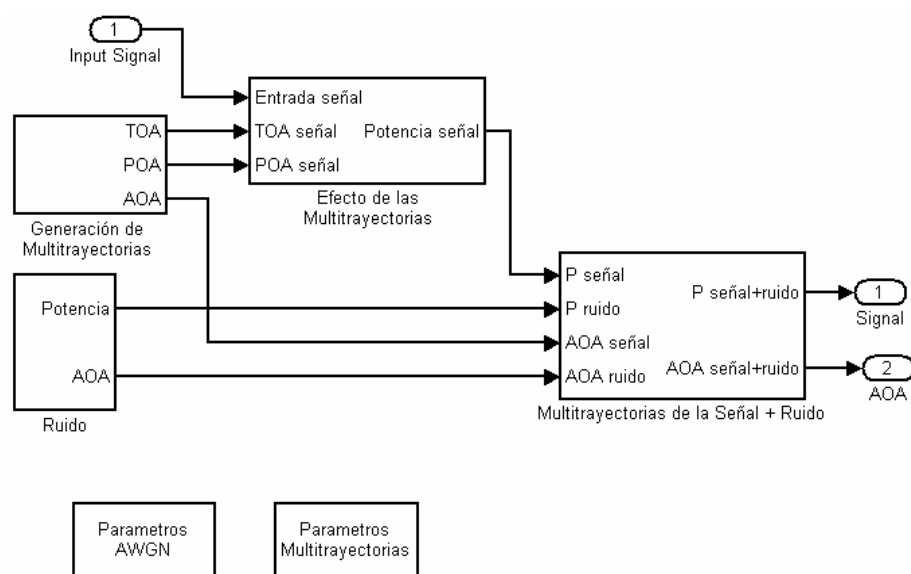


Figura 37. Canal radio implementado en Simulink.

A continuación se describe cada uno de los bloques que componen el canal radio implementado en Simulink:

- *Generación de Multitrayectorias*, aquí se generan las multitrayectorias por las cuales la señal transmitida llega al receptor; cada multitrayectoria tiene asignada una amplitud (POA), un ángulo (AOA) y un tiempo (TOA) de llegada, los valores obtenidos a la salida de este bloque son generados de acuerdo a los parámetros de las funciones de densidad que definen el AOA, TOA y POA de las multitrayectorias; el AOA está dado en radianes y está definido por las ecuaciones (35), (36), (37) y (41); el TOA está dado por el número de periodos de muestreo obtenido a partir del retardo de la señal en segundos, y está determinado por las ecuaciones (34) y (42); la POA, es un valor normalizado de la variación de amplitud de la señal en el canal radio, y se define por las ecuaciones (44) a (49). La ecuación (35) está en función de t_n , el cual es obtenido a partir de un intervalo de retardo Δt de 5 ns.
- *Efecto de las multitrayectorias*, a la salida de este bloque se obtienen réplicas de la señal de información, cada una de las réplicas sufre un retardo y una disminución en su amplitud de acuerdo al TOA y POA asignado por las multitrayectoria que entran a éste bloque.
- *Ruido*, se considera que llegan distintas trayectorias de ruido al receptor, las cuales tienen una distribución uniforme en su AOA; la suma de las señales de ruido es equivalente a un canal AWGN.
- *Parámetros Multitrayectorias*, en la Figura 38 se pueden observar los parámetros que pueden ser modificados en la simulación, entre los cuales están el número de clústers, número de componentes multitrayectoria (MPCs), el retardo medio de

llegada del clúster y de los MPCs, los retardos máximos de clúster y de los MPCs, el periodo de símbolo que entra al canal radio, el cual está definido por el tamaño de la trama, también se define un tiempo de muestreo que representa la tasa de variación de las multitrayectorias.



Figura 38. Ajuste de los parámetros de las funciones de densidad que definen las multitrayectorias.

Las simulaciones realizadas en este trabajo se hicieron utilizando 4 clústers con 5 MPCs cada uno, para un total de 20 multitrayectorias, esta cantidad de multitrayectorias es suficiente ya que las trayectorias del último clúster (el de mayor retardo) tienen una amplitud que es despreciable en el receptor; se ha observado que aparecen normalmente 3 clústers en mediciones realizadas por Chong *et al.* [2003] y Spencer *et al.* [2000]. El tiempo de muestreo utilizado fue de 100 microsegundos, suficiente tiempo como para transmitir una trama OFDM.

Los valores asignados a los parámetros de las funciones de densidad de probabilidad que determinan el comportamiento de las multitrayectorias se enlistan en la Tabla IV, dichos parámetros fueron los obtenidos por Chong *et al.* [2003], se toman estos parámetros como referencia, ya que corresponden a un sistema de WLAN en la banda de 5 GHz.

Tabla IV. Parámetros de las funciones de densidad de probabilidad y de los espectros de densidad de potencia utilizados.

Parámetro	Valor
Media de $f(T_k)$, m_T	40.88 ns
$a_{\Phi_{t_n}}$ (parámetro para la distribución Weibull)	50.16
$b_{\Phi_{t_n}}$ (parámetro para la distribución Weibull)	1.54
$c_{\Phi_{t_n}}$ (parámetro para la distribución Weibull)	67.71
Media de $f(t_{kl})$, m_t	13.76 ns
Desviación estándar de $f(f_{kl})$, s_f	3.93°
Esporcimiento de retardo rms de $P_{\text{Inter}}(T)$, \tilde{s}_T	6.52 ns
Esporcimiento de retardo rms de $P_{\text{Intra}}(t)$, \tilde{s}_t	13.37 ns
Esporcimiento angular rms de $P_{\text{Inter}}(\Phi)$, \tilde{s}_Φ	6.83°
Esporcimiento angular rms de $P_{\text{Intra}}(f)$, \tilde{s}_f	3.31°

- *Parámetros AWGN* (Figura 39), para la generación del ruido se debe considerar una cantidad de trayectorias de ruido de tal forma que se tenga un comportamiento similar al de un canal AWGN; los parámetros que pueden ser ajustados para producir ruido AWGN son: el número de trayectorias de ruido, el límite de ruido que es un factor útil en la normalización de la amplitud del ruido, el tiempo de muestreo que indica la tasa de cambio del ruido producido, y el nivel de relación señal-ruido que se produce; se establecieron 180 trayectorias de ruido, con las

cuales se observó un comportamiento similar a un canal AWGN, el límite de ruido se estableció en un valor de 1, el tiempo de muestreo se eligió de 41.6666 ns, de tal forma que cada muestra transmitida en el canal radio sufriera un efecto distinto por el ruido producido.

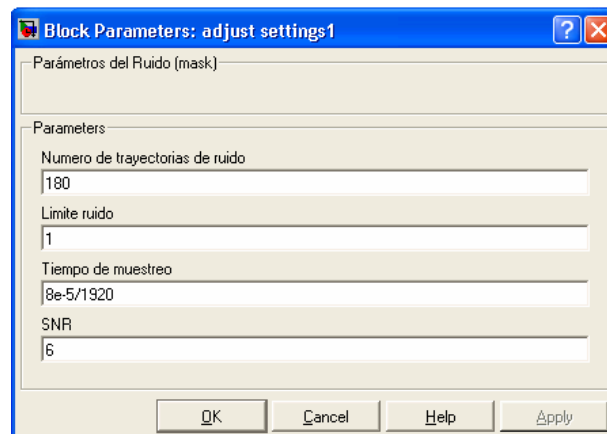


Figura 39. Ajuste de los parámetros de las trayectorias de ruido.

VI.3.3 Arreglo de antenas

El arreglo de antenas forma parte del receptor, pero dentro de la simulación fue implementado como un bloque independiente, a la entrada se recibe información de la amplitud y del ángulo de llegada de la señal transmitida y del ruido. La Figura 40 muestra el diagrama del arreglo de antenas implementado en Simulink, en ella se pueden observar los 4 bloques de los elementos de antena, un bloque en donde se calculan los pesos utilizando el algoritmo adaptivo SMI a partir de una señal de referencia, y un bloque que aplica los pesos a los elementos del arreglo para obtener la respuesta deseada.

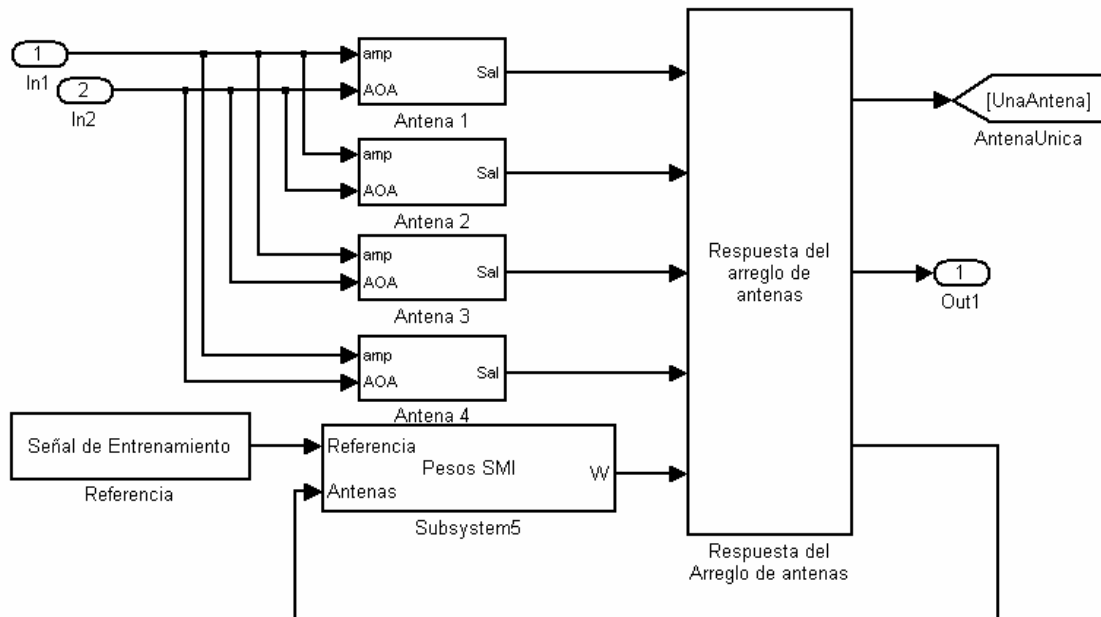


Figura 40. Arreglo de antenas implementado en Simulink.

A continuación, se describe el funcionamiento del diagrama de la Figura 40:

- En las *Antenas 1, 2, 3 y 4* se suman las señales que llegan al receptor, en donde se aplica un cambio de fase distinto a las señales de entrada dependiendo de su ángulo de llegada y de la ubicación espacial de la antena receptora.
- En el bloque *Pesos SMI* se realizan una serie de operaciones matriciales donde es aplicado el algoritmo adaptivo SMI, dichas operaciones corresponden a las ecuaciones (98), (99) y (100), para realizarlas se utiliza la señal de los elementos de antena y la señal de referencia que corresponde al preámbulo transmitido, dicho preámbulo es conocido en el receptor; a la salida se tiene un vector con los valores de los cuatro pesos calculados (w).

- Finalmente, a la salida de la *Respuesta del arreglo de antenas* se obtiene una señal que corresponde a la respuesta del arreglo después de aplicar los pesos, y la cual se obtiene al efectuar la operación indicada en (80).

VI.3.4 Receptor

En la Figura 41 se muestra el receptor utilizado en la simulación, el cual recibe la señal entregada por el arreglo de antenas; el objetivo de esta etapa es recuperar los bits de información generados en el transmisor.

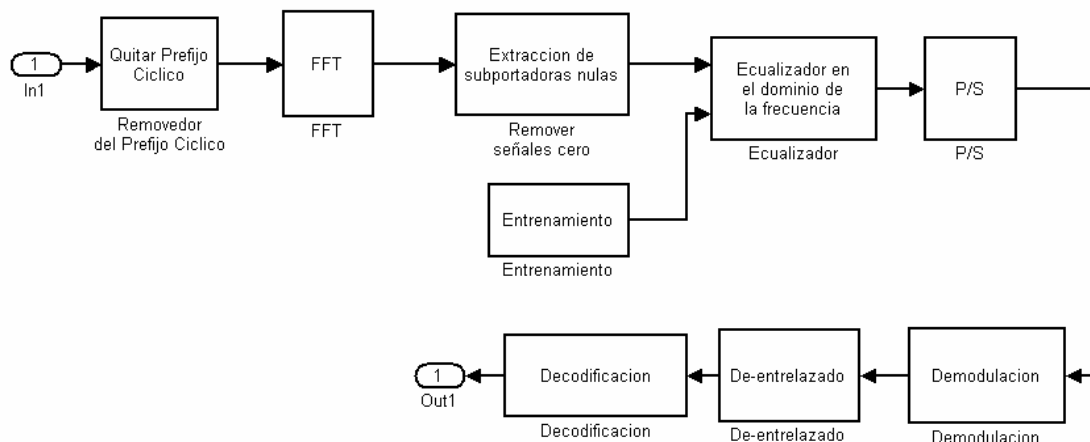


Figura 41. Receptor implementado en Simulink.

Los bloques que componen el receptor son complementarios a los del transmisor, a continuación se describe brevemente cada uno de ellos:

- *Removedor del prefijo cíclico*, se remueven las 16 muestras correspondientes al prefijo cíclico de cada símbolo OFDM.

- *FFT*, se aplica la operación de la transformada rápida de Fourier (FFT) a las 64 muestras del símbolo OFDM.
- *Extracción de las subportadoras nulas*, son extraídas 11 subportadoras OFDM, las cuales no contienen información.
- *Ecualizador en el dominio de la frecuencia*, utilizando la secuencia del preámbulo, la cual es una secuencia conocida en el receptor, y después de realizar la operación de la FFT, los valores de las muestras OFDM correspondientes a una trama son normalizadas; el preámbulo es removido de la trama de datos.
- *P/S*, se realiza una conversión paralelo-serie de los datos.
- *Demodulación*, los símbolos complejos son convertidos a datos binarios utilizando un demodulador digital correspondiente al esquema de transmisión utilizado.
- *De-entrelazado*, se realiza el proceso inverso al entrelazado descrito en el receptor.
- *Decodificación*, primero se añaden ceros para compensar el recorte o ponchado realizado en el transmisor, después se utiliza un decodificador de Viterbi con 34 registros para recuperar los datos binarios generados originalmente en el transmisor.

VI.4 Consideraciones para la simulación

En los puntos anteriores se han presentado algunos parámetros utilizados para realizar las simulaciones. A continuación se enlistan algunas consideraciones tomadas en cuenta para la realización de las simulaciones:

- La transmisión de las señales se realiza en un ambiente de interiores con propagación en multitrayectorias, el modelo de canal radio utilizado es el propuesto por Chong *et al.* [2003], el cual fue descrito en el Capítulo 3, y los parámetros utilizados han sido descritos en este capítulo.
- Las señales de ruido son variantes en el tiempo y son generadas con una distribución espacial uniforme de $[-90^\circ, 90^\circ]$.
- Los parámetros de las multitrayectorias generadas son variantes en el tiempo.
- Se desprecia el efecto Doppler que pudiera existir debido a cambios en el canal radio.
- Tanto el transmisor como el receptor se mantienen fijos espacialmente.
- Se considera un arreglo lineal uniforme de cuatro elementos de antena en el receptor, con lo cual se evita una excesiva carga computacional en el receptor, y el cual nos permite eliminar una gran cantidad de señales no deseadas.
- Para determinar los pesos del arreglo de antenas se utilizó únicamente el algoritmo adaptivo SMI.
- El espaciamiento entre los elementos del arreglo de antena es de $\lambda/2$.
- El tiempo de simulación es el correspondiente a transmitir 0.5 Mb para la mayoría de los casos, y de 1 Mb cuando se espera obtener un BER menor a 1×10^{-4} .
- Las tramas transmitidas están compuestas por un preámbulo y por una cadena de datos aleatorios; el preámbulo corresponde a una secuencia conocida por el receptor; no se incluyen encabezados al inicio de la transmisión de cada trama.

- Se considera fijo el número de símbolos OFDM transmitidos por cada paquete, la cantidad de bits correspondientes por paquete varía dependiendo de la tasa de transmisión.
- Los símbolos de información son independientes e idénticamente distribuidos, y no correlacionados con el vector del canal de ruido.
- El sistema opera continuamente y se omiten los bits de cola que deberían ser utilizados para limpiar los registros del decodificador.
- El nivel de potencia del transmisor se mantiene fijo.
- Se considera una sincronización ideal en tiempo y en frecuencia.
- Se considera una trayectoria dominante en la transmisión

VI.5 Resultados de las simulaciones

A continuación se muestran los resultados obtenidos a partir de las simulaciones, en primera instancia se muestran gráficas de las multitrayectorias y del ruido generado en el canal radio, después se presentan diagramas de los patrones de radiación del arreglo de antenas, y finalmente, se muestra el desempeño obtenido del sistema Tx-Rx implementado.

VI.5.1 Canal Radio

En la Figura 42 se muestra la generación de 160 multitrayectorias, agrupadas en 8 clusters, como se puede ver un clúster está compuesto por un conjunto de multitrayectorias que tienen un AOA y TOA similar.

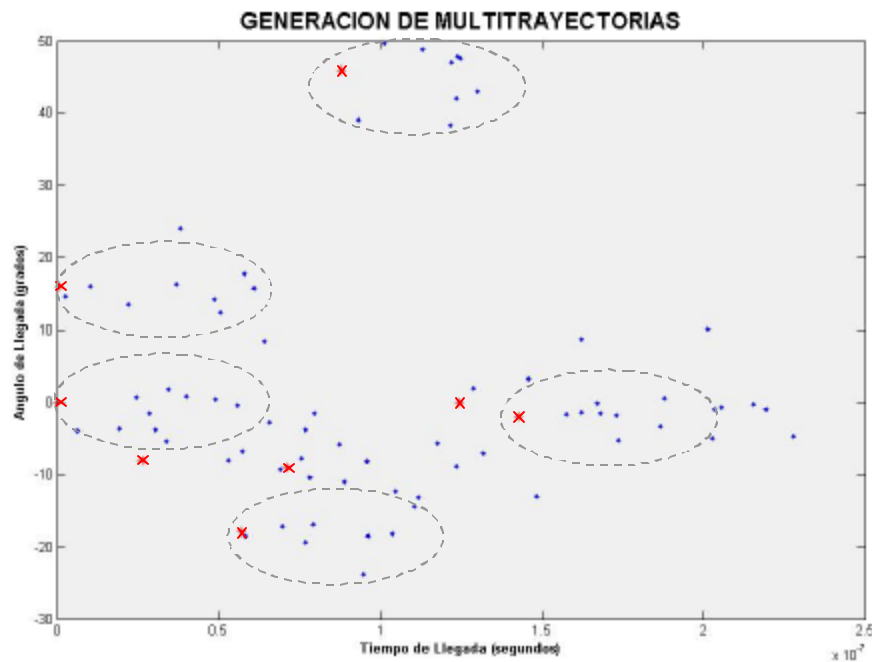


Figura 42. Generación de multitrayectorias agrupadas en clústers.

Para verificar que las multitrayectorias del canal radio estuvieran generando de acuerdo al modelo propuesto por Chong *et al.* [2003], se realizó una simulación donde se generaron 20,000 clústers, a partir de la cual se obtuvieron las gráficas de las figuras 43 y 44; en Figura 43 cada punto indica un clúster generado, y su ubicación en la gráfica está dada por su TOA y AOA; en la Figura 44 se muestra el histograma obtenido de los datos generados; en ambas figuras se observa que a mayor retardo de las multitrayectorias corresponde una dispersión angular menor del AOA.

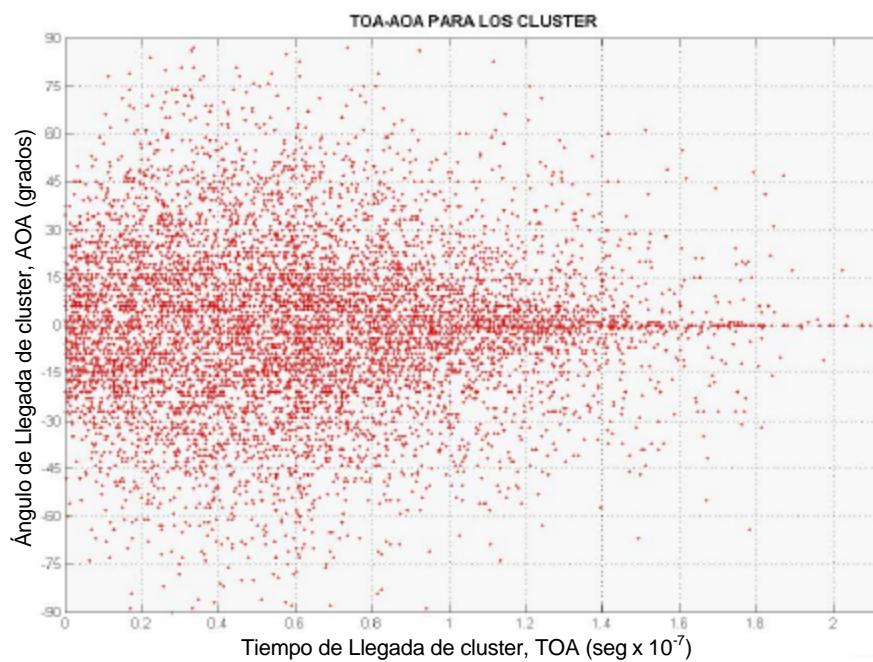


Figura 43. Generación de 20,000 multitrayectorias de manera aleatoria.

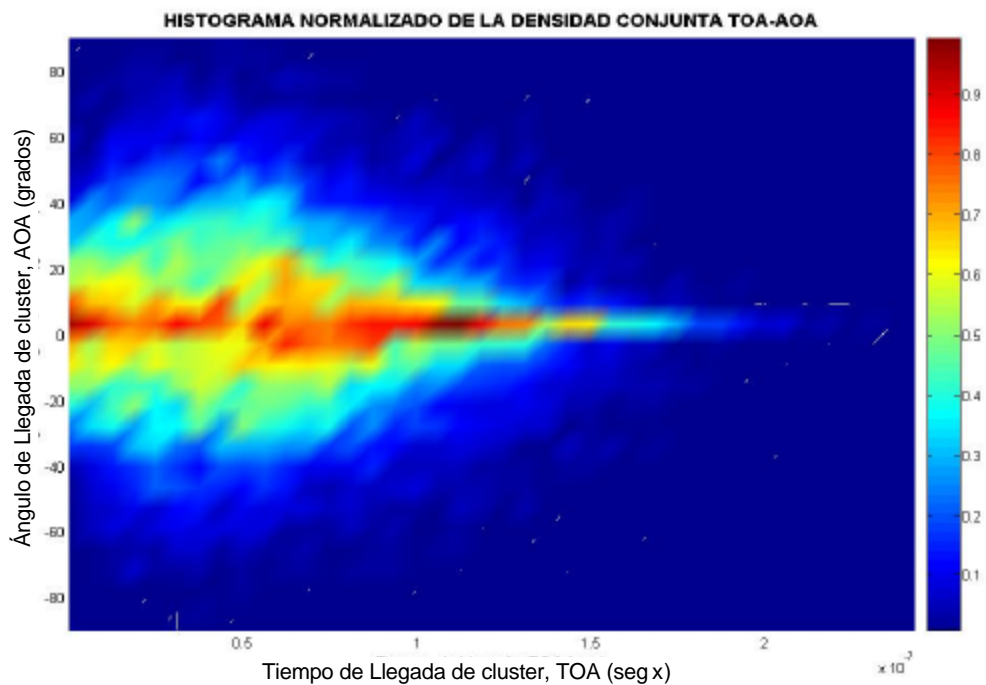


Figura 44. Histograma de la pdf conjunta TOA/AOA de las multitrayectorias generadas en el canal radio.

En las simulaciones realizadas, los retardos de las multitrayectorias son variantes en el tiempo, tal como se muestra en la Figura 45, donde se observan 20 multitrayectorias en distintos tiempos de observación.

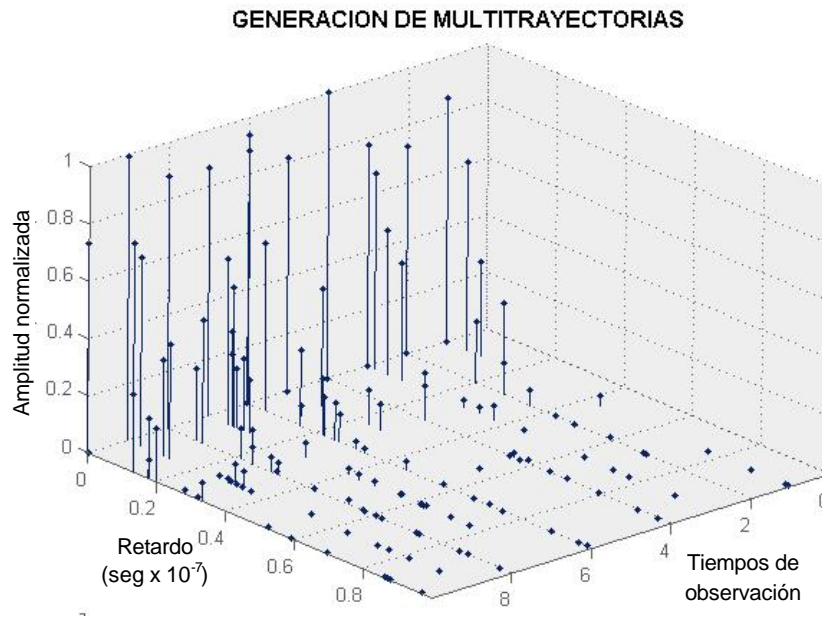


Figura 45. Amplitud y retardo de 20 multitrayectorias generadas en distintos tiempos.

La amplitud de las multitrayectorias está definida por una doble exponencial decreciente, en la Figura 46 se muestra la respuesta al impulso del modelo de canal radio implementado en la simulación, donde se puede observar como decrece rápidamente la amplitud de las multitrayectorias generadas al aumentar el TOA y también al aumentar la dispersión angular .

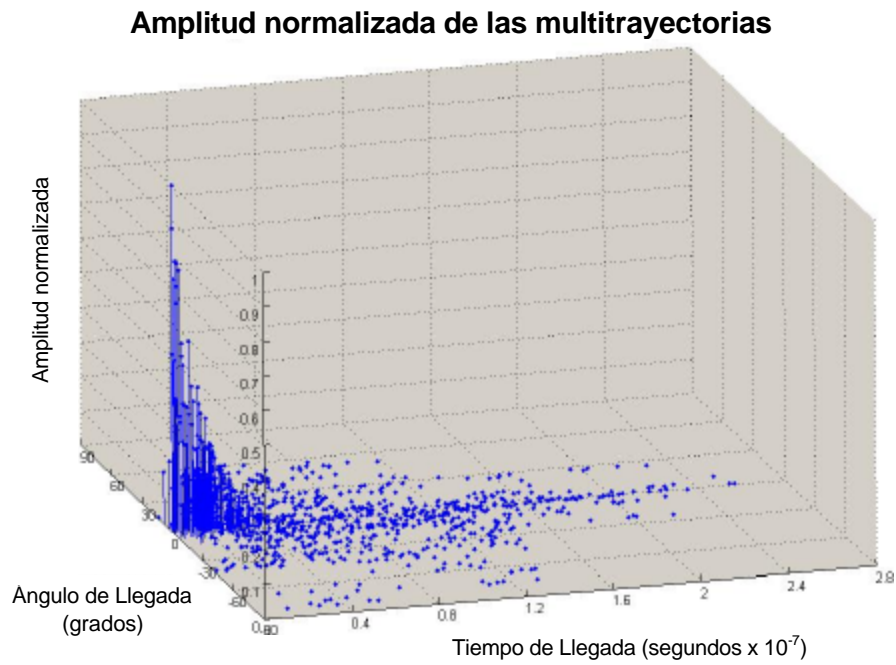


Figura 46. Amplitud de las multitrayectorias generadas en la simulación.

La Figura 47 muestra los perfiles de amplitud de las multitrayectorias generadas contra el ángulo (Figura 47(a)) y el tiempo (Figura 47(b)) de llegada.

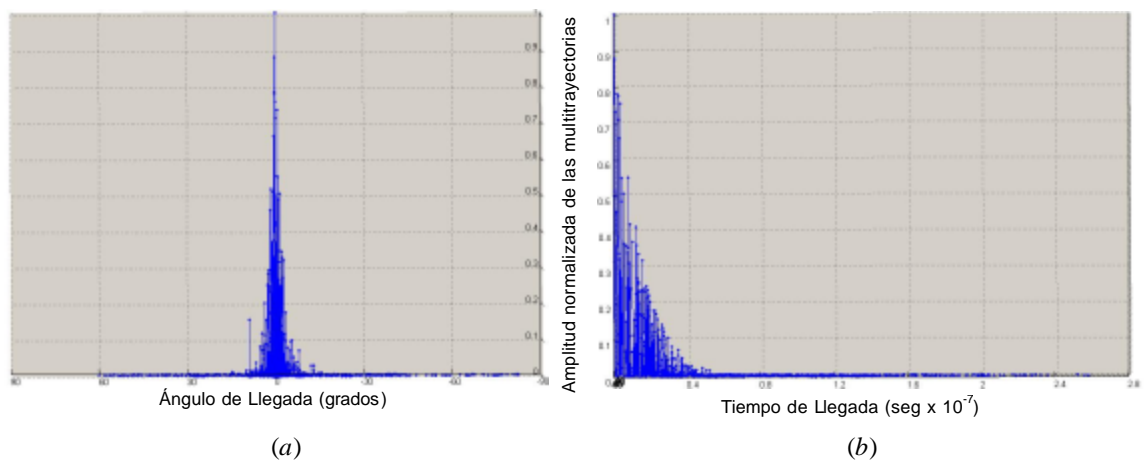


Figura 47. Amplitud de las multitrayectorias generadas en la simulación con respecto a: (a) el ángulo de llegada, (b) el tiempo de llegada.

El ruido AWGN se genera a partir de trayectorias individuales de ruido con una distribución uniforme (Figura 48(a)), en la Figura 48(b) se observa que la suma de las trayectorias de ruido tiene una distribución normal, esto se observa como resultado del *teorema del límite central*; para una señal compleja afectada por ruido con una distribución normal en su parte imaginaria y parte real, tendremos que la amplitud del ruido complejo generado tendrá una distribución similar a la Rayleigh (Figura 48(c)).

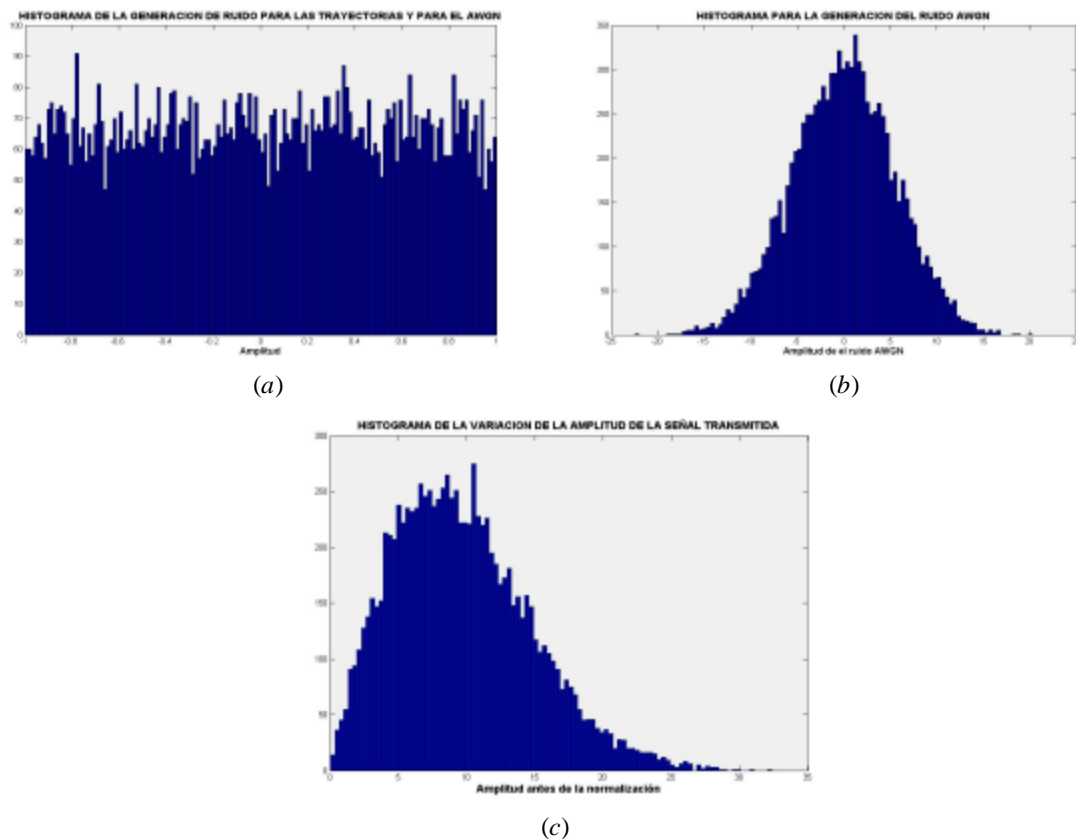


Figura 48. Histogramas de la *amplitud* del ruido generado en la simulación: (a) *trayectorias individuales*, (b) *suma de las trayectorias individuales*, (c) *de la suma de señales complejas de ruido*.

VI.5.2 Arreglo de antenas adaptivas

En el sistema implementado se utilizó el algoritmo adaptivo SMI para calcular el valor de los pesos, con los cuales se determina el patrón de radiación dirigido hacia la trayectoria de la señal con mayor potencia; el patrón de radiación obtenido ofrece una buena respuesta para una apertura angular de 120° ($\pm 60^\circ$), en la Figura 49 se observa como se cambia el patrón de radiación al variar el ángulo de llegada de la trayectoria de mayor potencia de señal, para -90° se observa que el lóbulo principal se divide en dos y está dirigido hacia -90° y $+90^\circ$.

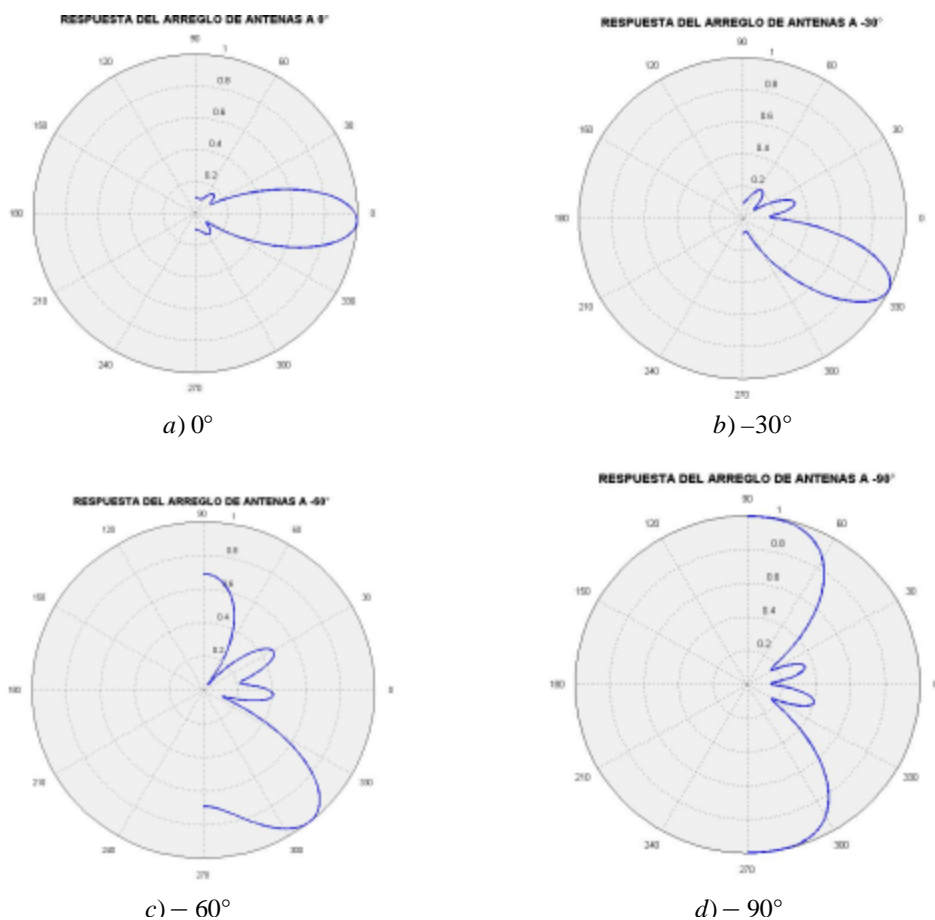
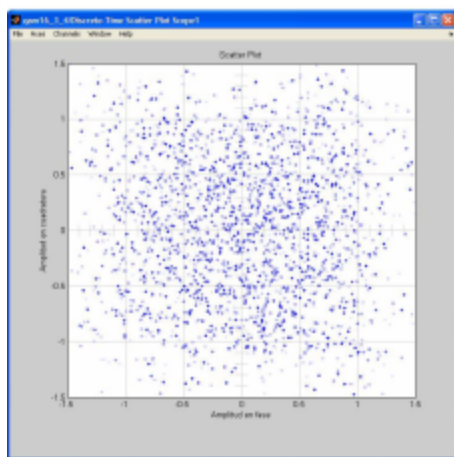


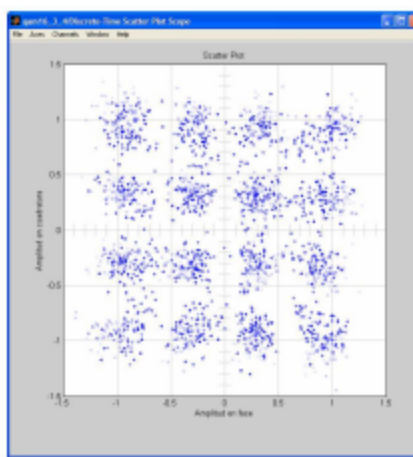
Figura 49. Respuesta del arreglo de antenas para distintos ángulos de llegada de la señal multitrayectoria con mayor potencia.

VI.5.3 Desempeño del sistema Tx-Rx

Las figuras 50 y 51 muestran que el sistema de Tx-Rx mejora significativamente su desempeño cuando se utiliza un arreglo de antenas en el receptor, las constelaciones de símbolos complejos obtenidos por la modulación digital se ven más definidos al utilizar el arreglo de antenas.

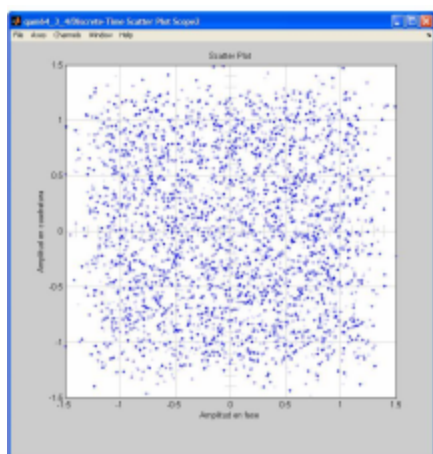


(a) Utilizando una antena el receptor

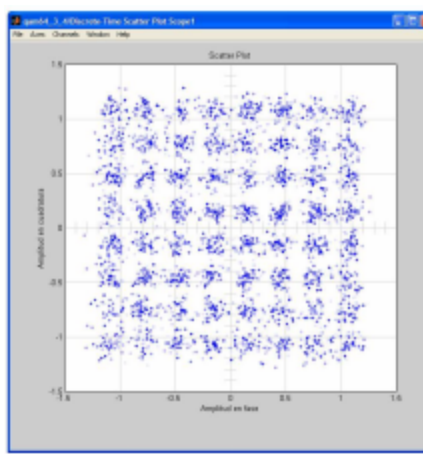


(b) Utilizando arreglo de antenas

Figura 50. Diagramas de constelaciones de la señal recibida antes de la demodulación digital para un esquema de 16-QAM 3/4 y con un SNR de 5 dB.



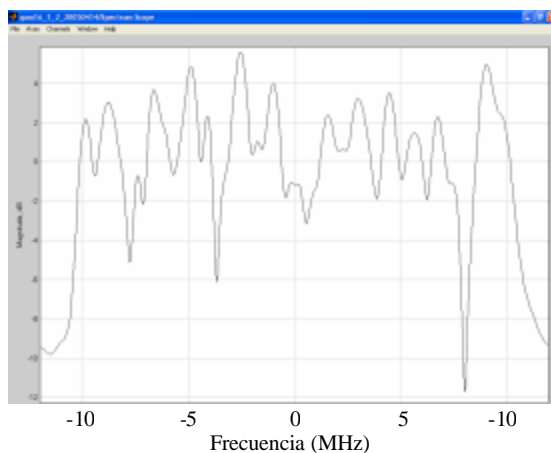
(a) Utilizando una antena el receptor



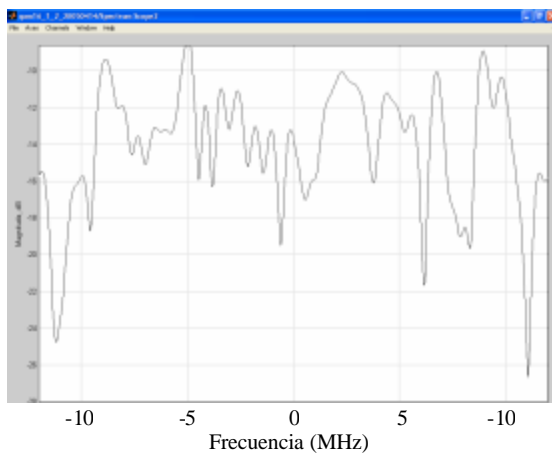
(b) Utilizando arreglo de antenas

Figura 51. Diagramas de constelaciones de la señal recibida antes de la demodulación digital para un esquema de 64 QAM 3/4 y con un SNR de 15 dB.

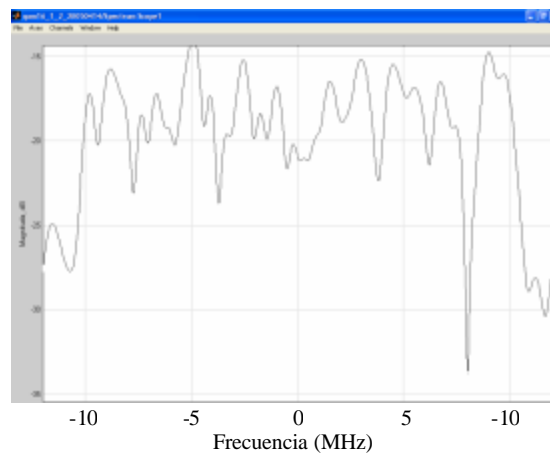
Un ejemplo del espectro de potencia de la señal a transmitir se muestra en la Figura 52(a), en la Figura 52(b) se muestra el espectro de potencia de la señal recibida en un elemento de antena, donde se aprecia la distorsión causada por el canal radio, y en la Figura 52(c) se muestra el espectro de potencia obtenido a la salida del arreglo de antenas, el cual es un espectro de potencia similar al de la señal transmitida.



(a) Señal Transmitida antes de pasar por el canal radio.



(b) Señal recibida con una sola antena.



(c) Señal recibida con el arreglo de antenas.

Figura 52. Espectro de potencia de la señal transmitida.

La Figura 53 muestra el desempeño del sistema utilizando una sola antena en el receptor, para los esquemas de modulación BPSK 1/2, BPSK 3/4, QPSK 1/2, QPSK 3/4 y 16-QAM 1/2 se generaron 4 clústers con 5 multitrayectorias por clúster, para un total de 20 multitrayectorias; para el esquema 16-QAM 3/4 no se pudo alcanzar un BER de cero errores, ya que el ambiente multitrayectorias no lo permitía, por lo tanto se cambiaron los parámetros del canal radio y se generó únicamente una trayectoria que correspondería a la línea de vista para poder alcanzar un BER de cero, de ahí que en los esquemas 16-QAM 3/4, 64 QAM 2/3 y 64 QAM 3/4 se generó una sola trayectoria de señal.

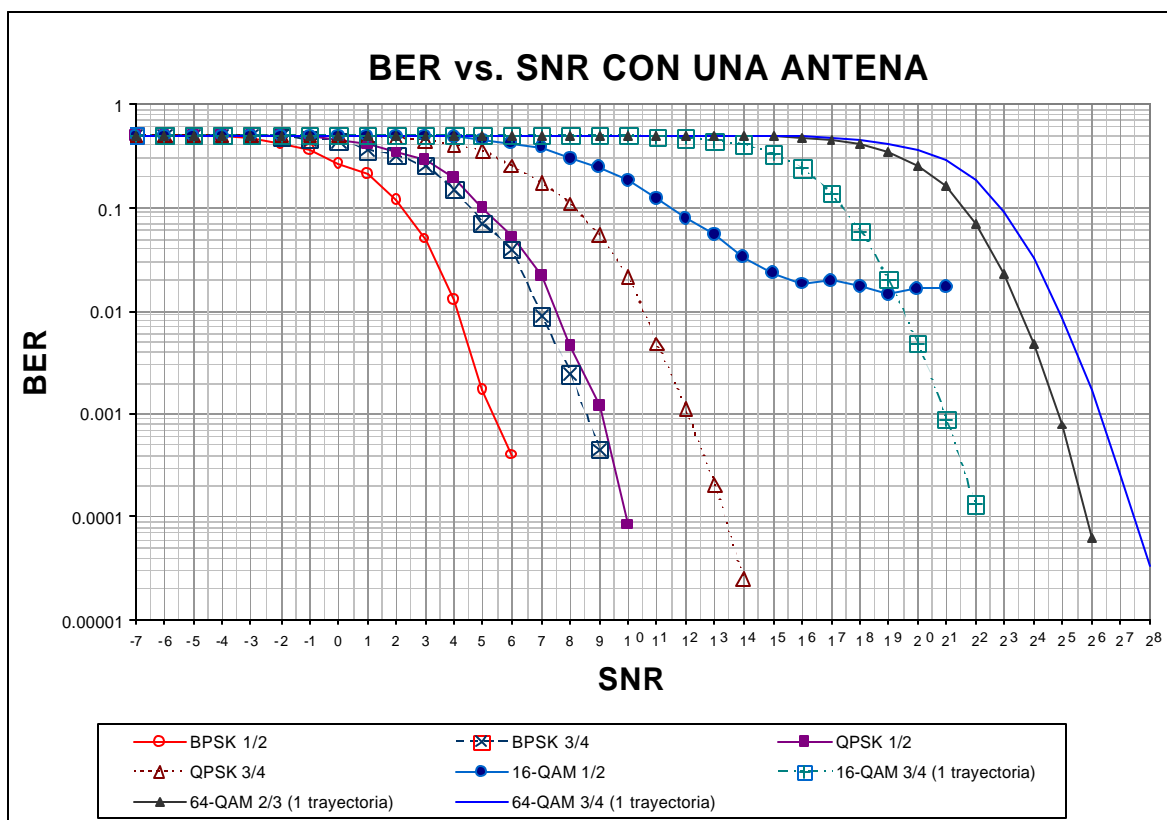


Figura 53. Desempeño del sistema (BER vs SNR) utilizando una antena en el receptor.

En la Figura 54 se puede observar que el desempeño del sistema al utilizar un arreglo de antenas mejora considerablemente; para los esquemas de modulación de BPSK y QPSK utilizando arreglo de antenas se aprecia que en estos esquemas se requiere una menor relación señal-ruido (SNR) para alcanzar una mejor tasa de bit erróneo (BER) que el esquema BPSK 1/2 con una antena.

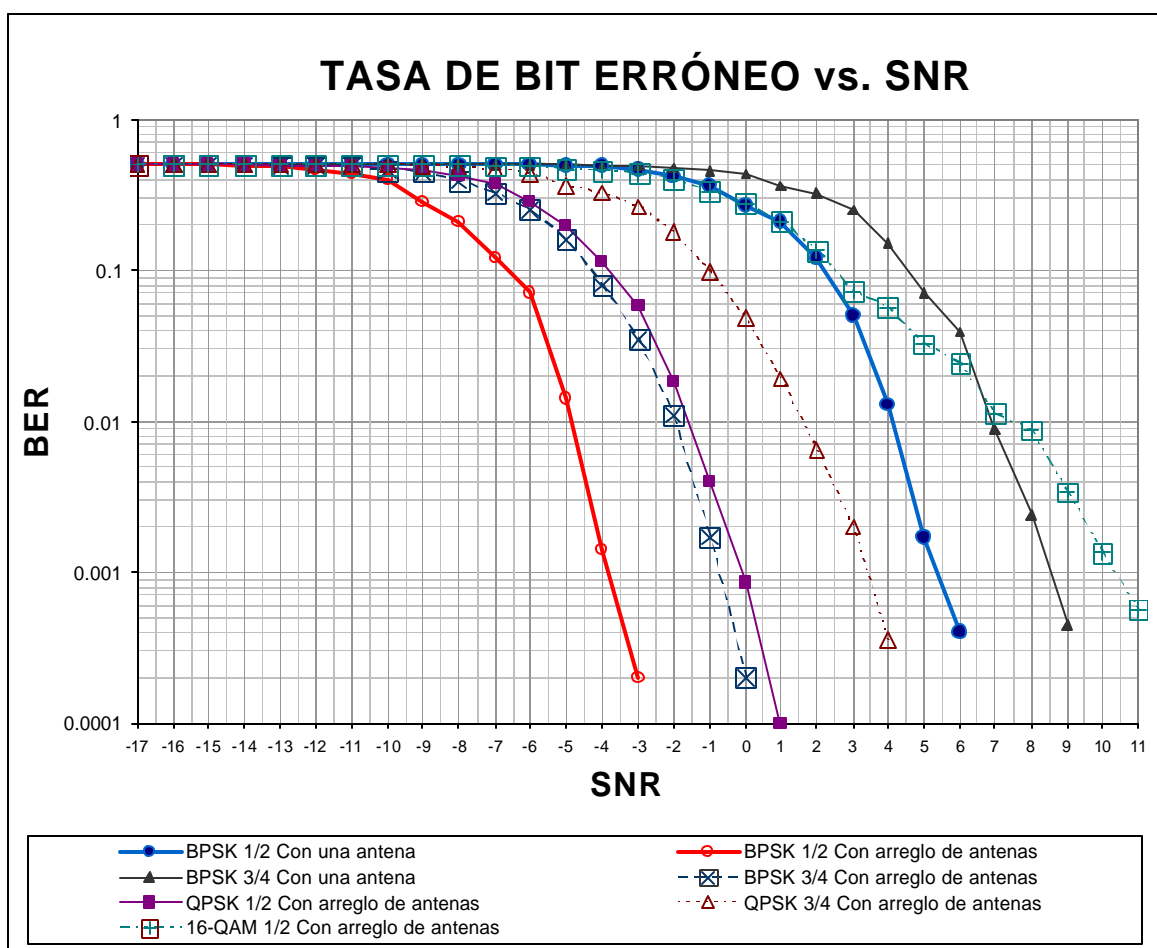


Figura 54. Desempeño del sistema (BER vs SNR) utilizando arreglo de antenas.

Para el esquema 16-QAM 1/2 con un canal radio de 20 multitrayectorias no se logra obtener un BER menor a 1×10^{-4} , en la Figura 55 se puede observar que el arreglo de antenas no es capaz de resolver el problema causado por las multitrayectorias, a pesar de mejorar la tasa de bit erróneo, y esto es debido a que el haz principal del patrón de radiación obtenido es demasiado ancho comparado con la dispersión de las multitrayectorias, y esto podría ser mejorado utilizando un arreglo de antenas con un mayor número de elementos.

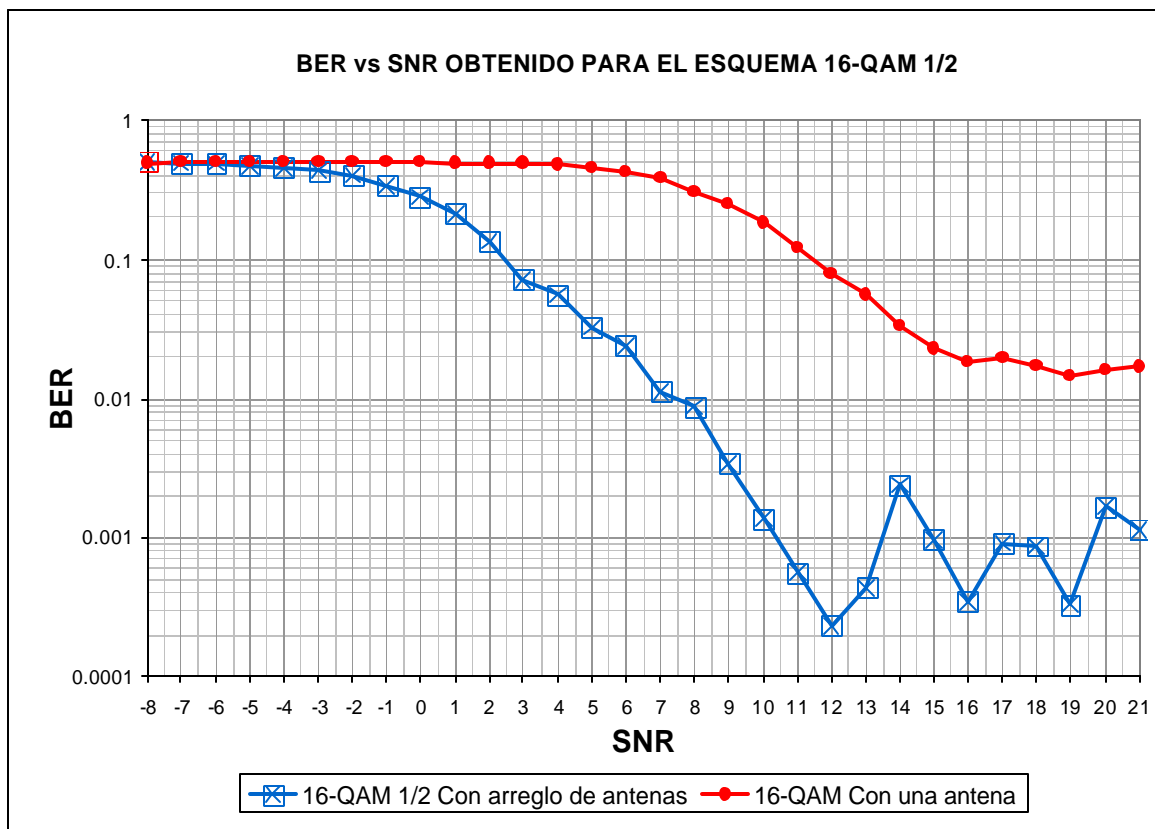


Figura 55. Desempeño del sistema (BER vs SNR) para el esquema de modulación 16-QAM 1/2 con 20 multitrayectorias generadas en el canal radio.

Para los esquemas 16-QAM 3/4, 64-QAM 2/3 y 64 QAM 3/4 se generó una sola trayectoria en el canal radio, correspondiente a la trayectoria de línea de vista y también se supone que el receptor está cercano al transmisor de tal forma que puedan ser despreciadas las multitrayectorias; en la Figura 56 se observa el desempeño del sistema para estos esquemas de transmisión de datos, al utilizar arreglo de antenas se requiere de una menor potencia de la señal transmitida para obtener una mejor tasa de bit erróneo que al utilizar una sola antena.

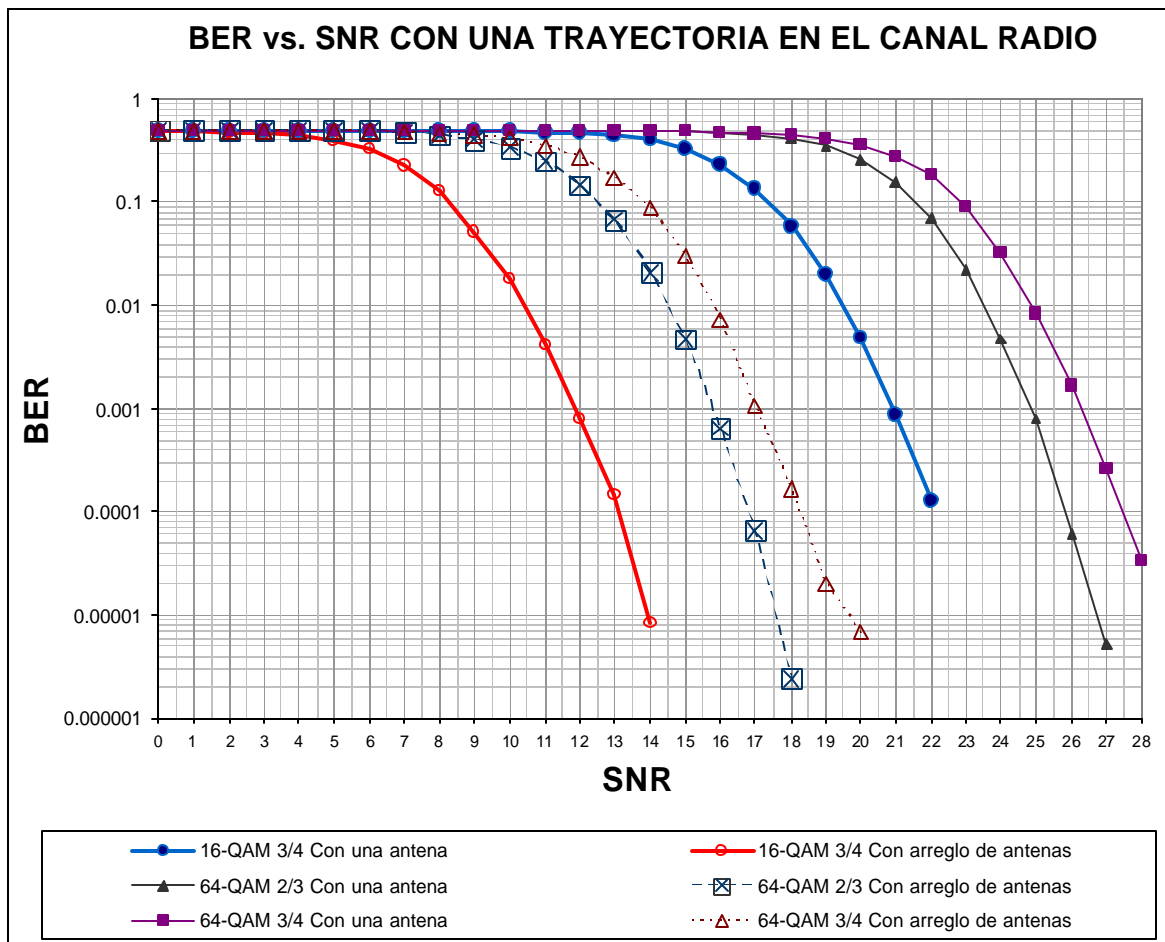


Figura 56. Desempeño del sistema (BER vs SNR) con una trayectoria de señal generada en el canal radio.

En la Figura 57 se tiene la respuesta del sistema para un esquema de transmisión de 16-QAM 3/4; se observa que es necesario que la señal llegue al transmisor a través de una sola trayectoria para lograr que el desempeño del sistema sea menor a 1×10^{-3} ; esto nos indica que es necesario tener línea de vista, de tal forma que la trayectoria principal sea mucho mayor que el resto de las multitrayectorias, para que estas últimas puedan ser despreciadas.

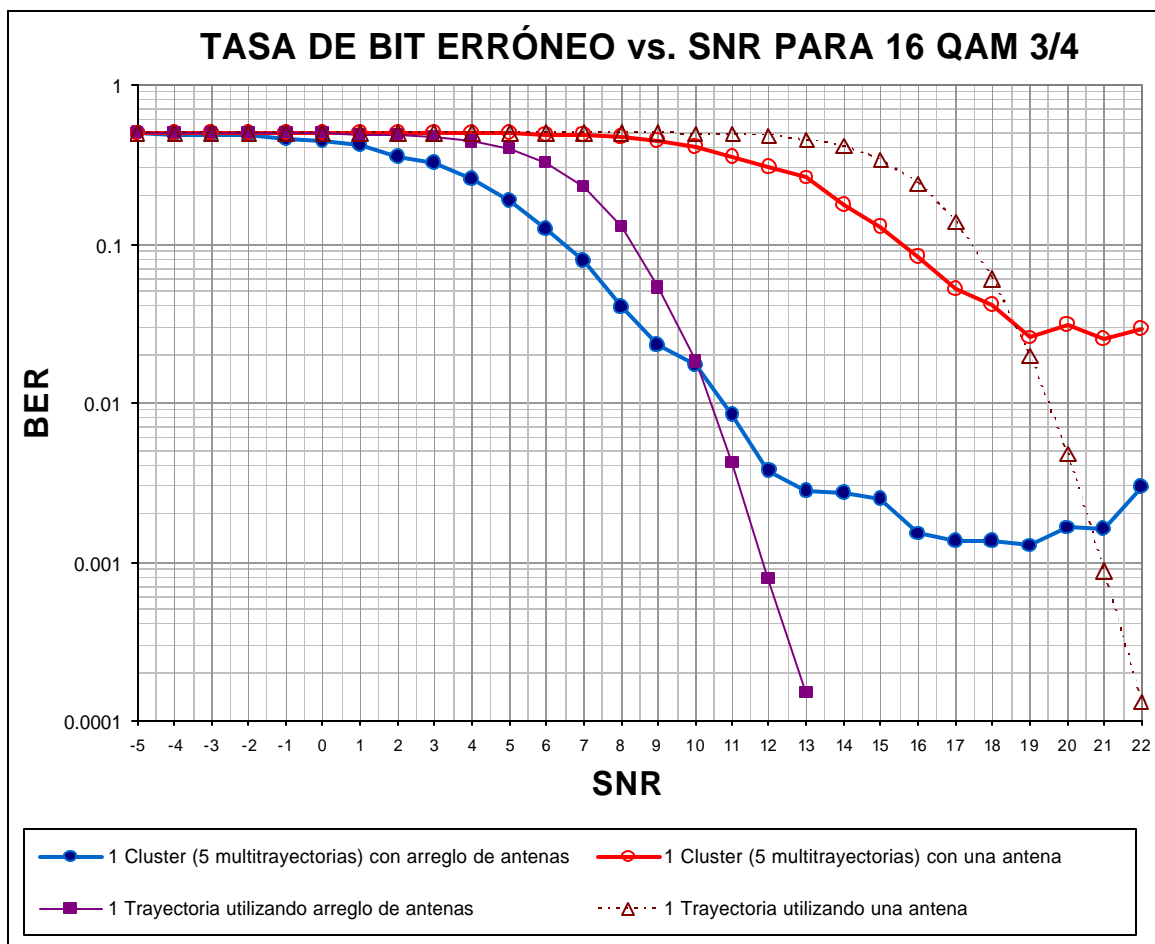


Figura 57. Comparación del desempeño del sistema para el esquema 16 QAM 3/4 considerando 5 multitrayectorias y una sola trayectoria de señal.

Los efectos producidos por las componentes multitrayectorias (MPCs) de cada clúster pueden ser vistos en la Figura 58, donde se muestran las gráficas de desempeño del sistema

cuando se considera una sola trayectoria (MPC) por clúster y cuando se consideran 5 MPCs por cada clúster para el esquema 16-QAM 1/2; los MPCs afectan el desempeño del sistema cuando se desea obtener una baja tasa de bit erróneo.

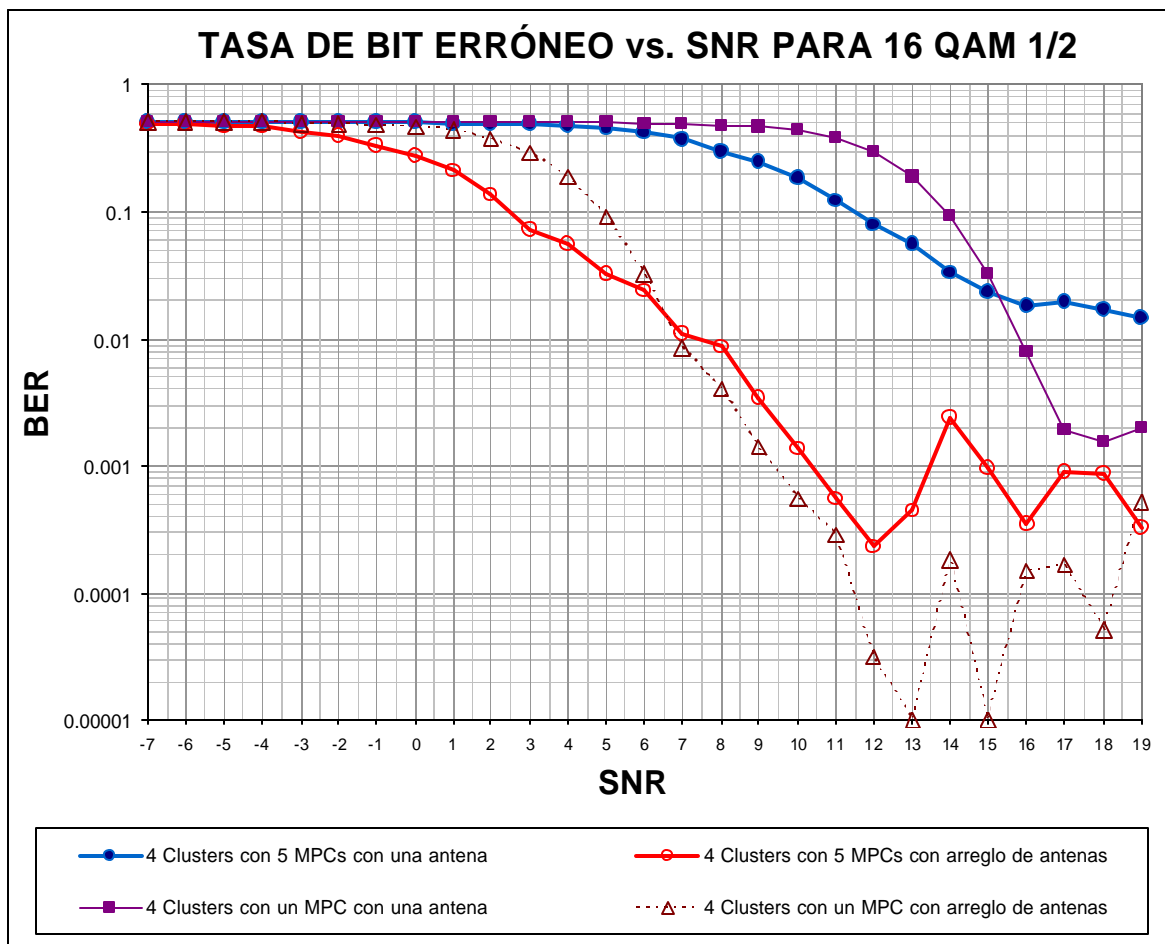


Figura 58. Desempeño del sistema cuando no se consideran componentes multitrayectorias (MPCs).

Finalmente, en la Figura 59 se muestran los resultados que se generan al variar el ángulo de llegada de la trayectoria de mayor potencia en un sistema que utiliza el esquema de transmisión QPSK 1/2, en el canal radio se tienen 20 multitrayectorias agrupadas en 4

clústers; se observa que el desempeño del sistema es mejor cuando se tiene un ángulo cercano a 0° , es decir cuando la trayectoria de la señal es normal al arreglo de antenas.

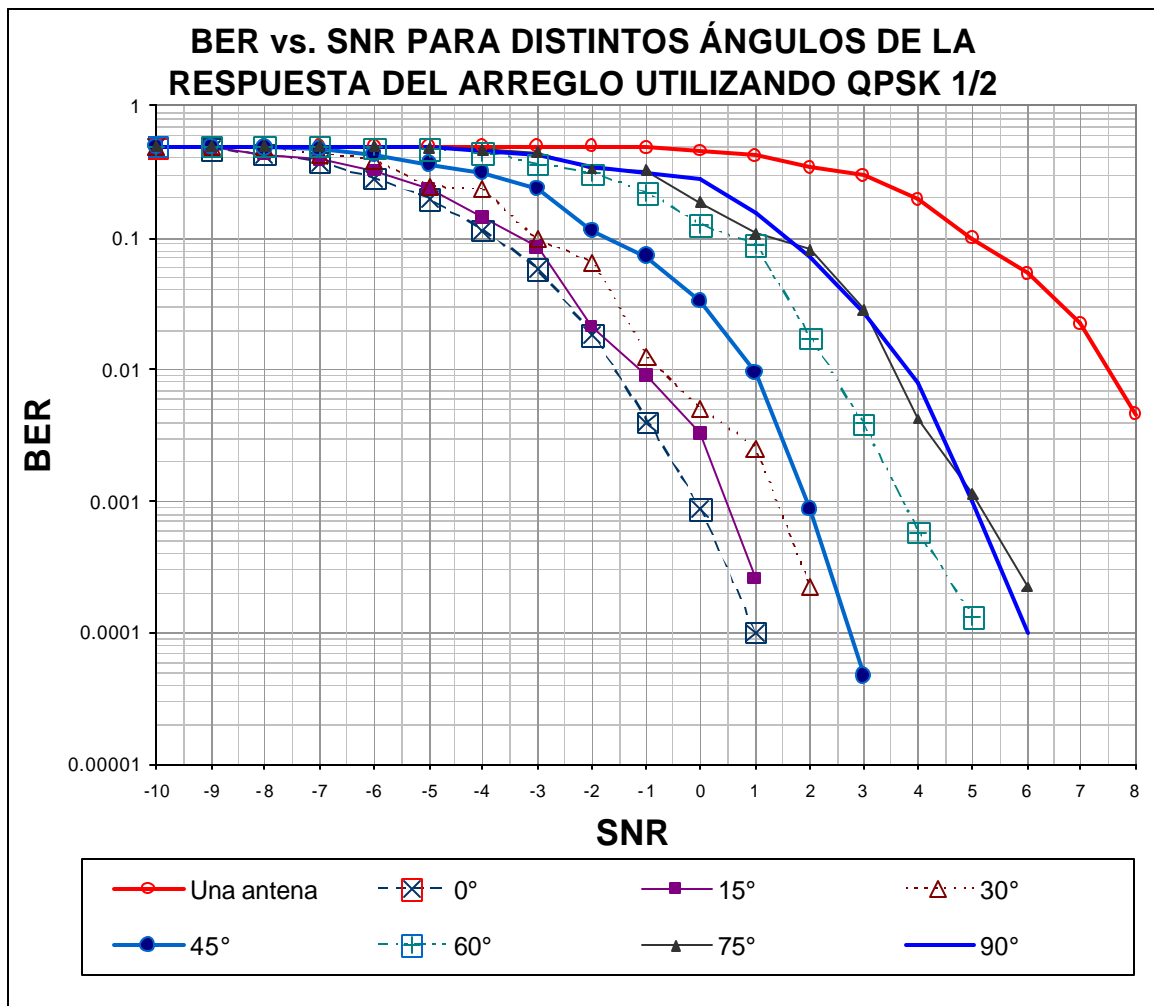


Figura 59. Desempeño del sistema (BER vs SNR) para distintos ángulos de llegada de la trayectoria principal, utilizando el esquema de transmisión QPSK 1/2

Con los resultados mostrados hemos visto que el desempeño del sistema se mejora al utilizar un arreglo de antenas, aunque el efecto de las multitrayectorias continúa afectando el sistema cuando se utilizan esquemas de modulación complejos como 16-QAM y 64-QAM.

Capítulo VII

Conclusiones

El canal radio es el cuello de botella en el desarrollo de los sistemas de comunicaciones móviles, el ambiente multitrayectoria en interiores resulta muy hostil para la transmisión de señales inalámbricas, ya que se producen desvanecimientos selectivos en frecuencia, interferencia intersimbólica y el ruido inherente al canal radio. Para combatir los efectos negativos del canal, se utilizó un sistema de comunicaciones que hace uso de la técnica OFDM en combinación con un arreglo de antenas. OFDM es una técnica de modulación (o bien multicanalización) que combate de manera eficaz los desvanecimientos selectivos en frecuencia y la interferencia intersimbólica. El arreglo de antenas nos permite eliminar una gran cantidad de ruido del canal y con ello se aumenta la relación señal a ruido, lo cual nos permite alcanzar una tasa de datos más alta.

En esta tesis se estudió, implementó y evaluó un sistema de Tx-Rx basado en OFDM que utiliza un arreglo de antenas adaptivo de cuatro elementos en el receptor, se utilizó el algoritmo adaptivo SMI para determinar la respuesta del arreglo. El canal radio que se

implementó está basado en un ambiente multitrayectoria, en el cual las trayectorias de la señal con características similares (TOA y AOA) llegan al receptor agrupadas en clústers.

VII.1 En cuanto al Transmisor y Receptor

Se implementó un sistema de Tx-Rx OFDM basado en la capa física del estándar 802.11a, el ancho de banda de la señal transmitida es de 20 MHz, la señal se transmite a través de 64 subportadoras, de las cuales se utilizan 48 para transmitir la información. Se utilizaron 6 esquemas de transmisión, los cuales son una combinación de distintos esquemas de codificación y modulación. Para la codificación se utilizaron códigos convolucionales con un índice de código 1/2, 2/3, y 3/4; y se utilizaron cuatro esquemas de modulación digital (BPSK, QPSK, 16-QAM y 64-QAM); de lo anterior se puede destacar lo siguiente:

- BPSK con codificación 1/2, resultó ser un esquema de transmisión muy robusto, capaz de corregir errores en el canal y que requiere 3 dBs menos de potencia en la transmisión que el esquema de BPSK 3/4 para alcanzar una tasa de bit erróneo de 1×10^{-3} ; y si comparamos BPSK 1/2 con QPSK 3/4, la diferencia es de 7 dBs menos para alcanzar un BER de 1×10^{-3} .
- Los esquemas de transmisión que utilizan modulación BPSK y QPSK fueron utilizados de manera eficiente en un canal radio con 20 multitrayectorias agrupadas en 4 clústers. Estos esquemas de transmisión utilizando arreglo de antenas requieren menos potencia en la transmisión (de 12 dBs a 3 dBs) que BPSK 1/2 con una sola

antena en el receptor, con lo cual se confirmó que el desempeño del sistema mejora al utilizar el arreglo de antenas.

- Los esquemas de transmisión 16-QAM y 64-QAM, no alcanzan un desempeño óptimo en un ambiente multitrayectoria, ya que son más susceptibles a cambios en el canal radio, para lograr un desempeño donde se tuviera un BER menor a 1×10^{-3} fue necesario tener línea de vista y una alta relación señal a ruido.
- OFDM evita los desvanecimientos selectivos en frecuencia y resulta sencillo realizar una ecualización del espectro de potencia de la señal recibida, ya que al llegar al receptor se aplica la transformada rápida de Fourier y los puntos obtenidos a la salida pueden ser “normalizados” para ecualizar su espectro de potencia.

VII.2 En cuanto al canal radio

El modelo de canal radio implementado fue el propuesto por Chong *et al* [2003], el cual está basado en multitrayectorias, y toma en cuenta la formación de clústers, sus características más importantes son:

- el tiempo de llegada y el ángulo de llegada son dependientes uno de otro;
- el modelo de canal radio define parámetros intraclúster e interclúster; -
- el tiempo de llegada de las multitrayectorias está dado por un proceso de Poisson; -
- el ángulo de llegada de las multitrayectorias de cada clúster está definido por una suma de funciones de densidad de probabilidad gaussianas las cuales son

- dependientes de los retardos de dichas multitrayectorias; y los ángulos de llegada de las componentes multitrayectoria de cada clúster se definen por una fdp Laplaciana;
- la amplitud de las multitrayectorias decrece exponencialmente al aumentar la dispersión angular y el retardo.

En las simulaciones realizadas se consideró que el arribo de trayectorias de ruido al receptor era con una distribución espacial uniforme.

Con respecto al canal radio se pueden destacar los siguientes aspectos:

- Para lograr una evaluación correcta del sistema se verificó que el canal radio se comportara de acuerdo al modelo propuesto.
- Cuando se consideró la generación de 20 multitrayectorias en el canal radio se produjo interferencia intersimbólica que no permitió alcanzar una tasa de cero errores para los esquemas de transmisión 16-QAM y 64-QAM.
- Las multitrayectorias producen interferencia intersimbólica que afectan notablemente a los esquemas de transmisión 16-QAM y 64-QAM.
- El considerar componentes multitrayectorias en cada clúster tiene un efecto importante en el desempeño del sistema, ya que las componentes multitrayectorias degradan el desempeño del sistema, en el ejemplo mostrado en la Figura 58 que las componentes multitrayectorias degradan el desempeño del sistema, en el ejemplo mostrado en la Figura 58 se observa que el BER más bajo que se alcanza cuando se consideran 5 MPCs por clúster es de 1.1×10^{-4} , mientras que cuando se considera únicamente un MPC por clúster, se alcanza un BER de 1×10^{-5} .

- Se observó que la amplitud del ruido complejo en el receptor tenía una distribución similar a la Rayleigh.
- El canal radio se consideró variante en el tiempo y por ello se requería un tiempo de simulación considerable para determinar el desempeño del sistema.

VII.3 En cuanto al arreglo de antenas adaptivo

Se implementó un arreglo lineal uniforme adaptivo de cuatro elementos de antena con una separación de $\lambda/2$ entre elementos. Para realizar la conformación de haz se utilizó el algoritmo adaptivo SMI. En cuanto al arreglo de antenas adaptivas se encontró lo siguiente:

- El patrón de radiación no permitió eliminar multitrayectorias de la señal transmitida, ya que con cuatro elementos de antena se produce un haz principal muy ancho, por lo cual, el arreglo de antenas de cuatro elementos no ayuda a evitar la interferencia intersimbólica producida en el canal. Sin embargo, el arreglo de antenas utilizado ayuda a eliminar una gran cantidad de señales no deseadas que llegan al receptor, esto gracias a que se tiene un patrón de radiación directivo.
- El algoritmo SMI que se utilizó es eficiente, ya que se requiere realizar pocas operaciones para obtener los pesos del arreglo; la carga computacional no es mucha, ya que las operaciones realizadas están relacionadas con el número de elementos de antena utilizados en el arreglo [Van Veen y Buckley, 1998].
- El sistema tiene un mejor desempeño cuando la señal llega con una dirección de 0° , es decir cuando la señal llega con una dirección perpendicular al arreglo de antenas.

El desempeño del sistema se ve disminuido en 4 dB, cuando la señal llega con un ángulo absoluto de 60° al arreglo de antenas, y de 75° a 90° el desempeño del sistema se mantiene sin cambios.

VII.4 Trabajo realizado en relación al punto de partida

El punto de partida fue lo realizado por Luna Ramos [2004], a partir del cual se realizó lo siguiente:

- Se aplicó un modelo de canal radio más reciente, el desarrollado por Chong *et al.* [2003], el cual está desarrollado específicamente para WLANs que trabajan en la banda de los 5 GHz.
- Una de las características importantes del modelo de canal radio que se aplicó en este trabajo es la dependencia existente entre el ángulo de llegada y el tiempo de llegada de las multitrayectorias.
- Se desarrollaron ocho esquemas de transmisión distintos, combinando cuatro modulaciones y tres codificaciones.
- Se mejoró el desempeño del algoritmo adaptivo en la simulación, esto se logró simplificando las operaciones realizadas en el simulador.
- Se obtuvieron resultados para el desempeño del arreglo de antenas al variar el ángulo de llegada de la trayectoria principal de la señal transmitida.
- Se observó el comportamiento del sistema al anular las componentes multitrayectoria (MPCs).

- Se desarrolló un bloque dentro del simulador para generar ruido aditivo blanco gaussiano a partir de distintas trayectorias de ruido individuales.

VII.5 Resultados obtenidos

El uso de arreglos de antenas adaptivos ayuda de manera significativa a mejorar el desempeño del sistema, lo cual nos permite lograr altas tasas de transmisión de datos en un canal ruidoso. En los resultados obtenidos, se observa que cuando se utiliza un arreglo de antenas en el receptor se requieren aproximadamente 9 dBs menos de potencia en la señal transmitida para alcanzar el mismo desempeño que cuando se utiliza un solo elemento de antena, y esto se cumple para todos los esquemas de modulación.

Para el desarrollo del presente trabajo se recopiló y se estudió información relacionada con el tema, y a partir del planteamiento del problema se hizo un modelo del sistema que posteriormente fue implementado en Simulink de Matlab 7.0, el sistema implementado fue evaluado a partir de la tasa de bit erróneo variando los parámetros del canal radio. Con lo realizado en este trabajo se cumplió con el objetivo planteado.

VII.6 Trabajos futuros

Entre las recomendaciones para realizar trabajos futuros en base al realizado en esta tesis se enlistan las siguientes:

- Investigar e implementar varios algoritmos adaptivos más recientes para calcular los pesos del arreglo, y hacer una comparación entre ellos.
- Realizar el procesamiento de señales del arreglo de antenas en el dominio de la frecuencia.
- Probar el sistema con varios usuarios interferentes.
- Analizar el desempeño del sistema variando el número de elementos del arreglo de antenas.
- Realizar un análisis más completo donde se incluyan características de consumo de potencia, complejidad de implementación y tiempo real de procesamiento requerido para encontrar los pesos óptimos.
- Probar el sistema agregando movilidad en el transmisor.

Referencias

- Balanis, C. A. 1982. "Antenna Theory, Analysis and Design". John Wiley & Sons, Inc. Primera Edición. New York, USA. 789 pp.
- Blogh, J. S. y Hanzo L. 2002. "Third-Generation Systems and Intelligent Wireless Networking". Wiley & Sons, Ltd. Primera Edición. Inglaterra. 413 pp.
- Cheung, B.-L. P. 2002. "Simulation of Adaptive Array Algorithms for OFDM and Adaptive Vector OFDM Systems". Tesis. Virginia Polytechnic Institute. 104 pp.
- Chong, C. C., Tan, C. M., Laurenson, D. I., McLaughlin, S., Beach, M. A. y Nix, A. R. 2003. "A New Statistical Wideband Spatio-Temporal Channel Model for 5-GHz Band WLAN Systems," IEEE J. Select. Areas Commun., 21(2):139-149 p.
- Durgin, G. D. 2000. "Theory of Stochastic Local Area Channel Modeling for Wireless Communications". Tesis Doctoral. Virginia Polytechnic Institute. 195 pp.
- Ertel, R. B., Cardieri, P., Sowerby, K. W., Rappaport, T. S. y Reed, J. H. 1998. "Overview of spatial channel models for antenna array communication systems," IEEE Pers. Commun., 5:10-22 p.
- Godara, L. C. 1997. "Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II: Beam-Forming and Direction of Arrival Considerations". Proceedings of The IEEE, 85(8):1195-1245 p.
- Godara, L. C. 2002. "Handbook of Antennas in Wireless Communications". CRC Press. Boca Raton, Florida, USA. 936 pp.
- Godara, L. C. 2004. "Smart Antennas". CRC Press. Primera Edición. Boca Raton, Florida, USA. 448 pp.
- Hara, S y Prasad, R 2003. "Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications." Artech House Publishers. Primera Edición. Boston, Massachusetts, USA. 239 pp.
- Hashemi, H. 1993. "The Indoor Radio Propagation Channel", Proceedings of the IEEE, 81(7):943-960 p.
- Hassan-Ali, M. y Pahlavan, K. 2002. "A New Statistical Model for Site-Specific Indoor Radio Propagation Prediction Based on Geometric Probability" IEEE Trans. Wirel. Commun., 1:(1):112-124 p.

- IEEE Std 802.11a-1999(R2003). 2003. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications, High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band. LAN/MAN Standards Committee of the IEEE Computer Society. IEEE-SA Standards Board. <http://standards.ieee.org/getieee802/download/802.11a-1999.pdf>. 83 pp.
- Kim, C. K., Choi, S. y Cho, Y. S. 1999 “Adaptive Beamforming for an OFDM System”. Proc. IEEE Vehicular Technology Conference. Houston, Texas, USA. 16-19 de Mayo. 1:484-488 p.
- Krim, H y Viberg, M. 1996. “Two Decades of Array Signal Processing Research”. IEEE Signal Processing Magazine., 13(4):67-94 p.
- Li, K.-H., Ingram, M. A., y Nguyen, A. V. 2002. “Impact of clustering in statistical indoor propagation model on link capacity,” IEEE Trans. Commun., 50:521-523 p.
- Li, Y. y Sollenberg, N. R. 1999 “Adaptive Antennas for OFDM Systems with Cochannel Interference”. IEEE Trans. Commun. 47(2):217-229 p.
- Liberti, J. C. y Rappaport, T. S. 1999. “Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications”. Prentice Hall PTR. Primera Edición. New Jersey, USA. 376 pp.
- Litva, J. y Lo, T. K.-Y. 1996. “Digital Beamforming in Wireless Communications”. Artech House, Inc. Primera Edición. Norwood, Massachusetts. 301 pp.
- Luna Ramos, J. A. 2004. Tesis “Procesamiento Espacio-Temporal para un sistema OFDM utilizando un arreglo de antenas”. CICESE, Ensenada, B.C., México. 102 pp.
- Petrus, P., Ertel, R.B. y Reed, J. H. 1998. “Capacity Enhancement using Adaptive Arrays in an AMPS system” IEEE Transactions Vehicular Technology, 47(3):717-727 p.
- Rappaport, T. S. 2002. “Wireless Communications, Principles and Practice”. Prentice Hall, Inc. Segunda Edición. New Jersey, USA. 707 pp.
- Rong, Z 1996. “Simulation of Adaptive Array Algorithms for CDMA Systems”. Tesis. Virginia Polytechnic Institute. 127 pp.
- Saleh, A. A. M. y Valenzuela, R. A. 1987. “A statistical model for indoor multipath propagation,” IEEE J. Select. Areas Commun., 5:128-137 p.
- Sarkar, T. K., Wicks, M. C., Salazar-Palma, M. y Bonneau, R. J. 2003. “Smart Antennas”. John Wiley & Sons, Inc. Primera Edición. Hoboken, New Jersey, USA. 452 pp.
- Saunders, S. R. 2001. “Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems”. John Wiley and Son Ltd. Primera edición, Tercera reimpresión. New York, USA. 409 pp.

- Spencer, Q. H., Jeffs, B. D., Jensen, M. A. y Swindlehurst, A. L. 2000. "Modeling the statistical time and angle of arrival characteristics of an indoor multipath channel," IEEE J. Select. Areas Commun., 18:347-359 p.
- Sun, Y. y Matsuoka, H. 2002. "A Novel Adaptive Antenna Architecture-Subcarrier Clustering for High-Speed OFDM Systems in Presence of Rich Co-Channel Interference". IEEE Vehicular Technology Conference, 2002. 3:1564-1568 p.
- Van Nee, Richard y Prasad, Ramjee. 2000. "OFDM for Wireless Multimedia Communications". Artech House Publishers. Primera edición. Boston, Massachusetts, USA. 260 pp.
- Van Veen, B. D. y Buckley, K. M. 1998. "Beamforming: A Versatile Approach to Spatial Filtering". IEEE ASSP Magazine. 5:4-24 p.
- Van Zelst, A. 1999. "Extending the Capacity of Next Generation Wireless LANs Using Space Division Multiplexing combined with OFDM". Tesis. Technische Universiteit Eindhoven. 86 pp.
- Vook, F. W. y Baum, K. L. 1998. "Adaptive Antennas for OFDM". Vehicular Technology Conference, 1998, VTC 98, 48th IEEE. 1:606-610 p.
- Yacoub, Michel Daoud. 2000. "Foundations of Mobile Radio Engineering". CRC Press, Inc. Primera edición. Florida, USA. 481 pp.

Acrónimos

ALU – Arreglo Lineal Uniforme

3G – Tercera Generación de Sistemas de Comunicación Móviles

3GPP – Third Generation Partnership Project

4G – Cuarta Generación en Sistemas de Comunicación Móviles

AMPS – Sistema de Telefonía Móvil Avanzado

AOA – Ángulo de Llegada

ARIB – Asociación de la Industria de Radio y Difusión

AWGN – Ruido Gaussiano Blanco Aditivo

CDMA – Acceso Múltiple por División de Código

CSMA/CA – Acceso Múltiple por Sensado de Portadora con Evasión de Colisiones

DAMPS – Sistema de Telefonía Móvil Avanzado Digital

DFT – Transformada Discreta de Fourier

ETACS – Sistema Celular de Acceso Total Europeo

ETSI – Instituto de Estándares Europeos de las Telecomunicaciones

FDMA – Acceso Múltiple por División de Frecuencia

fdp – función de densidad de probabilidad

FFT – Transformada Rápida de Fourier

GSM – Sistema Global para Comunicaciones Móviles

HIPERLAN/2 – Redes de Área Local de Alto Desempeño tipo 2

ICI – Interferencia Interportadora

IDFT – Transformada Inversa Discreta de Fourier

IEEE – Instituto de Ingenieros en Electricidad y Electrónica

IFFT – Transformada Inversa Rápida de Fourier

IMT-2000 – Telecomunicaciones Móviles Internacionales 2000

ISI – Interferencia Intersimbólica

ksps – kilosímbolos por segundo

LAN – Red de Área Local

LCMV – Varianza Mínima Forzada Linealmente

LMS – Cuadrados Medios Mínimos

LOS – Línea de vista

MAC – Control de Acceso al Medio

MMAC – Comunicación de Acceso Móvil Multimedia

MMSE – Error Cuadrático Medio Mínimo

MPCs – Componentes Multitrayectoria de un Clúster

MSIR – Máxima Relación Señal-Interferente más Ruido

NLOS – Línea de Vista Nula

NMT – Sistema de Telefonía Móvil Nórdico

NTT – Compañía de Telefonía y Telegrafía Nipona

OFDM – Multicanalización por División de Frecuencias Ortogonales

PARP – Índice de Potencia Pico Promedio

PSK – Modulación por Cambio de Fase

QAM – Modulación de Amplitud en Cuadratura

RF – Radiofrecuencia

RLS – Cuadrados Mínimos Recursivos

S/P – Serie/Paralelo

SMI – Inversión de la Matriz de Muestras

SMS – Servicio de Mensajes Cortos

TACS – Sistema de Comunicación de Acceso Total

TDMA/DSA – Acceso Múltiple por División de Tiempo con Asignación de Ranuras Dinámicas

TOA – Tiempo de Llegada

Tx-Rx – Transmisión-Recepción (Transmisor-Receptor)

UMTS – Sistema de Telecomunicaciones Móviles Universal

WCDMA – Acceso Múltiple por División de Códigos de Banda Ancha

WLAN – Red Inalámbrica de Área Local