

Estudio de implementaciones MIMO en sistemas OFDM inalámbricos

**Proyecto de fin de carrera 2006-2007.
Facultad de Ingeniería.
Universidad de la República.**



Estudiantes de grado:

**Santiago Belcredi
Viken Boyadjian
Eduardo Hernández**

Tutor:

Ing. José Acuña

Introducción.	1
El futuro de las telecomunicaciones.	1
Evolución de la banda ancha inalámbrica.	3
Surgimiento de tecnologías basadas en standards.	6
Banda ancha inalámbrica móvil: mercado y aplicaciones.	7
WiMAX y otras tecnologías de banda ancha inalámbricas.	9
Sistemas celulares 3G.	9
Sistemas Wi-Fi.	11
WiMAX versus 3G y Wi-Fi.	12
Motivación del proyecto.	15
Estructura de la documentación.	16
Descripción del proyecto.	17
Objetivo.	17
Descripción.	18
Indicadores de mérito.	19
Descripción del sistema en uplink.	20
Fundamento matemático.	21
La Transformada de Fourier.	21
Propiedades.	24
La transformada del pulso.	26
La Transformada Discreta de Fourier (DFT).	27
Transformada Rápida de Fourier (FFT).	29
Explicación del algoritmo FFT utilizado.	29

Fundamentos físicos.	33
Efectos de la propagación por el aire.	33
Reflexión.	34
Difracción.	34
Dispersión.	34
Propagación en canales inalámbricos de banda ancha.	35
OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplexing.	49
Introducción.	49
Principios de OFDM.	50
Modelo matemático de la señal OFDM.	53
Ortogonalidad.	54
Ortogonalidad en el dominio de la frecuencia.	55
Conversión serie a paralelo.	56
Modulación de subportadoras.	57
Uso de los algoritmos de FFT e IFFT en la conversión del dominio de la frecuencia al tiempo.	58
Período de guarda.	60
Protección contra desvíos en el tiempo en el receptor.	61
Ecuación.	62
Relación pico promedio (PAPR).	62

MIMO - Multiple Input Multiple Output.	65
Introducción.	65
Sistemas de lazo cerrado.	81
Beamforming.	86
Beamforming basado en la dirección del arribo.	86
Eigenbeamforming.	88
Multiplexación Espacial.	89
Introducción.	89
MIMO de lazo abierto: Multiplexación espacial sin realimentación de CSI.	90
MIMO de lazo cerrado: La ventaja de conocer el canal.	95
Limitaciones de la teoría MIMO clásica.	98
Técnicas Avanzadas para MIMO.	100
Conmutando entre Diversidad y Multiplexación.	100
Sistemas MIMO Multi-usuario.	101
Técnicas Estudiadas en el Proyecto	102
FEC - Forward Error Correction.	105
Tipos de errores.	105
Ruido en ráfaga.	105
Ruido aleatorio.	106
Codificador.	106
Interleaving.	107
Codificación convolucional.	107

Análisis del standard.	109
Capa 802.16e-2005 OFDMA PHY.	109
Descripción del símbolo OFDMA.	109
Descripción del símbolo OFDMA, parámetros del símbolo y señal transmitida.	109
Codificación del canal.	117
Uplink utilizando STC.	125
Implementación en Simulink.	127
Herramienta de implementación Matlab“ Simulink“.	127
Requerimientos de Matlab“ 2006a.	128
Descripción del modelo en Simulink del standard 802.16e-2005 con un transmisor y un receptor.	129
Parámetros de ajustes de simulación y ajustes de canal.	131
Descripción de bloques del sistema.	133
Modelado del transmisor.	133
Generador de datos binarios.	133
Codificador.	134
Transmisor OFDMA.	136
Modelado del receptor.	139
Receptor OFDMA.	139
Demodulador.	143
Decodificador.	143

Sistemas MIMO.	145
Diversidad en recepción, algoritmo MRC.	145
Implementación en Simulink.	147
Implementación del transmisor del modelo SIMO en Simulink.	148
Diversidad en transmisión: Potencia.	155
Alamouti en su versión original.	156
Alamouti en su versión en frecuencia.	158
Diversidad en transmisión.	160
Detección Alamouti.	162
Detección algebraica.	164
Implementación en Simulink.	166
Implementación del transmisor MISO en Simlink.	168
Implementación del receptor MISO en Simulink.	171
Diversidad en transmisión y en recepción: MIMO.	173
Implementación en Simulink.	174
Estimación de canal.	176
Resultados.	177
Diversidad en recepción.	178
Diversidad en transmisión.	181
Diversidad en transmisión y en recepción.	184
Comparación del esquema Alamouti y de la detección algebraica.	187
Comparación de las implementaciones.	190
Comparación de los resultados de todos los modelos.	193
Diversidad en recepción.	193
Diversidad en transmisión.	193

Comparación entre los modelos con detección algebraica y con detección Alamouti. 194

Conclusiones. 197

Bibliografía 199

1.1 El futuro de las telecomunicaciones.

Banda ancha inalámbrica es la unión de dos de los conceptos que más crecieron en la industria de las telecomunicaciones en los últimos años. Ambos, banda ancha y wireless (inalámbrica) han obtenido una rápida adopción masiva en el mercado. Los servicios inalámbricos móviles crecieron de 11 millones de suscriptores en 1990 a más de 2000 millones en el 2005. Durante el mismo período, Internet pasó de ser una herramienta académica a tener miles de millones de usuarios. Este gigantesco crecimiento de Internet conlleva la demanda de servicios de accesos a Internet a mayores velocidades, por lo que en paralelo aumenta la adopción de banda ancha. En menos de una década, la suscripción a banda ancha en el mundo creció de un cero virtual a más de 200 millones de suscriptores.

Antes de analizar la banda ancha inalámbrica, revisaremos el estado actual del acceso a banda ancha. Actualmente, las tecnologías predominantes en el mercado masivo de acceso de banda ancha son DSL (Digital Subscriber Line), que permite banda ancha sobre los cables de cobre de telefonía, y Cable Modem, que permite banda ancha sobre los cables coaxiales de TV. Ambas tecnologías permiten llegar a velocidades de unos pocos megabits por segundo de datos a cada usuario, pero en futuros avances se logrará llegar a varias decenas de megabits por segundo. A partir de su desarrollo inicial en la década de 1990, estos servicios han obtenido un crecimiento considerable. Estados Unidos tiene más de 50 millones de suscriptores de banda ancha y en el mundo hay 200 millones de suscriptores. La tendencia indica que los suscriptores serán más de 400 millones para el 2010. La posi-

bilidad de brindar una solución inalámbrica podría acelerar este crecimiento.

Cuáles son las aplicaciones que conducen a este crecimiento? Los usuarios de banda ancha en el mundo están encontrando cambios dramáticos en la manera de como compartir información, realizar negocios y buscar entretenimiento.

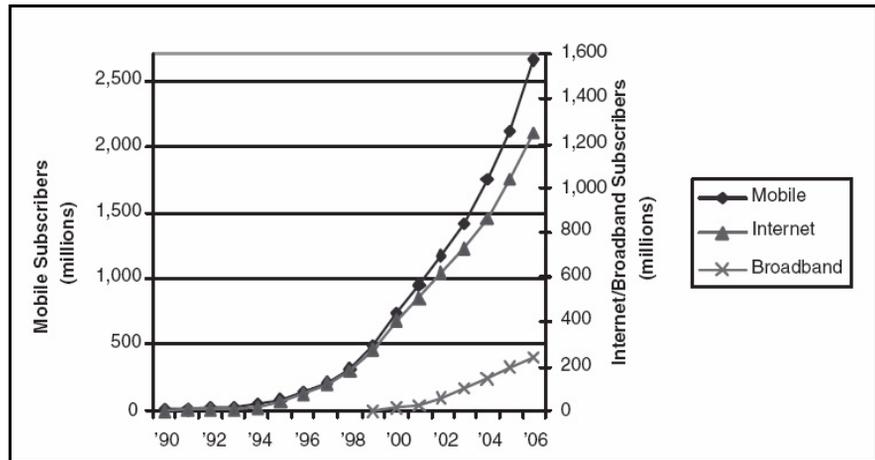


Figura 1.1 Usuarios de Internet, telefonía móvil y banda ancha

El acceso a banda ancha no solo provee un Web surfing más rápido y descargas de archivos más veloces, sino que también habilita varias aplicaciones multimedia, tales como audio en tiempo real, video streaming, conferencias multimedia y juegos interactivos. Las conexiones de banda ancha también están siendo utilizadas para telefonía de voz utilizando la tecnología VoIP (Voice over Internet Protocol). Los accesos a banda ancha más avanzados, tales como FTTH (Fiber to the home) y VDSL (Very high data rates DSL) habilitan aplicaciones como video entretenimiento de alta calidad, incluyendo HDTV (High Definition TV) y VoD (Video on Demand). De continuar así el crecimiento del mercado de banda ancha, numerosas aplicaciones surgirán y es difícil de predecir cuáles serán exitosas en el futuro.

Entonces, ¿que es banda ancha inalámbrica? Banda ancha inalámbrica se trata de entregar la experiencia de banda ancha en un contexto inalámbrico, que permite ofrecer a los usuarios conveniencia y beneficios únicos. Existen fundamentalmente dos tipos diferentes de servicios de banda ancha inalámbrica. El primer tipo intenta proporcionar un conjunto de servicios similares a los de la tradicional banda ancha por líneas fijas pero utilizando la interfaz de aire como medio de transmisión. Este tipo, llamado banda ancha inalámbrica fija, puede ser pensada como una alternativa competitiva a DSL o a cable módem. El segundo tipo de banda ancha inalámbrica, llamada banda ancha móvil, ofrece las funcionalidades adicionales de portabilidad, noma-dicidad y movilidad. Banda ancha móvil intenta proporcionar aplicaciones de banda ancha a nuevos escenarios y por lo tanto puede ofrecer al usuario final propuestas de muy diferentes valores. La tecnología WiMAX (World-wide interoperability for Microwave Access) se diseñó para ambos tipos de aplicaciones de banda ancha, las fijas y las móviles.

1.1.1 Evolución de la banda ancha inalámbrica.

La historia de como se relaciona la banda ancha inalámbrica con WiMAX empezó con el deseo de encontrar una alternativa competitiva a las tecnologías tradicionales de acceso por líneas fijas (par de cobre o cable). Alentada por la desregulación de la industria de las telecomunicaciones y el explosivo crecimiento de Internet, varios carriers fueron motivados para encontrar una solución inalámbrica para sobrellevar las dificultades de los proveedores de servicios. Durante la última década, se desarrollaron numerosos sistemas de acceso inalámbricos, la mayoría motivados por la inherente potencialidad de wireless. Estos sistemas variaron ampliamente en sus capacidades de performance, protocolos, espectro de frecuencia utilizado, aplicaciones soportadas y una infinidad de parámetros de usuarios. Algunos sistemas fueron desarrollados comercialmente pero luego fueron decomisionados. Los desarrollos exitosos han sido hasta ahora limitados a un nicho muy reducido de aplicaciones y mercados. Claramente, la banda ancha inalámbrica no consiguió los logros esperados, en parte por la fragmentación de la industria debido a la falta de un estándar común. Se espera que con el arribo de WiMAX como un estándar, esta situación cambie.

La tecnología WiMAX ha evolucionado a través de 4 etapas, no obstante, estas no son funcionalmente distintas o secuenciales:

- 1) Sistemas wireless local- loop de banda angosta.
- 2) Sistemas de banda ancha de primera generación con línea vista (LOS Line of Sight).
- 3) Sistemas de banda ancha de segunda generación sin línea vista (NLOS No LOS).
- 4) Sistemas de banda ancha basados en standards.

Tabla 1. Fechas importantes en el desarrollo de Broadband Wireless

Fecha	Evento
Febrero 1997	AT&T anuncia el desarrollo de la tecnología inalámbrica fija llamada "Project Angel".
Febrero 1997	FCC subasta el espectro de 30MHz. en la banda de 2.3 GHz para servicios de comunicaciones inalámbricas (WCS).
Setiembre 1997	American Telecasting (adquirida posteriormente por Sprint) anuncia el acceso a servicios de Internet inalámbricos en la banda MMDS ofreciendo 750kbps de descarga con upstream a través de dial-up por módem.
Setiembre 1998	FCC flexibiliza las reglas para la banda MMDS para permitir comunicaciones bidireccionales.
Abril 1999	MCI y Sprint compran varios operadores de cable inalámbricos para tener acceso al espectro MMDS.
Julio 1999	Primer reunión del grupo de trabajo 802.16.
Marzo 2000	AT&T lanza el primer servicio high-speed fixed wireless luego de varios años de intento.
Mayo 2000	Sprint lanza su primer despliegue de MMDS en Phoenix, Arizona utilizando tecnología de primera generación LOS.
Junio 2001	Se establece el WiMAX Forum.
Octubre 2001	Sprint suspende el despliegue de MMDS.
Diciembre 2001	AT&T discontinúa servicios inalámbricos fijos.
Febrero 2002	Corea coloca la banda de 2.3GHz, de espectro para banda ancha inalámbrica (WiBro).
Enero 2003	Se completó el estándar IEEE 802.16a.
Junio 2004	Se completó y aprobó el estándar IEEE 802.16-2004.
Setiembre 2004	Intel comienza el envío del primer chipset para WiMAX llamado Rosedale.
Diciembre 2005	Se completó y aprobó el estándar IEEE 802.16e.
Enero 2006	Primer producto certificado por el WiMAX Forum para aplicaciones fijas.
Junio 2006	Se lanzaron servicios comerciales de WiBro en Corea.
Agosto 2006	Sprint Nextel anuncia el despliegue de WiMAX móvil en los Estados Unidos.

1.1.2 Surgimiento de tecnologías basadas en standards.

En 1998, el IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) formó un grupo llamado 802.16 para desarrollar un estándar para lo que se llamó red inalámbrica de área metropolitana (wireless metropolitan area network), o wireless MAN. Originalmente este grupo se concentró en desarrollar soluciones en la banda entre 10GHz. y 66GHz. con el primer objetivo de brindar conexiones de alta velocidad a negocios que no pudieran obtener fibra. Estos sistemas fueron concebidos para conectarse con los anillos de fibra y distribuir el ancho de banda a través de una configuración punto-multipunto a negocios con LOS. El grupo 802.16 desarrolló un estándar que fue aprobado en diciembre del 2001. Este estándar, Wireless MAN-SC, especificó una capa física que utilizaba una técnica de modulación en una única portadora y una capa de control de acceso al medio (MAC) con una estructura de multiplexado de trama por división en el tiempo (TDM) que soporta duplexado por división de frecuencia (FDD) y duplexado por división en el tiempo (TDD).

Una vez terminado el estándar, el grupo comenzó a trabajar en extender y modificar el estándar para llevarlo a las banda de frecuencia entre 2GHz. y 11GHz, lo que permitiría configuraciones NLOS. Esta mejora, IEEE 802.16a, se completó en el 2003, con la utilización de esquemas OFDM añadidos a la capa física para soportar su despliegue en ambientes con multitrayectos. A esta altura, OFDM estaba establecido como una opción para solucionar el problema de los multitrayectos en banda ancha, y ya era parte del estándar 802.11. Además de la capas físicas con OFDM, 802.16a también especificó opciones adicionales para la capa MAC, que incluía acceso múltiple con OFDM (OFDMA).

Varias revisiones al 802.16a se completaron en el 2004. El estándar 802.16-2004 sustituyó al 802.16a y fue la base para el estándar de la ETSI, el HIPERMAN (High Performance Metropolitan Area Network). En el 2003 el grupo 802.16 comenzó a trabajar en mejoras a las especificaciones para permitir la utilización de aplicaciones con movilidad vehicular. Esta revisión 802.16e, fue terminada en diciembre del 2005 y fue publicada formalmente como IEEE 802.16e-2005. Especifica OFDM escalable para la capa física y hacer varias modificaciones a la capa MAC para soportar movilidad en alta velocidad.

Como resultado, las especificaciones 802.16 son un conjunto de standards con un amplio alcance. Para poder hacer frente a las variadas necesidades de la industria, el estándar incorporó una amplia gama de opciones. Para desarrollar soluciones interoperables utilizando la familia del estándar 802.16, el alcance del estándar tuvo que ser reducido estableciendo consenso en cuáles eran las opciones que se estandarizarían para la implementación y testeo de la interoperabilidad. El IEEE desarrolló las especificaciones, pero dejó a la industria de las telecomunicaciones la tarea de convertirlas en un estándar de interoperabilidad que pueda ser certificado. El foro WiMAX se formó para solucionar este problema y promocionar soluciones basadas en los standards 802.16. El foro se conformó con actores de todas las secciones de la industria, incluyendo compañías fabricantes de semiconductores, fabricantes de equipamiento, integradores de sistema y proveedores de servicios. El foro comenzó el testing de interoperabilidad y anunció su primer producto certificado en el estándar 802.16-2004 para aplicaciones fijas en enero del 2006. Los productos basados en el IEEE 802.16e-2005 esperan a ser certificados en el correr de este año. Muchos de los fabricantes que habían desarrollado soluciones propietarias anunciaron su migración a WiMAX fija y/o móvil. La llegada de productos certificados en WiMAX es un hito significativo en la historia de la banda ancha inalámbrica.

1.1.3 Banda ancha inalámbrica móvil: mercado y aplicaciones.

Mientras que el despliegue inicial de WiMAX era para aplicaciones fijas, el mayor potencial de WiMAX se alcanzará solamente cuando se utilice en aplicaciones nomádicas y de banda ancha móvil. La tecnología WiMAX en su versión del 802.16e-2005 será desplegada por operadores fijos para capturar la parte de la cadena de valores en movilidad inalámbrica. Como los consumidores están acostumbrados a tener en el trabajo y en su casa banda ancha a alta velocidad, demandarán servicios similares en un contexto móvil o nomádico y un gran número de proveedores de servicios pueden utilizar WiMAX para satisfacer esa demanda.

El primer paso hacia la movilidad vendrá simplemente al añadir capacidades nomádicas a la banda ancha fija. Utilizando los servicios de WiMAX en dispositivos portátiles permitirá a los usuarios experimentar la banda ancha no solamente en el trabajo o en su casa, si no que en otros lugares. Los usuarios pueden llevar su conexión de banda ancha con ellos mientras se trasladan de un lugar a otro. El acceso nomádico puede no permitir realizar roaming o handover a velocidades vehiculares pero permitiría la movilidad a velocidad a paso de hombre y la capacidad de conectarse a la red desde cualquier ubicación dentro del área de servicio.

En muchos lugares del mundo, existen carriers de líneas fijas que no poseen espectro celular, PCS o de 3G, pero que podrían utilizar WiMAX para proveer servicios para movilidad. Al término que la industria se mueve hacia el camino de los servicios quadruple-play (voz, datos, video y movilidad), algunos proveedores de servicios que todavía no tienen el componente de movilidad en su portfolio (operadores de cable, compañías satelitales y compañías telefónicas) pueden hallar WiMAX muy atractiva.

Los operadores móviles existentes son reacios a adoptar WiMAX y prefieren continuar por el camino de la evolución de 3G para capacidades de mayores velocidades de transmisión de datos. De todas formas, pueden darse escenarios en los cuales los operadores móviles tradicionales puedan desplegar WiMAX como una solución complementaria para proveer transmisiones de datos a tasas aún mayores en centros urbanos centralizados o metrozonas. Este es el caso con el que Korea Telecom, quien fue el operador que desplegó el servicio WiBro en áreas metropolitanas, para complementar su servicio de CDMA2000 para ofrecer una mayor performance para mensajería multimedia, video y servicios de entretenimiento. WiBro es una solución de banda ancha inalámbrica desarrollada por el Electronics and Telecommunications Research Institute (ETRI) de Corea para la banda de 2.3GHz. En Corea, los sistemas WiBro todavía proveen a los usuarios finales tasas de transmisión de entre 512kbps hasta 3Mbps. La tecnología WiBro es compatible con IEEE802.16e-2005 y WiMAX móvil.

Adicionalmente a un acceso a Internet de alta velocidad, WiMAX móvil puede ofrecer servicios de banda ancha personales diferenciados, tales como entretenimiento móvil. Los anchos de banda flexibles y el soporte de múltiples niveles de calidad de servicio (QoS) permiten que WiMAX pueda

ser utilizado por los proveedores de servicio para aplicaciones de entretenimiento con grandes anchos de banda diferenciados y de baja latencia. Por ejemplo, WiMAX puede ser embebido en un dispositivo de juego portátil para su utilización en ambientes fijos y móviles para juegos interactivos. Otro ejemplo puede ser el streaming de servicios de audio o video a reproductores portátiles. Si las compañías tradicionales de telefonía migran hacia el área de entretenimiento con IP-TV (Internet Protocol televisión), se podría utilizar WiMAX móvil como una solución para extender las aplicaciones y el contenido fuera de los hogares.

1.1.4 WiMAX y otras tecnologías de banda ancha inalámbricas.

WiMAX no es la única solución para proveer servicios de banda ancha inalámbricos. Existen varias soluciones propietarias en el mercado, particularmente para aplicaciones fijas. Más allá de las soluciones propietarias, existen tecnologías basadas en standards como soluciones alternativas que intersectan los servicios de WiMAX, particularmente para aplicaciones portátiles y móviles. Las alternativas más significantes son los sistemas celulares de tercera generación y los sistemas Wi-Fi basados en el IEEE 802.11.

1.1.5 Sistemas celulares 3G.

En todo el mundo, los operadores móviles están actualizando sus redes a la tecnología 3G para proporcionar aplicaciones de banda ancha a sus suscriptores. Los operadores móviles que utilizan GSM (Global System for Mobile Communications) están desplegando las tecnologías UMTS (Universal Mobile Telephone System) y HSDPA (High Speed Downlink Packet Access) como parte de su evolución hacia 3G. Todas estas soluciones de 3G proporcionan una capacidad de throughput del orden de unos cientos de kilobits por segundo hasta unos pocos megabits por segundo.

HSDPA es una interfaz de aire solamente para downlink, definida en la especificación de la Third Generation Partnership Project (3GPP) UMTS Release 5. HSDPA es capaz de proveer al usuario picos de tasa de 14.4 Mbps (throughput en capa 2), utilizando un canal de 5MHz. de ancho de banda. Para poder lograr esta tasa, es necesario utilizar los 15 códigos, lo que difícilmente se puede lograr en terminales móviles. Utilizando 5 y 10 códigos, HSDPA soporta picos en el rango de 250kbps hasta 750kbps. Mejoras, tales como el procesamiento espacial, diversidad en recepción en los móviles y detección multiusuario pueden dar lugar a performances sensiblemente mejores que los sistemas HSDPA básicos.

Como HSDPA es una interfaz solamente para downlink, hasta que no sea implementada una mejora para el uplink, los picos de tasas alcanzables serán menores a 384kbps, en la mayoría de los casos el promedio varía entre los 40kbps y los 100kbps. La versión uplink HSUPA (High Speed Uplink Packet Access), soporta picos de hasta 5.8Mbps y está estandarizado como parte de las especificaciones de la 3GPP Release 6.

1xEV-DO es un estándar de datos de alta velocidad, definido como una evolución de los sistemas CDMA de segunda generación IS-95 de los standards de la organización 3GPP2. El estándar soporta picos en downlink de 2.4Mbps en un canal de 1.25MHz. Las tasas de datos usualmente están en el orden de entre 100kbps a 300kbps. La Revision-A de 1xEVDO soporta picos de hasta 3.1Mbps para usuarios móviles y la Revision-B soportará hasta 4.9Mbps. Estas versiones podrán soportar tasas en uplink de hasta 1.8Mbps. La Revision-B tiene como opción operar en canales de mayor ancho de banda (de hasta 20Mhz), ofreciendo potencialmente hasta 73Mbps en el downlink y hasta 27Mbps en el uplink.

Además de proveer servicios de datos de alta velocidad, los sistemas 3G están evolucionando para soportar servicios multimedia. Por ejemplo, 1xEV-DO Rev A permite voz y video sobre IP. Para permitir este servicio, 1xEV-DO Rev A reduce la latencia en el enlace de aire en 30ms, introduce QoS intrausuario y handovers intersectoriales rápidos. Los servicios de multicast y broadcast también son soportados en 1xEV-DO. De forma similar, el desarrollo en las redes UMTS/HSPA están en vías de soportar VoIP, video, juegos interactivos así como servicios de multicast y broadcast.

La 3GPP está desarrollando su última revisión del estándar 3G. El objetivo es la long-term evolution (LTE), que será capaz de soportar picos de hasta 100Mbps en el downlink y hasta 50Mbps en el uplink, con una eficiencia espectral que es entre tres y cuatro veces mejor que en el Release 6 de HSPA. Para poder alcanzar estas tasas y la eficiencia espectral, las interfaces de aire estarán basadas en OFDM/OFDMA y MIMO (Multiple Input/ Multiple Output), similares a WiMAX.

1.1.6 Sistemas Wi-Fi.

Además de los sistemas 3G, los sistemas basados en Wi-Fi, pueden ser utilizados para proporcionar banda ancha inalámbrica. Wi-Fi está basado en la familia de standards IEEE 802.11 y es primariamente una tecnología de red de área local (LAN), diseñada para proporcionar banda ancha inalámbrica con cobertura indoor. Los sistemas actuales de Wi-Fi basados en IEEE 802.11b/g soportan un pico de velocidad de datos en capa física de 54Mbps y típicamente brinda cobertura indoor a 30 metros a la redonda. Wi-Fi se convirtió en el estándar más utilizado para el “último metro” en la conectividad en hogares, oficinas y espacios públicos. Desde hace un par de años, varias municipalidades y comunidades locales en el mundo tomaron la iniciativa de desplegar sistemas Wi-Fi en configuraciones outdoor para brindar acceso de banda ancha en ciudades y metrozonas así también como en áreas rurales. Es esta aplicación de Wi-Fi que se intersecta con las aplicaciones fijas y nomádicas de WiMAX.

Los despliegues de redes Wi-Fi en metroáreas se basan en transmisores de mayor potencia que se colocan en postes de luz o en los techos de los edificios y que radian al máximo de sus posibilidades de potencia en la banda sin licencia. Aún con transmisores de mayor potencia, los sistemas Wi-Fi pueden brindar cobertura hasta a 300 metros a la redonda del punto de acceso, lo que lo hace impráctico para un despliegue a gran escala. Sin embargo, pueden ser desplegados para brindar banda ancha a ciertos puntos o zonas focalizadas. Wi-Fi ofrece velocidades mucho mayores que los sistemas 3G, primeramente porque opera en un ancho de banda mucho mayor de 20 MHz. El protocolo ineficiente de acceso al medio CSMA (Carrier Sense Multiple Access) utilizado por Wi-Fi, además de la interferencia inherente

por utilizar una banda sin licencia reduce sensiblemente la capacidad outdoor de los sistemas Wi-Fi. Más aún, Wi-Fi no fue diseñado para soportar movilidad a alta velocidad. Una ventaja significativa que tiene Wi-Fi sobre WiMAX y 3G es la amplia disponibilidad de dispositivos que hay en el mercado. La gran mayoría de los actuales laptops vienen con una interfaz Wi-Fi embebida. La interfaz Wi-Fi está ahora siendo construida en una gran variedad de dispositivos, incluyendo PDA (Personal Digital Assistant), teléfonos inalámbricos, teléfonos celulares, cámaras y reproductores de medios. La amplia base de terminales con Wi-Fi embebido facilita a los usuarios el uso de servicios de las redes de banda ancha utilizando Wi-Fi. Así como en 3G, las capacidades de Wi-Fi están siendo mejoradas para soportar velocidades de transmisión aún mayores y proporcionar un mejor soporte de QoS. En particular, utilizando la tecnología de multiplexado espacial con múltiples antenas, el emergente IEEE802.11n será capaz de brindar considerables mejoras a través del uso de diversidad de transmisión y otras técnicas avanzadas.

1.1.7 WiMAX versus 3G y Wi-Fi.

¿De qué manera se puede comparar WiMAX con las ya existentes y emergentes capacidades de 3G y Wi-Fi? La performance de throughput de WiMAX depende del ancho de banda del canal utilizado, mientras que en los sistemas 3G el ancho de banda del canal es fijo. WiMAX define un ancho de banda del canal elegible que va desde 1.25MHz hasta los 20MHz, lo que permite un despliegue muy flexible. Cuando se utilizan 10Mhz. de ancho de banda del canal y TDD, asumiendo una división 3 a 1 entre el downlink y uplink y un sistema MIMO 2x2, WiMAX ofrece picos de 46Mbps de throughput en downlink y 7Mbps en uplink. La utilización de la modulación con OFDM es lo que permite a Wi-Fi y a WiMAX a soportar velocidades tan altas, al contrario de lo que sucede en 3G., la necesidad del spreading en 3G es lo que lo hace difícil de alcanzar.

Más importante que el valor pico de tasa de información sobre un enlace individual es el promedio del throughput y la capacidad de todo el sistema, cuando se despliega en un entorno multicelular. Desde un punto de vista de la capacidad, la medida más pertinente de la performance del sistema, es la eficiencia espectral. El hecho de que las especificaciones de WiMAX desde el comienzo utilicen múltiples antenas aumenta de manera notoria la eficiencia espectral. Por otro lado, en los sistemas 3G, la posibilidad de soportar múltiples antenas está siendo añadido en las últimas revisiones. La capa física OFDM utilizada por WiMAX es más propensa a la utilización de implementaciones MIMO que en los sistemas basados en CDMA desde el punto de vista de la complejidad requerida para obtener la misma ganancia. OFDM también explota la diversidad en frecuencia y la diversidad de multiusuario para mejorar la capacidad. Por lo tanto, cuando se compara con 3G, WiMAX ofrece mayores velocidades de transmisión, mayor flexibilidad, mayor promedio de throughput y capacidad del sistema.

Otra ventaja de WiMAX es la capacidad de soportar de manera eficiente más enlaces simétricos, lo cuál es útil para aplicaciones fijas, tales como el reemplazo de T1 y el soporte para obtener una relación más flexible y dinámica entre las tasas de transferencia en downlink y uplink. Típicamente, los sistemas 3G tienen una relación fija y asimétrica entre el downlink y el uplink.

La capa de control de acceso al medio de WiMAX está construida para soportar una variedad de combinaciones de tráfico, incluyendo tiempo real y tiempo no real, tasas de bits constantes y variables, datos con prioridad y datos best-effort. En los sistemas 3G, HSDPA y 1xEV-DO también fueron diseñados para soportar varios niveles de QoS.

Quizás la ventaja más importante de WiMAX puede ser el potencial bajo costo, debido a su arquitectura basada en IP. Utilizando una arquitectura basada en IP, el core de la red se simplifica, (3G tiene un core de red complejo y separado para voz y datos) y reduce el costo y gastos operativos. IP además pone a WiMAX en una curva performance/precio que está más alineado con la ley de Moore de los procesadores, por lo tanto promete grandes eficiencias de capital y de operación. IP también permite una mayor integración de las aplicaciones y simplifica la convergencia con otras redes y aplicaciones.

En términos de soportar roaming y movilidad vehicular a altas velocidades, las capacidades de WiMAX todavía no son comparables a 3G, ya que 3G desde su concepción fue desarrollado para que la movilidad sea un pilar del estándar, mientras que WiMAX fue creado inicialmente como un sistema fijo.

Tabla 2. Comparación de parámetros de las diferentes tecnologías

Parameter	Fixed WiMAX	Mobile WiMAX	HSPA	1x EV-DO Rev A	Wi-Fi
Standards	IEEE 802.16-2004	IEEE 802.16e-2005	3GPP Release 6	3GPP2	IEEE 802.11a/g/n
Peak down link data rate	9.4Mbps in 3.5MHz with 3:1 DL-to-UL ratio TDD; 6.1Mbps with 1:1	46Mbps ^a with 3:1 DL-to-UL ratio TDD; 32Mbps with 1:1	14.4Mbps using all 15 codes; 7.2Mbps with 10 codes	3.1Mbps; Rev. B will support 4.9Mbps	54 Mbps ^b shared using 802.11a/g; more than 100Mbps peak layer 2 throughput using 802.11n
Peak uplink data rate	3.3Mbps in 3.5MHz using 3:1 DL-to-UL ratio; 6.5Mbps with 1:1	7Mbps in 10MHz using 3:1 DL-to-UL ratio; 4Mbps using 1:1	1.4Mbps initially; 5.8Mbps later	1.8Mbps	
Bandwidth	3.5MHz and 7MHz in 3.5GHz band; 10MHz in 5.8GHz band	3.5MHz, 7MHz, 5MHz, 10MHz, and 8.75MHz initially	5MHz	1.25MHz	20MHz for 802.11a/g; 20/40MHz for 802.11n
Modulation	QPSK, 16 QAM, 64 QAM	QPSK, 16 QAM, 64 QAM	QPSK, 16 QAM	QPSK, 8 PSK, 16 QAM	BPSK, QPSK, 16 QAM, 64 QAM
Multiplexing	TDM	TDM/OFDMA	TDM/CDMA	TDM/CDMA	CSMA
Duplexing	TDD, FDD	TDD initially	FDD	FDD	TDD
Frequency	3.5GHz and 5.8GHz initially	2.3GHz, 2.5GHz, and 3.5GHz initially	800/900/1,800/1,900/2,100MHz	800/900/1,800/1,900MHz	2.4GHz, 5GHz
Coverage (typical)	3-5 miles	< 2 miles	1-3 miles	1-3 miles	< 100 ft indoors; < 1000 ft outdoors
Mobility	Not applicable	Mid	High	High	Low

a. Assumes 2 × 2 MIMO and a 10MHz channel.

b. Due to inefficient CSMA MAC, this typically translates to only ~20Mbps to 25Mbps layer 2 throughput.

1.2 Motivación del proyecto.

A partir de la sección anterior, se desprende que la banda ancha inalámbrica será uno de los servicios más importantes en la industria de las telecomunicaciones. Hoy ya son realidad varias de las tecnologías que implementan banda ancha inalámbrica, pero WiMAX promete velocidades superiores a las tecnologías ya existentes con una muy buena eficiencia espectral. La motivación de este proyecto es la de comprobar si efectivamente las velocidades en WiMAX se pueden lograr bajo una serie dada de condiciones.

Nuestro proyecto estudia cómo puede mejorar la utilización de múltiples antenas en transmisión y en recepción a la performance del estándar propuesto. Lo que nos motivó a estudiar MIMO es que no existen en la literatura implementaciones MIMO para el estándar IEEE802.16e-2005, por lo que tuvimos que diseñar nuestros propios receptores. El estándar solamente impone la transmisión, permitiendo de esta forma a los fabricantes de hardware la posibilidad de que desarrollen sus receptores de la forma más eficiente para sus objetivos (de memoria o procesamiento). Ésta es la razón por la cuál no hay información de los receptores, ya que los receptores son soluciones propietarias de los fabricantes de hardware.

1.3 Estructura de la documentación.

En el presente capítulo se hizo una breve introducción al futuro de las telecomunicaciones, especialmente en materia de tecnologías de banda ancha inalámbricas. En el siguiente capítulo se realizará una descripción del proyecto, su objetivo, indicadores de mérito y descripción del sistema.

En la sección I se describirán los fundamentos teóricos en los cuáles se basa la tecnología OFDM, principal pilar del estándar IEEE802.16e-2005. En el capítulo 3 se analizarán los fundamentos matemáticos, mientras que en el capítulo 4 se analizarán los fundamentos físicos de las transmisiones inalámbricas, con los problemas inherentes de transmitir por el aire. El capítulo 5 contiene una somera introducción a la tecnología OFDM y su potencial para convertirse en un sistema de referencia. El corazón de este proyecto es estudiar las posibles mejoras que introduce la utilización de múltiples antenas en transmisión y recepción (MIMO), el capítulo 6 trata este aspecto del proyecto.

En la sección II se estudiará el estándar IEEE802.16e-2005. En el capítulo 8 se describirá las modificaciones de la teoría para poder implementarla en SIMULINK. En el capítulo 9 se analizará la especificación técnica del estándar. Para la simulación del estándar y sus diferentes mejoras se utilizará la herramienta SIMULINK® de Matlab®, y en el capítulo 10 se describirá su implementación.

En la sección III se realizará el análisis de las implementaciones MIMO para el estándar IEEE802.16e-2005. El capítulo 10 contiene los diferentes esquemas utilizados en el proyecto y el análisis de los resultados de esas implementaciones será realizado en el capítulo 11.

Descripción del proyecto.

2.1 Objetivo.

El objetivo del proyecto es el de comparar la performance de diferentes implementaciones con múltiples antenas en transmisión y recepción en sistemas basados en OFDM. La performance de las diferentes implementaciones se analizarán a través de la curva BER vs. SNR (Bit Error Rate vs. Relación Señal a Ruido). El sistema OFDM que se toma como referencia es el estándar IEEE802.16e-2005 con un transmisor y un receptor.

La plataforma de simulación será la aplicación de MATLAB®, SIMULINK®.

Los canales utilizados serán: canal con ruido blanco gaussiano aditivo, canal SUI-4 con ruido blanco gaussiano aditivo y el canal SUI-6 con ruido blanco gaussiano aditivo.

2.2 Descripción.

La realización del proyecto se basará en:

1. El estudio de artículos candidatos a ser simulados.
2. La selección de algunos de ellos para su simulación.
3. Estudio de programación en Matlab®-Simulink®.
4. Programación de las ideas propuestas en los artículos seleccionados.
5. Comparación de las implementaciones, contra el estándar y entre ellas.

Se podrá utilizar las portadoras piloto para enviar información relativa al canal.

2.2.1 Indicadores de mérito.

Curva de BER vs. SNR, con una tasa de bits constante.

Es un indicador que mide la capacidad del sistema para efectuar una transmisión cuando se enfrenta a una contaminación de ruido blanco gaussiano aditivo.

Para poder medir la performance de los sistemas MIMO en OFDM se realizarán simulaciones en 3 escenarios diferentes:

1. AWGN
2. SUI-4 con AWGN
3. SUI-6 con AWGN

La utilización de los canales SUI, es para ver el efecto de los multirrayectos inherentes a las comunicaciones inalámbricas móviles.

2.2.2 Descripción del sistema en uplink.

TABLA 1. Parámetros del sistema en uplink

Parámetro	Valor
Número de subcanales utilizados	17
Bytes por subcanal por símbolo OFDM	27
Frecuencia portadora	3.5GHz.
Duración útil de símbolo	128 μ s.
Intervalo de guarda	16 μ s.
Duración total de símbolo	144 μ s.
Número de portadoras	512
Ancho de banda	3.5MHz.
Modulación	64-QAM
Velocidad de transmisión	8.1 Mbps

Fundamento matemático.

3.1 La Transformada de Fourier.

En la teoría de sistemas lineales es fundamental la representación de una señal en términos de sinusoides o exponenciales complejas. Ello es debido a que una exponencial compleja es una autofunción de cualquier sistema lineal e invariante con el tiempo, mientras que la respuesta a una senoide es otra senoide de la misma frecuencia, con fase y amplitud determinadas por el sistema. De este modo, la representación en frecuencia de las señales, a través de la Transformada de Fourier, resulta imprescindible para analizar las señales y los sistemas.

La transformada de Fourier es una aplicación que hace corresponder a una función f con valores reales o complejos:

$$g(\xi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} f(x) e^{-i\xi x} dx \quad (\text{EC 3.1})$$

Las condiciones para poder obtener la transformada de Fourier son (Condiciones de Dirichlet):

1) La señal es absolutamente integrable, es decir:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt < \infty \quad (\text{EC 3.2})$$

2) Tiene un grado de oscilación finito.

3) Tiene un número máximo de discontinuidades.

La transformada de Fourier es una particularización de la transformada de Laplace con $s = j\omega$ (siendo $\omega = 2\pi f$), y se define como:

$$x(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt \quad (\text{EC 3.3})$$

Y su antitransformada se define como:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} x(\omega)e^{j\omega t} d\omega \quad (\text{EC 3.4})$$

Es posible calcular la transformada de Fourier de una señal periódica:

sabiendo que

$$\delta(t - t_0) \leftrightarrow e^{-j\omega t_0} \quad (\text{EC 3.5})$$

Y que la transformada de Fourier tiene la propiedad de dualidad:

$$x(t) \leftrightarrow X(\omega) \quad (\text{EC 3.6})$$

$$X(t) \leftrightarrow 2\pi x(-\omega) \quad (\text{EC 3.7})$$

Se obtiene que

$$e^{j\omega_0 t} \leftrightarrow 2\pi\delta(\omega - \omega_0) \quad (\text{EC 3.8})$$

De esta forma, podemos calcular la transformada de Fourier de cualquier señal periódica $x(t)$ de potencia media finita, esto es:

$$\frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt < \infty \quad (\text{EC 3.9})$$

Ya que

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{jk\omega_0 t} \leftrightarrow F \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{jk\omega_0 t} \right\} \quad (\text{EC 3.10})$$

$$F \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{jk\omega_0 t} \right\} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k F \{ e^{jk\omega_0 t} \} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k 2\pi\delta(\omega - \omega_0) \quad (\text{EC 3.11})$$

Luego para una $x(t)$ periódica se cumple que:

$$x(t)_{periodics} \leftrightarrow \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k 2\pi \delta(\omega - k\omega_0) \quad (\text{EC 3.12})$$

3.1.1 Propiedades.

La transformada de Fourier es una aplicación lineal:

$$F\{a \cdot f + b \cdot g\} = aF\{f\} + bF\{g\} \quad (\text{EC 3.13})$$

Valen las siguientes propiedades para una función absolutamente integrable f :

3.1.1.1 Cambio de escala:

$$F\{t \rightarrow f(at)\}(\omega) = \frac{1}{|a|} F\{f\}\left(\frac{\omega}{a}\right) \quad (\text{EC 3.14})$$

3.1.1.2 Traslación:

$$F\{t \rightarrow f(t-a)\}(\omega) = e^{-i\omega a} F\{f\}(\omega) \quad (\text{EC 3.15})$$

3.1.1.3 Traslación en la variable transformada:

$$F\{f\}(\omega - a) = F\{t \rightarrow e^{iat} f(t)\}(\omega) \quad (\text{EC 3.16})$$

3.1.1.4 Transformada de la derivada:

Si f y su derivada son integrables se cumple:

$$F\{f'\}(\omega) = i\omega f(\omega) \quad (\text{EC 3.17})$$

3.1.1.5 Derivada de la transformada:

Si $f(t)$ y $f'(t)$ son integrables, la transformada de Fourier $F(f)$ es diferenciable

$$F\{f'\}(\omega) = F\{t \rightarrow (-it)f(t)\}(\omega) \quad (\text{EC 3.18})$$

Estas identidades se demuestran por un cambio de variables o integración por partes.

En lo que sigue, se define la convolución de dos funciones f y g en de la manera siguiente:

$$[f * g](x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} f(y)g(x-y)dy \quad (\text{EC 3.19})$$

Nuevamente la presencia del factor adelante de la integral simplifica el enunciado de los resultados como el que sigue:

Si f y g son funciones absolutamente integrables, la convolución también es integrable, y vale la igualdad:

$$F\{f * g\} = F\{f\} \cdot F\{g\} \quad (\text{EC 3.20})$$

También puede enunciarse un teorema análogo para la convolución en la variable transformada,

$$F\{f \cdot g\} = F\{f\} * F\{g\} \quad (\text{EC 3.21})$$

3.1.2 La transformada del pulso.

Se considera la función temporal que consiste en un pulso de ancho T y amplitud unitaria centrado en el $t = 0$, como se muestra en la parte izquierda de la figura 3.1. Un cálculo directo de la Transformada de Fourier da:

$$C(f) = F\{p_T\} = \int_{-\infty}^{\infty} p_T(t) e^{-j2\pi f t} dt = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{-j2\pi f t} dt \quad (\text{EC 3.22})$$

$$C(f) = \frac{e^{-j2\pi f t}}{-j2\pi f} \Bigg|_{t=-\frac{T}{2}}^{t=\frac{T}{2}} = \frac{e^{-j2\pi f \frac{T}{2}} - e^{j2\pi f \frac{T}{2}}}{-j2\pi f} = \frac{\sin(\pi f T)}{\pi f} \equiv T \text{sinc}(fT) \quad (\text{EC 3.23})$$

donde se ha introducido la función $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$.

La TdF del pulso se muestra en la gráfica derecha de la figura 3.1.

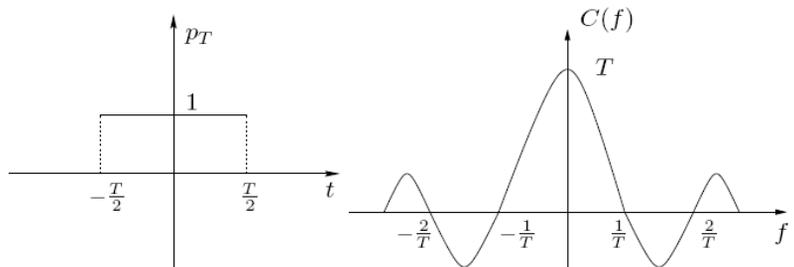
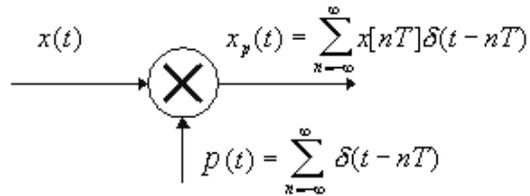


Figura 3.1 Pulso en el tiempo y su transformada, la función sinc(x)

3.1.3 La Transformada Discreta de Fourier (DFT).

Designada por la abreviatura DFT (discrete Fourier transform), es una transformada de Fourier ampliamente empleada en tratamiento de señales y en campos afines para analizar las frecuencias presentes en una señal muestreada, resolver ecuaciones diferenciales parciales y realizar otras operaciones, como convoluciones.

Sea el siguiente sistema, que muestrea la señal $x(t)$:



$$x_p(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x_p(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} x[nT] \cdot \delta(t - nT) \cdot e^{-j\omega t} \right) dt \quad (\text{EC 3.24})$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} x[nT] e^{-j\omega nT} \cdot \delta(t - nT) \right) dt = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[nT] e^{-j\omega nT} \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) dt \quad (\text{EC 3.25})$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[nT] e^{-j\omega nT}$$

Se puede pasar de tiempo continuo a tiempo discreto con el cambio de variable $\Omega = \omega T$, y obtenemos la transformada discreta de Fourier de $x[n]$:

$$x_p(\Omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] e^{-j\Omega n} \quad (\text{EC 3.26})$$

3.1.4 Transformada Rápida de Fourier (FFT).

FFT es la abreviatura usual (Fast Fourier Transform) de un eficiente algoritmo que permite calcular la transformada de Fourier discreta (DFT) y su inversa.

La idea que permite esta optimización es la descomposición de la transformada a tratar en otras más simples y éstas a su vez hasta llegar a transformadas de 2 elementos donde k puede tomar los valores 0 y 1. Una vez resueltas las transformadas más simples hay que agruparlas en otras de nivel superior que deben resolverse de nuevo y así sucesivamente hasta llegar al nivel más alto. Al final de este proceso, los resultados obtenidos deben reordenarse.

Dado que la transformada discreta de Fourier inversa es análoga a la transformada discreta de Fourier, con distinto signo en el exponente y un factor $1/n$, cualquier algoritmo FFT puede ser fácilmente adaptado para el cálculo de la transformada inversa.

3.1.5 Explicación del algoritmo FFT utilizado.

El algoritmo FFT lo único que busca es resolver de la manera más eficiente posible la siguiente expresión:

$$X[n] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-jk\Omega n} \quad (\text{EC 3.27})$$

Donde $\Omega = \frac{2\pi}{N}$. La evaluación directa de esta sumatoria implica N^2 multiplicaciones. Haciendo una serie de reordenaciones, se consigue reducirlo a $N \log(N)_2$ operaciones con la FFT.

Primero se deben separar las muestras pares y las impares:

$$X[n] = \frac{1}{N} \left(\sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x[2n] e^{-2jk\Omega n} + \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x[2n+1] e^{-(2n+1)jk\Omega} \right) \quad (\text{EC 3.28})$$

A continuación se quita de la sumatoria impar la exponencial $e^{-jk\Omega}$:

$$X[n] = \frac{1}{N} \left(\sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x[2n] e^{-2jk\Omega n} + e^{-jk\Omega} + \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x[2n+1] e^{-2nj\Omega} \right) \quad (\text{EC 3.29})$$

Analizando esta última expresión, se puede observar que haciendo el siguiente cambio de variable:

$$Y = \text{FFT}(x[0], x[2], x[4], \dots, x[N-2])$$

y

$$Z = \text{FFT}(x[1], x[3], x[5], \dots, x[N-1])$$

Entonces

$$x[k] = \frac{1}{2} (Y[k] + e^{-jk\Omega} Z[k]) \quad \text{si } 0 \leq k < \frac{N}{2} \quad (\text{EC 3.30})$$

$$x[k] = \frac{1}{2} \left(Y \left[k - \frac{N}{2} \right] - e^{-jk\Omega} Z \left[k - \frac{N}{2} \right] \right), \quad \text{si } \frac{N}{2} \leq k < N \quad (\text{EC 3.31})$$

La diferencia de velocidad de cálculo entre la tradicional transformada discreta y la FFT aumenta de forma directamente proporcional al número de muestras a analizar, cómo se puede apreciar en la gráfica, ya que mientras

una aumenta el número de operaciones necesarias para la resolución de forma exponencial, la otra lo hace de forma prácticamente lineal.

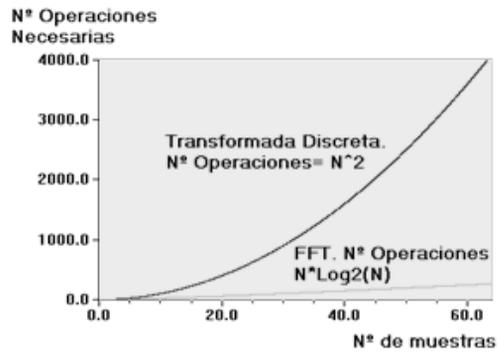


FIGURA 3.1 Cantidad de operaciones de los diferentes algoritmos

En este capítulo se estudiará el canal de radio, sus características y las dificultades de las propagaciones en los medios inalámbricos.

4.1 Efectos de la propagación por el aire.

Los efectos de la propagación por ondas como atenuación por diferentes caminos, atenuación selectiva en frecuencia, efecto Doppler y señales por multitrayectos limitan la efectividad de los sistemas inalámbricos de comunicaciones. El canal de transmisión puede variar de un tipo de transmisión en línea vista (LOS) a uno severamente obstruido por edificios y árboles. A diferencia de las transmisiones que utilizan un canal tangible, los canales inalámbricos presentan un comportamiento muy aleatorio y por lo tanto su análisis no es nada sencillo.

Los mecanismos de propagación de las ondas electromagnéticas que inciden directamente en la transmisión inalámbrica son básicamente reflexión, difracción y dispersión. La potencia recibida es el parámetro más importante a tener en cuenta en un sistema inalámbrico y ésta depende de estos tres fenómenos.

4.1.1 Reflexión.

Este fenómeno ocurre cuando las ondas electromagnéticas rebotan con objetos cuyas dimensiones son grandes comparadas con la longitud de onda de la misma. Esto es lo que ocurre en la superficie de la tierra o en edificios y paredes. Una onda de radio cuando se está propagando y cambia de medio lo hace con diferentes propiedades eléctricas y es parcialmente transmitida y reflejada, es decir, una parte de la energía es transmitida a el nuevo medio de propagación y otra parte es reflejada por éste. La intensidad eléctrica de la onda reflejada y de la transmitida puede ser relacionada con la onda incidente por medio del coeficiente de reflexión de Fresnel. Este coeficiente de reflexión depende de las propiedades del material y generalmente depende de la polarización, ángulo de incidencia y frecuencia de la onda incidente.

4.1.2 Difracción.

El fenómeno de difracción es el que permite que las ondas se propaguen alrededor de una superficie curva como por ejemplo la tierra. El fenómeno de difracción puede ser explicado por el principio de Huygens, que sostiene que todos los puntos de una onda frontal pueden ser considerados como puntos fuente para la producción de una segunda onda y estas segundas ondas se combinan para producir una nueva onda frontal en la nueva dirección de propagación.

4.1.3 Dispersión.

La señal recibida en un ambiente radio móvil es frecuentemente más potente que lo que se puede deducir del fenómeno de difracción y reflexión solamente. Esto ocurre porque cuando una onda incide en una superficie rugosa o áspera la energía es reflejada en todas las direcciones debido al fenómeno de dispersión. Objetos como postes de luz o árboles tienden a dispersar la energía en todas las direcciones, de esta manera proveen una energía adicional al receptor.

4.2 Propagación en canales inalámbricos de banda ancha.

El modelo mas común usado para describir un canal en tiempo discreto es TDL (tap delay line) es:

$$h[k, t] = h_0\delta[k, t] + h_1\delta[k-1, t] + \dots + h_\nu\delta[k-\nu, t] \quad (\text{EC 4.1})$$

En este modelo el canal en tiempo discreto varía con respecto a la variable t . Generalmente se asume que el canal es muestreado a una frecuencia de $f_s = 1/T$, donde T es el período de símbolo y por lo tanto la duración de la transmisión en este caso es νT . Los $\nu + 1$ valores muestreados son en general números complejos.

Asumiendo que el canal es estático en un período de $(\nu + 1)T$ segundos, se puede describir la salida del canal como:

$$y[k, t] = \sum_{j=-\infty}^{\infty} h[j, t] * x[k-j, t] \quad (\text{EC 4.2})$$

Donde $x(k)$ es una secuencia de datos con una cadencia de $1/T$ y $*$ denota convolución. En una notación más simple el canal puede ser representado en forma vectorial como:

$$h(t) = [h_0(t), h_1(t) \dots h_\nu(t)]^T \quad (\text{EC 4.3})$$

Este modelo es en general bastante preciso lo que implica que es muy difícil diseñar un sistema de comunicación sin saber las características más importantes de $h(t)$.

4.2.1 Atenuación De Camino (Pathloss).

Durante la propagación las señales se debilitan en potencia con la distancia. Esto ocurre debido a que la señal se expande y en consecuencia reduce su densidad de potencia. En el espacio, las ondas se expanden como una esfera y la densidad de potencia se reduce en proporción a la superficie de esta esfera. Si la señal es transmitida por una antena direccional, la señal se propagara como una esfera excepto que la densidad de energía está concentrada en una o más áreas específicas. Si se transmite utilizando una antena omnidireccional la energía sobre la superficie de la esfera es la misma en todas las direcciones.

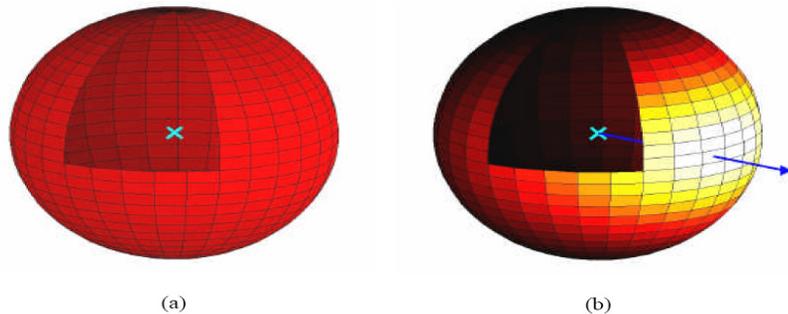


FIGURA 4.1 Propagación de una señal de pulso de un transmisor el cual esta marcado con una X a) desde una antena omnidireccional, la densidad de energía es la misma en todas las direcciones b) de una antena direccional, la energía es concentrada en una dirección aunque aún se expande como una esfera.

El área de la esfera es proporcional al radio al cuadrado y por lo tanto en el espacio la potencia de la señal se reduce proporcionalmente con la distancia al cuadrado como se puede apreciar en la siguiente formula:

$$P_R = P_T G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad (\text{EC 4.4})$$

Donde P_R es la potencia de la señal recibida (Watts), P_T es la potencia de la señal transmitida (Watts), G_R es la ganancia en la antena receptora, G_T es la ganancia de la antena transmisora, λ es la longitud de onda de la portadora RF, y R es la distancia de la transmisión en metros.

En el contexto del modelo TDL $P_R/P_T = E\|h\|^2$ que es el promedio de ganancia del canal.

4.2.2 Atenuación Lenta (Shadowing).

En la mayoría de las aplicaciones inalámbricas el entorno donde la comunicación tiene lugar tiene muchos obstáculos como edificios, árboles, colinas, muros, etc. Como ya se mencionó anteriormente éstos objetos causan reflexión en sus superficies y atenuación a las señales que pasan a través de estos causando un efecto de sombra. Este efecto de sombra depende del tamaño de los objetos que están obstruyendo, el material y la frecuencia de la señal. La mayoría de estos materiales se pueden considerar transparentes a las señales RF comparados con la luz, haciendo posible una transmisión sin línea vista (nLOS) entre el transmisor y el receptor. Aunque muchos de estos materiales permiten la transmisión de señales por medio de ellos, objetos como el metal actúan como espejos debido a que son buenos reflectores, resultando en que cableados entre paredes, aislaciones forradas de metal, refuerzos de metal en el concreto sean objetos bastante opacos para las señales electromagnéticas. Para el caso de grandes objetos como edificios y colinas que absorben gran cantidad de energía de la señal, resultan en una gran pérdida de potencia de la señal detrás de ellos. Bajo estas condiciones la mayoría de la energía recibida usualmente proviene de reflexiones y difracciones que de la incidencia directa de energía de la señal.

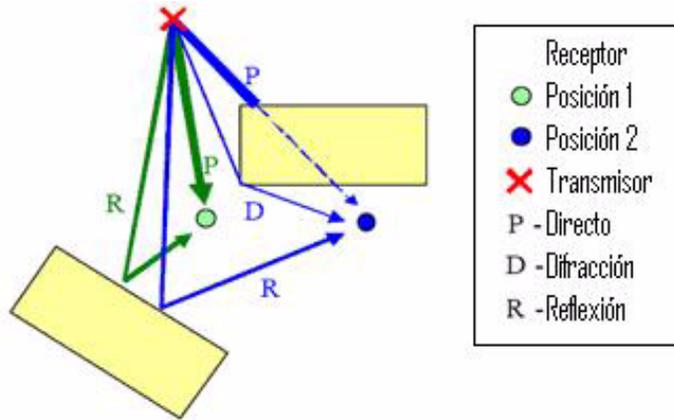


FIGURA 4.2 Efecto de la posición del receptor en relación con la potencia de la señal recibida directamente, por difracción y por reflexión

La atenuación en ambientes nLOS (sin línea vista entre Tx y Rx) es mayor que el valor que se obtiene usando la fórmula para la atenuación en el espacio. La potencia de las señales en ambientes nLOS cae más rápido que en el espacio libre. Una manera común de modelar este factor de atenuación mayor es, en lugar de suponer que la señal decae con el cuadrado de la distancia es encontrar un factor mayor (usualmente esto se realiza empíricamente). Por lo tanto la potencia recibida queda:

$$P_R = P_T G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^\alpha \quad (\text{EC 4.5})$$

Donde α es el exponente de atenuación.

4.3 Multitrayecto.

Un rasgo característico de los canales inalámbricos es el *fading*. A diferencia de la atenuación que es un efecto de gran escala consecuencia de la distancia y los obstáculos, el fading o “desvanecimiento” es causado por la recepción de múltiples versiones de la misma señal. Estas “versiones” son causadas por reflexiones y refracciones y se hace referencia a ellas como multicaminos o multitrayectos. Dichas reflexiones pueden arribar al receptor casi simultáneamente o en intervalos relativamente grandes. Un pequeño cambio en la distancia entre transmisor y receptor, provoca un cambio importante respecto al fading, y los cambios de amplitud recibida son bastante importantes, aunque los efectos por pathloss y shadowing no hayan cambiado.

La función fundamental para describir estadísticamente a los canales con desvanecimiento es la autocorrelación bidimensional $A(\Delta\tau, \Delta t)$. Ésta puede ser pensada como dos funciones $A_t(\Delta t)$ y $A_\tau(\Delta\tau)$. La función de autocorrelación se define como

$$A(\Delta\tau, \Delta t) = E[h(\tau_1, t_1)h^*(\tau_2, t_2)] = E[h(\tau_1, t)h^*(\tau_2, t + \Delta t)] \quad (\text{EC 4.6})$$

$$= E[h(\tau, t)h^*(\tau + \Delta\tau, t + \Delta t)] \quad (\text{EC 4.7})$$

donde se asume que, por un lado, la respuesta del canal es estacionaria en sentido amplio, y por otro lado que las instancias de la respuesta del canal de diferentes caminos arribando en instantes distintos no están correlacionadas.

En las siguientes secciones se analizarán los parámetros fundamentales que representan a éstos canales y su vinculación con la función de autocorrelación.

4.3.1 Esparcimiento de Retardo (Delay Spread) y Ancho de Banda Coherente.

El espacimient o distribución de retardo es un parámetro que especifica la duración de la respuesta del canal. Se considera como el tiempo que transcurre entre el primer y último arribo (no despreciado). Este parámetro se puede hallar considerando la autocorrelación con $\Delta t = 0$ para obtener $A_\tau(\Delta\tau)$. Si $A_\tau(\Delta\tau)$ tiene valores no despreciables en $(0, \tau_{max})$, el *máximo espacimient o de retardo* es τ_{max} . Ésta es una definición importante ya que especifica cuantos “taps” se necesitan para el modelado de la respuesta del canal en tiempo discreto.

El ancho de banda coherente del canal B_c es el parámetro dual del espacimient o de retardo. A grandes rasgos, éste parámetro indica la separación que debe haber entre 2 portadoras f_1 y f_2 para que la respuesta en frecuencia evaluada en dichas portadoras no esté correlacionada.

4.3.2 Efecto Doppler y Tiempo Coherente.

El multicamino entre transmisor y receptor genera para los canales inalámbricos una distribución de potencia temporal, generada por las señales que llegan retardadas al receptor. Cuando existe movilidad entre transmisor y receptor, empieza a influir en el canal de comunicación el efecto Doppler. Hallando la transformada de Fourier de $A_t(\Delta t)$ obtenemos la densidad espectral de potencia de Doppler

$$\rho_f(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} A_t(\Delta t) e^{-\Delta f \Delta t} d\Delta t \quad (\text{EC 4.8})$$

Esta densidad de potencia es distinta de cero únicamente para $\Delta f \in (-f_D, f_D)$ y a f_D se le denomina *máximo Doppler o espacimient o Doppler*. Este parámetro se define: $f_D = \frac{v \cdot f_c}{c}$

donde v es la velocidad máxima entre transmisor y receptor, f_c es la frecuencia portadora, y c la velocidad de la luz. Sobre un ancho de banda grande, el Doppler va a cambiar, ya que estaremos trabajando en varias frecuencias y no solo con una portadora, pero, si forzamos que la comunicación esté limitada en un ancho de banda $B \ll f_c$, la densidad espectral de Doppler puede ser tratada como constante.

De manera análoga a como se definió el ancho de banda coherente, se define un parámetro dual a éste efecto, llamado *tiempo coherente del canal* (T_C). El significado físico de este parámetro es el período de tiempo en el cual se puede considerar que el canal está significativamente correlacionado.

Intuitivamente, existe una proporcionalidad inversa entre el Doppler y el tiempo coherente, $T_C \approx 1/f_D$, ya que si la velocidad relativa entre transmisor y receptor es grande, el Doppler será grande, y el canal variará más rápidamente.

4.3.3 Esparcimiento Angular y Distancia Coherente.

El esparcimiento angular del canal (θ_{RMS}) se asocia a la distribución del ángulo de arribo de las señales al receptor. Un esparcimiento grande implica que la energía llega desde muchas direcciones, provocando una diversidad estadística mayor.

Dualmente, se define la distancia coherente D_C , inversamente proporcional al esparcimiento angular. Una distancia coherente d , significa que 2 elementos separados una distancia d en el receptor percibirán señales esencialmente no correlacionadas en amplitud y fase. Esto toma gran importancia en los sistemas multiantena.

El modelo de Rayleigh, asume un esparcimiento angular uniforme de la forma

$$D_C \approx \frac{9\lambda}{16\pi} \quad (\text{EC 4.9})$$

Por lo tanto, esto da un criterio para diseñar receptores de múltiples elementos de antena, ya que tenemos conocimiento de la separación suficiente para considerar que las señales recibidas son independientes.

4.3.4 Los Efectos Del Multitrayecto.

En un enlace de radio, la señal RF de un transmisor puede reflejarse en objetos tales como colinas, edificios, vehículos, paredes, árboles, etc. Algunas de las señales reflejadas arribaran al receptor creando caminos múltiples de comunicación, por eso a estos ambientes se les llama comúnmente ambientes de multitrayectos.

Las señales recorren diferentes distancias a través de los diferentes caminos y por lo tanto tienen diferente tiempo de propagación. Si se transmite un pulso de RF en un ambiente con multitrayecto se recibirá una señal como muestra la figura 4.3. Cada impulso corresponde a un camino, con la potencia de cada impulso dependiendo de la atenuación que sufra por su camino. Para una señal fija en frecuencia (por ejemplo una onda sinusoidal) el tiempo de propagación se traduce en una rotación de fase de la señal. Esta rotación de fase corresponde a 360 grados para un retardo igual al tiempo de longitud de onda, siendo tiempos de retardo menores al tiempo de longitud de onda rotaciones menores a 360 grados. Cada una de estas señales multicamino tendrán una distancia de propagación diferente y en consecuencia rotación de fase diferente. Estas señales se suman en el receptor resultando en interferencia (constructiva o destructiva). Cada una de las señales de los diferentes caminos puede ser representada con un fasor, donde la magnitud del vector es la potencia de la señal y el ángulo corresponde a la fase.

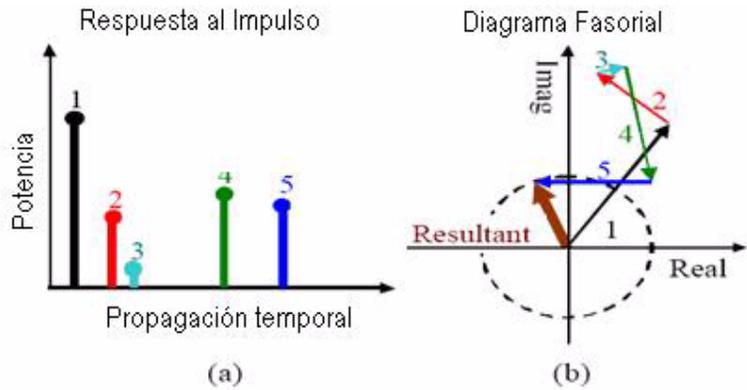


FIGURA 4.3 Respuesta al impulso y diagrama fasorial para un ambiente con multitrayecto. a) respuesta al impulso de un canal con 5 canales significantes. b) diagrama fasorial del mismo canal para una frecuencia RF en particular. El largo de cada vector es la potencia y el ángulo la fase para cada camino. El receptor ve la suma de todas las señales recibidas, la resultante es la suma de todos los fasores.

La diferencia entre la interferencia constructiva y destructiva se puede observar en la figura 4.4.

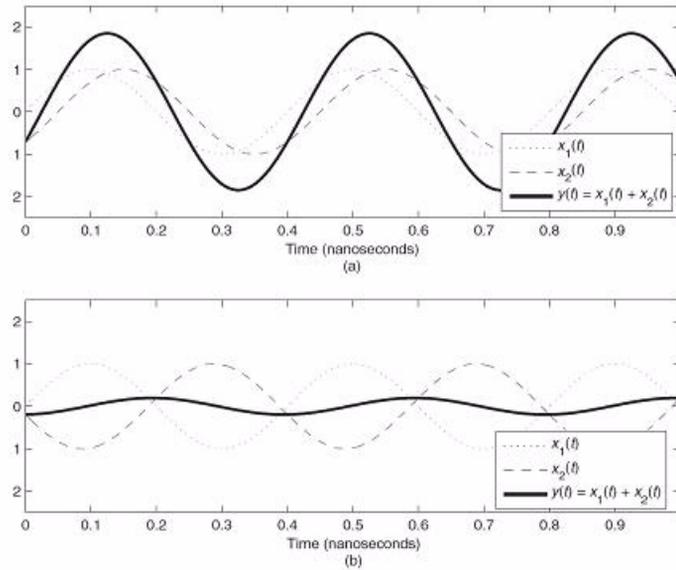


FIGURA 4.4 La diferencia entre a) interferencia constructiva, b) interferencia destructiva. $F_c=2,5\text{GHz}$ es menos de $0,1\text{ns}$ en fase, que corresponde a alrededor 3 centímetros.

En la figura 4.5 se puede observar la respuesta al impulso de un canal correspondiente a un entorno urbano sobre 2,4 km. Esta señal tiene una componente fuerte en el camino directo y otras dos señales importantes debido a la reflexión de esta, con retardo de $4,5\ \mu\text{s}$ y $7,5\ \mu\text{s}$.

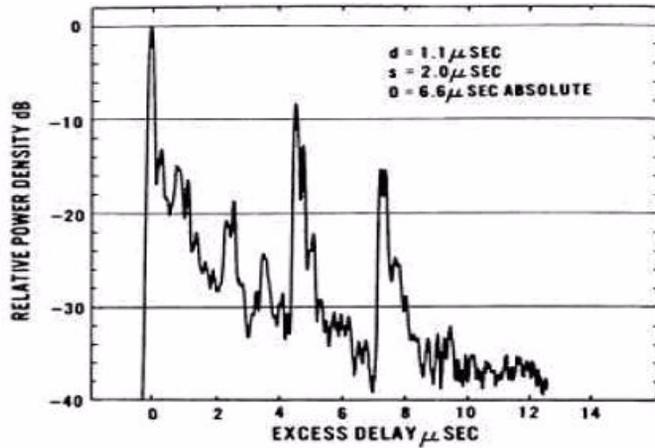


FIGURA 4.5: Respuesta al impulso para un canal de 2,4 km transmitiendo en 910MHz. La altura del transmisor es 120m, la del receptor 2m, 'd' es el promedio del máximo retardo (con respecto al primer retardo), 's' es el esparcimiento del retardo (delay spread) y 'o' es el retardo absoluto de la transmisión.

4.4 Modelos Estandarizados.

Los modelos de canales inalámbricos que se aplican en la realidad, toman en cuenta factores como el tipo de terreno, densidad de árboles, edificaciones, altura y diagrama de radiación de las antenas, velocidad del viento, estación climática, etc. Utilizando modelos de propagación para zonas urbanas (por ejemplo, el modelo Hata-Okumura), y considerando las características de la tecnología en cuestión, se elige un modelo para el canal que refleje de manera adecuada las características de transmisión inalámbrica de dicha tecnología.

La Universidad de Stanford ha estandarizado 6 modelos de canales basados en el modelo TDL mencionado anteriormente en este capítulo, tomando en cuenta distintos tipos de terreno, valores de delay spread, Doppler, etc.

Para este proyecto, se ha considerado un canal puramente caracterizado por ruido blanco Gaussiano, así como también se han tomado como referencia para el análisis los canales SUI-4 (Stanford University Interim) y SUI-6, ya que son adecuados para la simulación y análisis de sistemas MIMO, y toman como base de modelado tipos de terreno distintos. Las características básicas de estos modelos pueden apreciarse en las siguientes tablas.

TABLA 1. SUI 4

	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Unidades
Doppler Shift	0.25	0.25	0.25	Hz.
Retardo	0	1,5	4	μs
Potencia	0	-10	-20	dB

TABLA 2. SUI 6

	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Unidades
Doppler Shift	0.5	0.5	0.5	Hz.
Retardo	0	14	20	μs
Potencia	0	-16	-26	dB

4.5 Resumen.

La potencia recibida promedio puede ser modelada mediante la distancia entre transmisor y receptor, la frecuencia o banda de trabajo y el exponente de pathloss. Las grandes perturbaciones se pueden caracterizar como shadowing, así como también las pequeñas se pueden agrupar y modelar como fading.

Los canales inalámbricos de banda ancha pueden ser modelados en su comportamiento mediante la función de autocorrelación. Uno de estos modelos es el de Rayleigh, el cual ha sido tomado en cuenta en este proyecto para el análisis de los sistemas inalámbricos.

OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplexing.

5.1 Introducción.

El concepto de transmitir datos de forma paralela por medio de la multiplexación por división de frecuencia (FDM) fue publicado a mediados de los años sesenta aunque sus antecedentes pueden remontarse a principio de los años cincuenta. La idea era utilizar las tramas de datos paralelos y FDM con solapamiento de subcanales para evitar utilizar ecualización de alta velocidad y combatir el ruido, la distorsión por multicaminos así como para usar todo el ancho de banda disponible. Las aplicaciones iniciales fueron en el campo de la comunicación militar.

En OFDM cada portadora es ortogonal a todas las otras portadoras de modo que para un número grande de subcanales, las series de generadores de sinusoidales y los demoduladores coherentes requeridos hicieron que esta tecnología fuera extremadamente cara y compleja por esos años. El receptor necesita precisión de fase en la demodulación de portadoras y precisión en los períodos de muestreo para que no exista interferencia importante entre subcanales. Con la utilización de la transformada discreta de Fourier (DFT) para implementar el sistema de transmisión paralelo como parte del proceso de modulación y demodulación, además de eliminar los bancos de osciladores y los demoduladores coherentes requeridos por FDM, fue posible construir un sistema completamente digital con el propósito de realizar la implementación en hardware de la transformada rápida de Fourier (FFT) (Weinstein and Ebert, 1971).

Aunque sea un concepto que tiene alrededor de 50 años, es en la última década que OFDM se convierte en el módem de preferencia en las aplicaciones inalámbricas. Una de las grandes ventajas de un módem OFDM es su capacidad de convertir canales dispersivos de banda ancha en subcanales de banda angosta paralelos, lo que implica una apreciable simplificación de la ecualización en el receptor.

Otra característica intrínseca de OFDM es su flexibilidad en focalizar óptimamente potencia y tasa de envío en las subportadoras de banda angosta. Esta habilidad es particularmente importante para banda ancha inalámbrica, donde los canales multicaminos son “selectivos en frecuencia”.

Actualmente el potencial de OFDM es utilizado en diseños de sistemas discretos multitono (DMT) para aplicaciones xDSL/ADSL, IEEE 802.11 LAN inalámbrica, sistemas de broadcasting digital DAB-T/DVB-T, y 802.16 acceso a banda ancha inalámbrica.

5.2 Principios de OFDM.

OFDM es una técnica de modulación basada en subportadoras que divide el canal en subcanales equiespaciados en frecuencia, de manera que por cada uno de estos, una única subportadora es transmitida. Cada subportadora es ortogonal al resto de las subportadoras.

Esencialmente, si se tiene una señal con una tasa de transmisión R bps con un ancho de banda B ésta es dividida en L subportadoras en paralelo cada una con una cadencia de R/L bps y con un ancho de banda de R/L como se muestra en la figura 5.1.

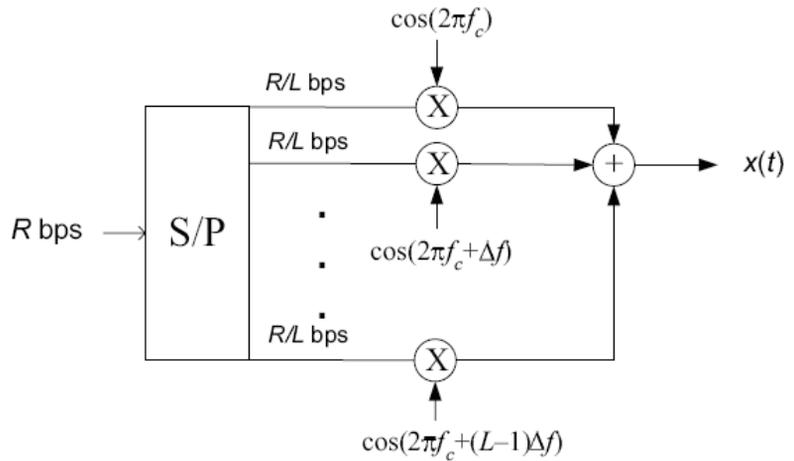


FIGURA 5.1 Un modelo de transmisor de subportadoras básico: una trama de datos de R bps es dividida en L tramas de R/L bps y luego multiplicadas por diferentes portadoras.

Si se considera que el número de subportadoras es lo suficientemente grande como para garantizar que el ancho de banda de cada subportadora es mucho menor que el ancho de banda de coherencia B_C , esto es $\frac{B}{L} \ll B_C$, se puede garantizar que cada subportadora experimentara una respuesta bastante plana al pasar por el canal. De esta manera en el receptor las señales ortogonales pueden ser separadas como se muestra en la siguiente figura.

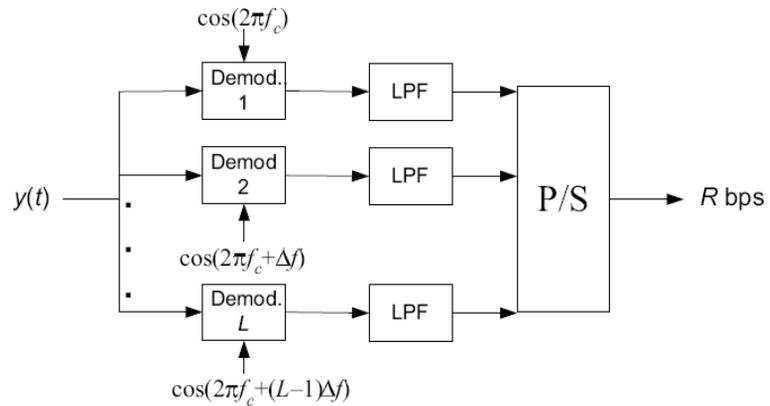


FIGURA 5.2 Un modelo de receptor de subportadoras básico: la señal es dividida en L subportadoras requiriendo para cada una de ellas una detección individual.

De esta manera la señal constituida por las L subportadoras se le llama símbolo OFDM.

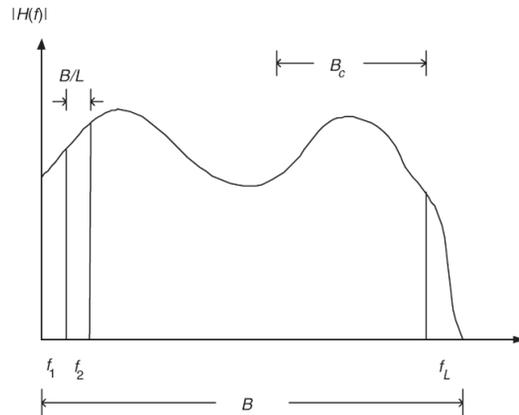


FIGURA 5.3 Ancho de banda y ancho de banda coherente

5.3 Modelo matemático de la señal OFDM.

La descripción matemática de la señal nos permite observar como la señal es generada y como debe operar el receptor, también nos proporciona una herramienta para poder entender los efectos de las imperfecciones en el canal de transmisión. Como se mencionó anteriormente, OFDM transmite un gran número de subportadoras equiespaciadas en frecuencia. Esto se logra mediante técnicas digitales de procesamiento de señales como la FFT. Matemáticamente cada subportadora puede ser descrita como una función compleja:

$$S_c(t) = A_c(t)e^{j[\omega_c + \phi_c(t)]} \quad (\text{EC 5.1})$$

La señal real es la parte real de S_c . Los valores de los parámetros son constantes sobre el período de duración del símbolo τ .

OFDM consiste en muchas subportadoras, de esta manera la señal puede ser representada por:

$$S_s(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n(t)e^{j[\omega_n t + \phi_n(t)]} \quad , \quad (\text{EC 5.2})$$

donde $\omega_n = \omega_0 + n\Delta\omega$.

Si se considera que la forma de cada una de las señales en un período de símbolo, las variables de amplitud y fase toman valores fijos, que dependen de la frecuencia de la subportadora correspondiente y por lo tanto pueden ser escritas como:

$$\phi_n(t) \Rightarrow \phi_n \quad (\text{EC 5.3})$$

$$A_n(t) \Rightarrow A_n \quad (\text{EC 5.4})$$

Si la señal es muestreada usando una frecuencia de muestreo de $1/T$, la señal resultante puede ser escrita como:

$$S_s(kT) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j[(\omega_0 + n\Delta\omega)kT + \phi_n]} \quad (\text{EC 5.5})$$

En este punto se tiene el tiempo en el cual se puede analizar a la señal en N muestras, por lo tanto se obtiene la siguiente relación: $\tau = NT$, simplificando la ecuación anterior y sin pérdida de generalidad al tomar $\omega_0 = 0$, la señal se puede representar:

$$S_s(kT) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j\phi_n} e^{j(n\Delta\omega)kT} \quad (\text{EC 5.6})$$

Esta ecuación puede ser comparada con la forma general de la inversa de la transformada de Fourier:

$$g(kT) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} G\left(\frac{n}{NT}\right) e^{j2\pi\frac{nk}{N}} \quad (\text{EC 5.7})$$

Estas últimas ecuaciones son equivalentes si: $\Delta f = \frac{\Delta\omega}{2\pi} = \frac{1}{NT} = \frac{1}{\tau}$.

Esta es la misma condición que es requerida para la ortogonalidad (que se analizará en el siguiente punto). De esta manera una de las consecuencias de mantener la ortogonalidad entre las subportadoras es que la señal OFDM puede ser definida utilizando los procedimientos de transformada de Fourier.

5.3.1 Ortogonalidad.

Las señales son ortogonales si son mutuamente independientes. Ortogonalidad es una propiedad que permite que muchas señales sean transmitidas en

un canal común y luego correctamente detectadas. La pérdida de ortogonalidad produce contaminación entre las señales de información.

Las señales OFDM son compuestas de una suma de sinusoides, de las cuales cada una corresponde a una subportadora. Cada subportadora en banda base es elegida de manera que sea un múltiplo entero del inverso del tiempo de símbolo, resultando en que todas las subportadoras tienen un número entero de ciclos dentro del tiempo de símbolo. Como consecuencia de esto resulta la ortogonalidad entre las subportadoras. Un conjunto de funciones es ortogonal si se cumple la siguiente condición:

$$\int_0^T s_i(t)s_j(t)dt = \begin{cases} C, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \quad (\text{EC 5.8})$$

Si tomamos que el conjunto de señales son subportadoras entonces:

$$s_k(t) = \begin{cases} \sin(2\pi kf_0 t), & 0 < t < T, k = 1, 2, \dots, M \\ 0, & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (\text{EC 5.9})$$

Donde f_0 es el espaciamiento entre subportadoras, M es el número de subportadoras y T es el período de símbolo. Como el componente en frecuencia más alto es Mf_0 el ancho de banda de transmisión es también Mf_0 .

5.3.2 Ortogonalidad en el dominio de la frecuencia.

Otra manera intuitiva de ver la propiedad de ortogonalidad de las señales OFDM es analizar el espectro de ésta. En el dominio de la frecuencia cada subportadora tiene una respuesta $\frac{\sin(x)}{x}$. Esto como resultado de un tiempo de símbolo igual al inverso de la distancia entre subportadoras. Esta forma rectangular en el tiempo se traduce en un *sinc* en frecuencia que tiene un lóbulo principal angosto y varios lóbulos laterales que decaen lentamente con la magnitud de la diferencia de la frecuencia correspondiente con la frecuencia central.

La naturaleza ortogonal de la transmisión es el resultado de los picos de cada subportadora correspondiente al nulo de la respuesta en frecuencia de todo el resto de las portadoras. Al detectar la señal usando la FFT el espectro no es continuo sino que tiene muestras discretas. Si la FFT está sincronizada en el tiempo, las muestras en frecuencia de la FFT corresponden con los picos de las subportadoras, es por esto que el solapamiento en frecuencia de la región entre subportadoras no afecta si el receptor está sincronizado.

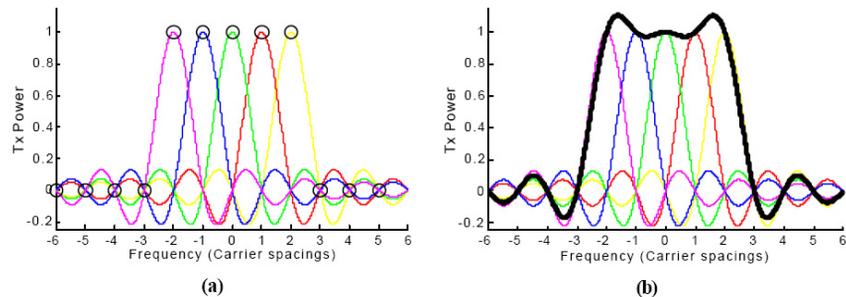


FIGURA 5.4 Respuesta en frecuencia de una señal OFDM de 5 subportadoras. a) espectro de cada subportadora y de las muestras en frecuencia vistas desde el receptor. b) muestra la respuesta combinada de todas las subportadoras (la línea negra).

5.3.3 Conversión serie a paralelo.

La información a ser transmitida está presente en forma de datos en serie, por lo tanto una conversión de serie a paralelo es necesaria para convertir la información a transmitir en símbolos OFDM. Los datos que forman cada símbolo dependen del esquema de modulación y del número de subportadoras. Cuando una transmisión OFDM tiene lugar en un ambiente con multicaminos, la atenuación selectiva en frecuencia puede traer como consecuencia que grupos contiguos de subportadoras sean fuertemente atenuadas y puede causar que la información enviada en estas sea destruida. La mayoría de los FEC (Forward Error Correction) tratan de dispersar los datos y mezclarlos en las subportadoras como parte del proceso de conversión de

serie a paralelo. En el receptor este proceso de mezclado debe realizarse a la inversa de manera de obtener la secuencia correcta de datos enviados. Este tipo de esquemas logran dispersar los errores de manera que estos sean lo más uniformemente distribuidos posibles en el tiempo.

5.3.4 Modulación de subportadoras.

En cada subportadora son colocados bits de información para la transmisión, estos bits son mapeados en esquemas de modulación de amplitud y fase. Existe un gran número de estos esquemas que permiten asignar la más variada cantidad de bits a cada símbolo. La siguiente figura muestra un esquema de modulación 16-QAM, que mapea 4 bits por cada símbolo, es decir cada combinación de 4 bits de datos representa a un único vector IQ (diagrama *en fase vs. cuadratura*) representado por un punto en la figura.

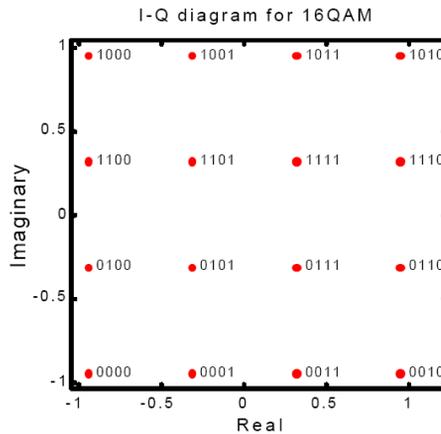


FIGURA 5.5 Ejemplo de una constelación de modulación IQ 16-QAM.

En el receptor la decodificación del vector IQ en los bits de datos correspondientes implementan la demodulación de subportadoras. Durante la transmisión, ruido y distorsión ha sido sumada a la señal debido al ruido térmico, la reducción de potencia de la señal y una imperfecta ecualización del canal. La figura 5.6 muestra un ejemplo de lo que se obtiene desde el receptor.

Para cada vector recibido se debe estimar el lugar de la constelación más cercano y luego se decodifica. Los errores ocurren cuando el ruido excede la mitad de distancia entre dos símbolos, de esta manera la asignación del vector recibido al más cercano en la constelación no es correcta.

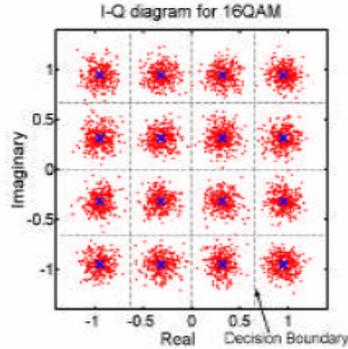


FIGURA 5.6 Recepción en un esquema 16-QAM

5.3.5 Uso de los algoritmos de FFT e IFFT en la conversión del dominio de la frecuencia al tiempo.

Las señales OFDM son típicamente generadas de manera digital debido a la dificultad de crear largos bancos de osciladores y receptores en el campo analógico. En el transmisor se convierte la señal digital a ser transmitida en un mapeo de subportadoras de amplitud y fase. Luego se transforma esta representación espectral en el dominio del tiempo por medio del uso de la IFFT. Es usada la IFFT en lugar de la IDFT ya que ambas implementan la misma operación y la primera tiene una mayor eficiencia computacional. Si se considera un intervalo de tiempo, la señal transmitida está dada por

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{k=-K/2}^{K/2} s_k e^{(j2\pi \frac{k}{T}t)} \Pi\left(\frac{t}{T} - \frac{1}{2}\right) \quad (\text{EC 5.10})$$

Esto significa que por cada período T , OFDM coincide con la serie de Fourier para ese período.

En el receptor, la perfecta sincronización permite implementar un análisis de Fourier que es lo único necesario para recibir los símbolos s_k de la señal:

$$s_k = \langle g_k, s \rangle = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_0^T e^{-j2\pi \frac{k}{T} t} s(t) dt \quad (\text{EC 5.11})$$

La ráfaga de datos digitalmente modulada s_k es mapeada en amplitud y en fase. Luego es dividida en bloques de largo K (o $K+1$) para convertir la señal al dominio del tiempo usando IFFT y luego es convertido de digital a analógico y transmitido. En el dominio de la frecuencia antes de aplicar la IFFT, cada una de las muestras corresponde a una subportadora. La mayoría de las subportadoras son moduladas con datos, los restantes $N_{FFT} - K$ coeficientes son seteados en cero proporcionando una banda de guarda en frecuencia.

En el receptor, la señal en banda base es convertida de analógica a digital. Luego por cada bloque de N_{FFT} muestras, se aplica la FFT y los K coeficientes son recuperados de los N_{FFT} coeficientes espectrales. En la siguiente figura podemos observar como sería un esquema de transmisión y recepción utilizando IFFT y FFT, cabe notar que cada operación realizada en el transmisor se realiza la operación inversa en el receptor.

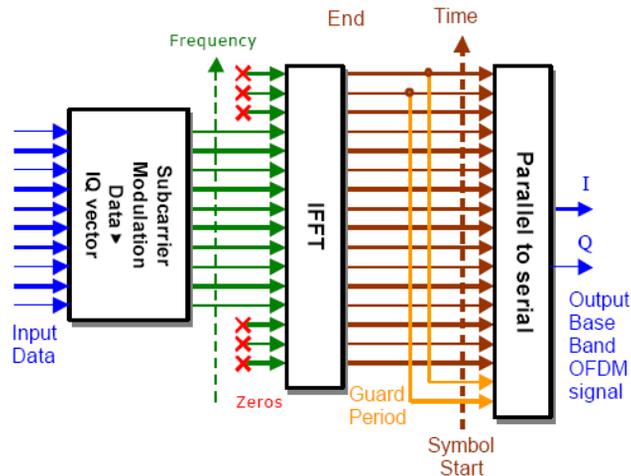


FIGURA 5.7 Esquema de una transmisión OFDM en la etapa de conversión de frecuencia al tiempo usando IFFT.

5.3.6 Período de guarda.

Para un ancho de banda dado la velocidad de transmisión de un sistema OFDM es mucho menor que la de un sistema de una sola portadora. Por ejemplo para un sistema BPSK la cadencia de símbolo corresponde con la velocidad de transmisión, sin embargo para un sistema de multiportadora que usa N_C portadoras resulta en una cadencia de símbolo N_C veces menor. Esta característica de ser una transmisión de símbolo más lenta hace que sea más resistente a la ISI causada por la propagación multicaminos.

La propagación multicaminos es causada por la reflexión de la señal en objetos del ambiente de propagación. El efecto de ISI en OFDM puede ser incluso menor colocando un período de guarda al comienzo de cada símbolo. Este período de guarda es una copia cíclica que extiende el largo del período de símbolo (un símbolo OFDM sin período de guarda, que es igual al largo del tamaño de la IFFT usada para generar la señal, contiene un número entero de períodos).

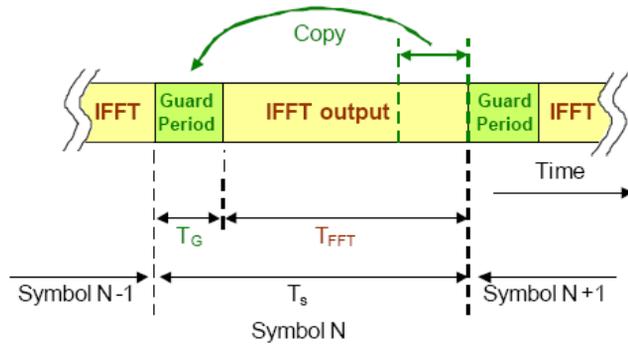


FIGURA 5.8 Agregado de un período de guarda a un símbolo OFDM

El largo total del símbolo es $T_s = T_g + T_{FFT}$, donde T_s es el largo total del símbolo en muestras, T_g es el largo del periodo de guarda en muestras, y T_{FFT} es el largo de la IFFT usada para generar la señal OFDM. Además de proteger contra la ISI, el periodo de guarda también proporciona protección contra errores de sincronización temporal en el receptor.

5.3.7 Protección contra desvíos en el tiempo en el receptor.

Para decodificar la señal el receptor debe obtener la FFT de cada símbolo recibido, para sacar la amplitud y la fase de las subportadoras. Para un sistema que tenga la misma frecuencia de muestreo en el transmisor y en el receptor debe usar el mismo tamaño de FFT en ambos lados para mantener la ortogonalidad entre subportadoras. Cada símbolo tiene $T_g + T_{FFT}$ muestras debido al período de guarda. El receptor únicamente necesita T_{FFT} muestras para decodificar la señal. El receptor puede tomar las muestras necesarias en cualquier momento siempre que no se salga de la frontera del símbolo. Cambiar el momento en que se comienzan a tomar las muestras se traduce únicamente en una rotación de fase de todas las subportadoras de la señal, pero sin perder las propiedades de ortogonalidad entre las mismas. La

rotación de fase es proporcional a la frecuencia de las subportadoras. En ambientes de propagación con multitrayectos la ISI reduce el largo efectivo del período de guarda y por lo tanto lleva a una menor tolerancia del tiempo de offset en recepción.

5.3.8 Ecuación.

En los esquemas de modulación coherentes una buena ecualización del canal es muy importante para compensar los efectos de rotaciones de fase y distorsión de amplitud. La efectividad de esta ecualización depende de la precisión de la estimación del canal. El uso de pilotos y símbolos de referencia son métodos eficientes para la detección de las portadoras y la ecualización de los subcanales de las mismas. Como piloto puede ser usado una senoide o una secuencia binaria conocida. Las características en dos dimensiones (tiempo y frecuencia) en OFDM hacen que la inserción de pilotos sea muy flexible, pudiéndose insertar en el dominio de la frecuencia (portadoras fijas) ó en el dominio del tiempo (paquetes de datos fijos). En un canal con atenuación de frecuencia selectiva, debe existir una alta correlación entre los pilotos y los datos de manera que los primeros deben ser ubicados en frecuencias cercanas a los datos a ecualizar de manera de asegurar una buena estimación del canal para estos datos.

5.3.9 Relación pico promedio (PAPR).

Es la relación entre el valor instantáneo de pico de una señal y su promedio. La relación pico a promedio puede ser determinada para varios parámetros de la señal como voltaje, potencia, frecuencia y fase. Las señales OFDM tienen una relación pico a promedio en potencia mayor que las señales de portadora única. La razón de esto es que en el dominio del tiempo las señales de multiportadoras son la suma de muchas señales de banda angosta y en algunos momentos esta suma es grande y en otros es pequeña, lo que significa que el valor de pico de la señal es sustancialmente mayor que el valor promedio. Este alto PAPR es uno de los desafíos más grandes que enfrenta la implementación de un sistema OFDM, porque reduce la eficiencia y por lo tanto incrementa los costos de los amplificadores de potencia que es uno de los componentes más caros en los dispositivos de comunicación.

Cuando se transmite a través de un dispositivo no lineal, como los amplificadores de potencia o un conversor digital analógico, una señal de pico puede generar saturación y distorsión (producir una inclinación de la constelación o un esparcimiento de la misma). Lo que se busca para mitigar este fenómeno es que el pico de la señal esté tan cerca del promedio como sea posible. Al transmitir en OFDM las subportadoras resultan de una operación de una IFFT de L puntos que se traduce en una suma de L números complejos. Por el teorema central del límite, la salida resultante $\{x_1, x_2, \dots, x_L\}$ puede ser modelada (en particular para L grandes) como variables gaussianas aleatorias con media cero y varianza $\sigma^2 = \varepsilon_x/2$. La amplitud de la señal de salida es:

$$|x_n| = \sqrt{(\text{Re}\{x[n]\})^2 + (\text{Im}\{x[n]\})^2} \quad (\text{EC 5.12})$$

que es una distribución de Rayleigh. La potencia de salida es por lo tanto

$$|x_n|^2 = (\text{Re}\{x[n]\})^2 + (\text{Im}\{x[n]\})^2 \quad (\text{EC 5.13})$$

Distribución exponencial con media $2\sigma^2$. La amplitud y la potencia son aleatorias, de esta manera la PAPR no es una cantidad determinística tampoco.

Se puede definir la PAPR de una señal analógica como:

$$PAPR \equiv \frac{\max |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]} \quad (\text{EC 5.14})$$

Donde esta definición es considerada para el tiempo de duración de un símbolo.

MIMO - Multiple Input Multiple Output.

6.1 Introducción.

El uso de múltiples antenas permite crear canales independientes en el espacio y es una de las áreas más interesantes y prometedoras de reciente innovación en las comunicaciones inalámbricas.

Este esquema permite lograr diversidad espacial, que a diferencia de la diversidad temporal y en frecuencia, no requiere utilizar un ancho de banda adicional.

Además de proveer diversidad espacial, los arreglos de antenas pueden ser usados para focalizar la energía radiada (beamforming) o crear múltiples canales paralelos que permiten flujos de datos independientes (multiplexación espacial). Cuando se utilizan múltiples antenas tanto en transmisión como en recepción, a menudo se hace referencia a estos 3 esquemas como sistemas MIMO (Multiple Input Multiple Output).

La comunicación MIMO puede ser utilizada para lograr varios objetivos:

- Aumentar la confiabilidad del sistema (disminuir la tasa de errores)
- Aumentar la capacidad del sistema (aumentar la tasa de datos)
- Disminuir la potencia de transmisión necesaria
- Aumentar el área de cobertura

En general se habla de MIMO cuando se tienen múltiples antenas tanto en transmisión como en recepción. SIMO (single input multiple output) y MISO (multiple input single output) se refieren a sistemas que utilizan una sola antena en transmisión o recepción respectivamente.

Estos cuatro atributos usualmente compiten entre sí, por ejemplo un aumento en la tasa de bits usualmente requerirá un aumento ya sea en la tasa de errores o en la potencia de transmisión. La manera en que se elige y diseña el sistema multiantena generalmente refleja la importancia atribuida a cada una de estas características por el diseñador, como también los costos asociados a ellas.

A pesar del costo adicional asociado a los sistemas MIMO, la ganancia que estos aportan es tan grande que se cuestiona muy poco el hecho de que jugarán un papel crítico en los sistemas inalámbricos avanzados.

6.2 Beneficios de la diversidad espacial.

Sencillamente utilizando 2 antenas espaciadas adecuadamente, podemos lograr una mejora en performance eligiendo la señal de mayor potencia en recepción, como se ve en la figura 6.1. Este esquema sencillo e intuitivo logra una mejora aprovechando la diversidad estadística de las señales propagadas. De esta manera se pueden mitigar los desvanecimientos de la señal transmitida a través de un canal inalámbrico.

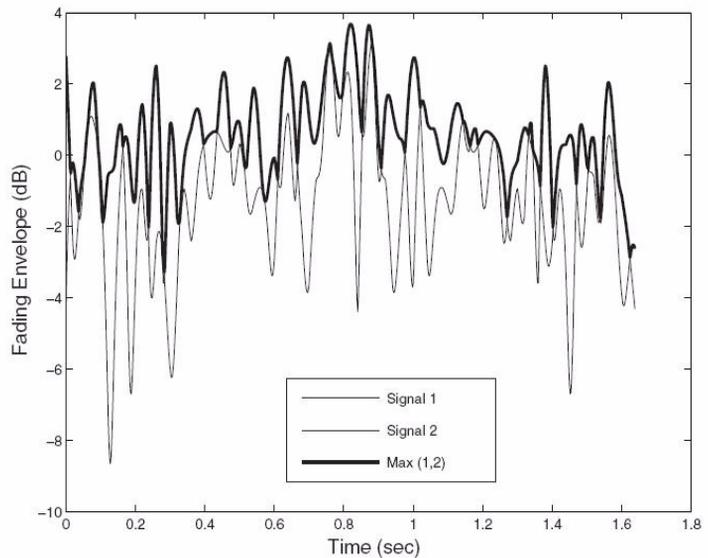


FIGURA 6.1 Selección de rama con mayor potencia para mitigar desvanecimientos de señal.

El costo adicional por antena, manejo de las señales RF, y procesamiento de los flujos de datos no es despreciable, sin embargo este compromiso es usualmente muy atractivo para sistemas de pocas antenas.

A continuación veremos los distintos beneficios asociados a la diversidad espacial.

6.2.1 Array Gain (Ganancia del arreglo).

En la utilización de múltiples antenas en recepción, existen 2 tipos de ganancia disponibles: La ganancia en diversidad, y la ganancia del arreglo. La ganancia por diversidad es consecuencia de los canales independientes formados entre transmisión y recepción y las propiedades estadísticas de los mismos. Por otro lado la ganancia del arreglo no se basa en dichas propiedades, sino que alcanza la mejora de performance mediante la combinación adecuada de la energía recibida en cada antena.

Aunque los canales estén totalmente correlacionados, como puede suceder en un sistema con línea vista, la SNR crece linealmente con la cantidad de antenas receptoras (N_r) debido a la ganancia del arreglo.

En un sistema $N_t \times N_r$ la ganancia del arreglo es N_r . Esto puede verse en el ejemplo de un sistema $1 \times N_r$.

En presencia de desvanecimiento no selectivo de la señal, la señal recibida en cada una de las N_r antenas puede ser caracterizada por

$$y_i = h_i x + n_i = h x + n_i \quad (\text{EC 6.1})$$

Donde $h_i = h$ para todas las antenas, ya que asumimos que están completamente correlacionadas. Por lo tanto, la SNR en cada antena es

$$\gamma_i = \frac{|h_i|^2}{\sigma^2} \quad (\text{EC 6.2})$$

Donde σ^2 es la potencia del ruido, y asumimos energía de señal unitaria

$$(\epsilon_x = E|x|^2 = 1). \quad (\text{EC 6.3})$$

Si superponemos todas las antenas la señal resultante es:

$$y = \sum_{i=1}^{N_r} y_i = N_r h x + \sum_{i=1}^{N_r} n_i \quad (\text{EC 6.4})$$

La SNR global, asumiendo que solo el ruido de cada rama es no correlacionado:

$$\gamma_{\Sigma} = \frac{|N_r h|^2}{N_r \sigma^2} = \frac{N_r |h|^2}{\sigma^2} \quad (\text{EC 6.5})$$

6.2.2 Diversity Gain (Ganancia en Diversidad).

En la capa física, la confiabilidad del sistema típicamente se mide mediante la probabilidad de detectar erróneamente un bit, o la tasa de bits erróneos. La probabilidad de bit erróneo (BEP, por sus siglas en inglés) puede modelarse en escenarios de ruido aditivo como

$$P_b \approx c_1 e^{-c_2 \gamma} \quad (\text{EC 6.6})$$

donde c_1 y c_2 son constantes que dependen de la modulación, y γ es la SNR en recepción. Al ser exponencial esta relación, las instancias de fading (desvanecimiento) afectan predominantemente al BEP/BER.

En escenarios con fading sin diversidad, la relación entre el BER promedio y la SNR puede escribirse como

$$\bar{P}_b = c_3 \gamma^{-1} \quad (\text{EC 6.7})$$

Esta proporcionalidad inversa es mucho más débil comparada con la exponencial negativa, por lo que el BER es dramáticamente menor en un escenario con fading.

Si al sistema se le agregan N_t antenas en transmisión y N_r en recepción correctamente espaciadas, se dice que el orden de diversidad es $N_d = N_t \times N_r$ ya que es el número de caminos no correlacionados entre transmisión y recepción. Al ser muy pequeña la probabilidad de que los N_d caminos pre-

senten una SNR baja simultáneamente, el efecto del orden de diversidad es importante. Con diversidad, el BER promedio mejora:

$$\overline{P}_b = c_4 \gamma^{-N_d} \quad (\text{EC 6.8})$$

Si estuviéramos en una situación en que sólo fuera posible tener ganancia en el arreglo, por ejemplo en una situación con línea vista, el BER sólo se reduciría a

$$\overline{P}_b \approx c_5 (N_d \gamma)^{-1} \quad (\text{EC 6.9})$$

Ya que la ganancia del arreglo sólo provee un aumento lineal en la SNR. En la figura 6.2 se compara los 2 tipos de ganancia, para distintos sistemas multiantena. Se han normalizado las constantes dependientes de la modulación.

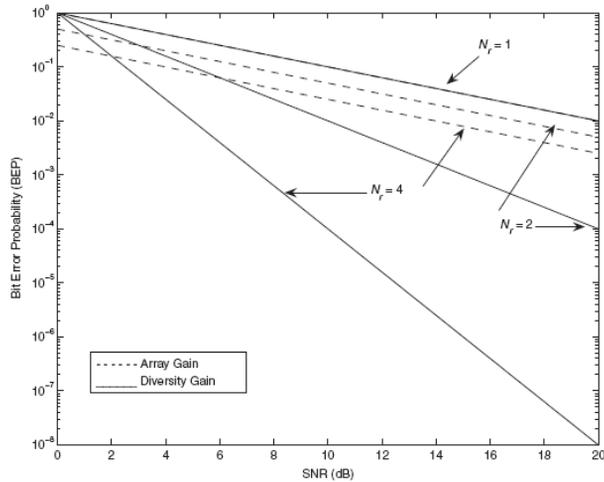


FIGURA 6.2 La diversidad estadística tiene un impacto grande en el BER mientras que la ganancia del arreglo es sólo incremental.

6.2.3 Aumento en la capacidad del sistema (data rate).

La fórmula de Shannon nos da la capacidad para un enlace simple de comunicaciones en presencia de ruido aditivo Gaussiano.

$$C = B \times \log(1 + \gamma) \quad \text{(EC 6.10)}$$

Donde C es la capacidad, o tasa máxima de datos libres de errores, B es el ancho de banda del canal, y γ es la SNR. Gracias a los avances en codificación, con suficiente diversidad se puede alcanzar este límite teórico para algunos enlaces inalámbricos.

Los sistemas de diversidad, aumentan la capacidad logarítmicamente, ya que inciden linealmente sobre la SNR. Pero, en situaciones con SNR baja, pueden llegar a aumentar la capacidad casi linealmente ya que $(\log(1 + x)) \approx x$ para x muy pequeñas, lo que puede ser ventajoso cuando la intención es aumentar la capacidad en condiciones de SNR pobres.

Existe otra manera de aumentar la capacidad, esto es mediante la multiplexación espacial, la cual consta de enviar flujos independientes de datos a través del canal multiantena. Esto implica el uso de sofisticados algoritmos de procesamiento de señal, pero nos permite un aumento lineal de la capacidad en niveles altos o medios de SNR. Específicamente, el aumento de la capacidad es lineal al mínimo de antenas de transmisión y recepción.

6.2.4 Disminución de la potencia de transmisión necesaria o aumento del área de cobertura.

La disminución de potencia necesaria y el aumento en la cobertura son dos aspectos que compiten directamente entre sí. La ganancia del arreglo (y la de diversidad) provee un aumento en el área de cobertura que puede ser ahorrada en potencia de transmisión.

Solamente tomando la ganancia del arreglo, podemos ver como el aumento (N_r) de la SNR incide en la cobertura. Esto puede probarse utilizando algún modelo de propagación. Análogamente podemos decir que para cubrir el mismo radio utilizando un sistema multiantena podremos transmitir con menor potencia.

6.3 Diversidad en Recepción.

El esquema de diversidad más utilizado es en recepción, usualmente con 2 antenas. Esto es lo usual en estaciones radio base de telefonía celular, y en puntos de acceso inalámbricos a LAN's.

La diversidad en recepción no impone requerimientos en el transmisor, pero necesita de inteligencia en la recepción para procesar los N_r flujos de datos y combinarlos de alguna manera.

A continuación veremos 2 tipos muy difundidos de combinación, Selection Combining (SC) y Maximum Ratio Combining (MRC).

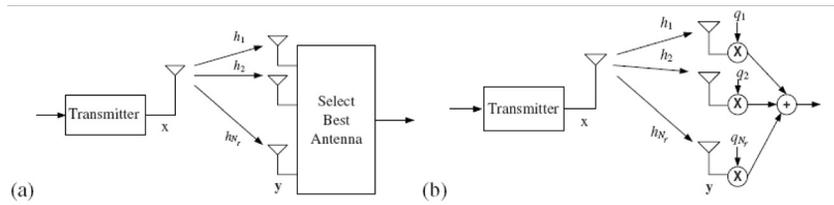


FIGURA 6.3 Diversidad en recepción: (a) Selection Combining y (b) Maximum Ratio Combining

6.3.1 Selection Combining.

Es el tipo de combinador más simple, la idea (bastante intuitiva) es estimar instantáneamente la potencia en cada flujo de los N_r y elegir el mayor. Al desechar la energía utilizable del resto de los flujos, este esquema es claramente subóptimo, pero su simpleza lo hace muy atractivo en algunos casos.

La ganancia en diversidad de este combinador, puede verse fácilmente calculando la probabilidad de error, tomada como la probabilidad de que la SNR caiga por debajo de cierto umbral $P_{out} = P[\gamma < \gamma_0] = p$ asumiendo N_r flujos no correlacionados.

$$\begin{aligned}
 P_{out} &= P[\gamma_1 < \gamma_0, \gamma_2 < \gamma_0, \dots, \gamma_{N_r} < \gamma_0] && \text{(EC 6.11)} \\
 &= P([\gamma_1 < \gamma_0]P[\gamma_2 < \gamma_0] \dots P[\gamma_{N_r} < \gamma_0]) = p^{N_r}
 \end{aligned}$$

Para un canal Rayleigh

$$p = 1 - e^{-\frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}}} \quad (\text{EC 6.12})$$

donde $\bar{\gamma}$ es la SNR en recepción promediada, por lo tanto el SC dramáticamente reduce la P_e a

$$P_{out} = \left(1 - e^{-\frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}}} \right)^{N_r} \quad (\text{EC 6.13})$$

Y la SNR promedio para un SC de N_r ramas queda

$$\bar{\gamma}_{SC} = \bar{\gamma} \sum_{i=1}^{N_r} \frac{1}{i} = \bar{\gamma} \left(1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{3} + \dots + \frac{1}{N_r} \right) \quad (\text{EC 6.14})$$

Por lo tanto, si bien la SNR aumenta con cada antena adicional, la contribución de antenas adicionales disminuye rápidamente. Como ejemplo, si nuestro objetivo es un $P_e = 10^{-4}$, vemos una mejora de 15 dB con una segunda antena, y unos 20 dB con una tercer antena.

6.3.2 Maximum Ratio Combining.

MRC combina toda la información recibida con el objetivo de maximizar la SNR, de ahí viene su nombre. Funciona asignándole pesos a cada rama mediante un factor complejo $q_i = |q_i|e^{j\phi_i}$ y luego sumando las N_r ramas como vemos en la figura. La señal recibida en cada rama puede ser escrita como $x(t)h_i$ asumiendo un fading plano con un valor complejo $h_i = |h_i|e^{j\theta_i}$ en la i -ésima rama.

La señal combinada es

$$y(t) = x(t) \sum_{i=1}^{N_r} |q_i| |h_i| e^{j(\phi_i + \theta_i)} \quad (\text{EC 6.15})$$

Si forzamos que la fase del coeficiente de combinación sea $\phi_i = -\theta_i$ para todas las ramas la SNR puede ser escrita como

$$\gamma_{MRC} = \frac{\varepsilon_x \left(\sum_{i=1}^{N_r} |q_i| |h_i|^2 \right)}{\sigma^2 \sum_{i=1}^{N_r} |q_i|^2} \quad (\text{EC 6.16})$$

Donde ε_x es la energía de la señal transmitida. Maximizando esta expresión mediante la derivación respecto de $|q_i|$ arroja los valores $|q_i| = |h_i|^2 / \sigma^2$.

O sea, cada rama es multiplicada por su SNR. El efecto que causa esto es aumentar las ramas con señales de mayor energía y disminuir las de menor, asignándoles pesos relativos más pequeños.

La SNR final queda

$$\gamma_{MRC} = \frac{\varepsilon_x \sum_{i=1}^{N_r} |h_i|^2}{\sigma^2} \quad (\text{EC 6.17})$$

Se debe observar que aunque MRC maximiza la SNR y generalmente tiene una buena performance, puede no ser óptimo en muchos casos ya que ignora la energía de la señal dada por la interferencia.

En escenarios limitados en interferencia como lo es WiMax, MRC es muy recomendable aunque no sea tan simple como SC o EGC (Equal Gain Combining).

6.4 Diversidad en Transmisión.

La diversidad espacial en transmisión es un fenómeno posterior a la diversidad en recepción, y ha sido ampliamente implementado. Como las señales enviadas de diferentes antenas interfieren entre sí, se necesita procesamiento tanto en transmisión y recepción para alcanzar diversidad y a la vez remover o atenuar la interferencia espacial.

Particularmente, la diversidad en transmisión es atractiva en sistemas basados en infraestructura como redes celulares o WiMax, ya que las múltiples antenas pueden ponerse en las radiobases y no en los móviles, los cuales tienen grandes restricciones de autonomía de batería, espacio, y costo.

Adicionalmente, al ya contar con un sistema multiantena en la radio base para tener diversidad en recepción, reduce el costo de implementar diversidad en transmisión.

Los sistemas multiantena para transmisión, ya sea diversidad o multiplexación espacial son comúnmente clasificados en sistemas de lazo abierto y lazo cerrado. Los sistemas de lazo abierto no requieren conocimiento del canal en el transmisor. Por el contrario los de lazo cerrado sí, por lo que o bien necesitan reciprocidad en el canal, lo cual puede ser posible en TDD, o un canal de realimentación en el sentido uplink.

6.4.1 Sistemas de lazo abierto.

El esquema más popular de diversidad en transmisión de lazo abierto es la codificación espacio-tiempo (STC), donde un código conocido por el receptor es aplicado en transmisión. Aunque el canal debe ser conocido en recepción para decodificar las señales, esto no agrega complejidad ya que en general el canal debe ser conocido para otras operaciones de decodificación. El surgimiento de estos códigos se dió en la década del 90. De los muchos tipos de códigos STC, nos enfocaremos en los de bloques STBC's, ya que son de fácil implementación y son utilizados en WiMax.

A fines de los 90 hubo un gran avance en la materia el cual es referido como el código Alamouti, por su inventor. Este simple código ganó gran popularidad gracias a su simplicidad de implementación ya que es lineal, y su carácter de óptimo en cuanto al orden de diversidad.

El STBC más simple corresponde a 2 antenas transmisoras y una receptora (sistema MISO). Si tenemos 2 símbolos a transmitir, s_1 y s_2 , el código Alamouti envía en 2 tiempos de símbolo:

TABLA 1. Esquema Alamouti

	Antena 0	Antena 1
Tiempo 0	s_1	s_2
Tiempo 1	$-s_2^*$	s_1^*

En vez de aumentar directamente la capacidad del sistema, la meta de la codificación espacio-tiempo es lograr la diversidad espacial del canal.

Asumiendo un canal con fading plano, $h_1(t)$ es la ganancia del canal desde la antena transmisora 1 a la receptora y $h_2(t)$ desde la antena 2. Se debe asumir también, que el canal permanece constante durante 2 tiempos de símbolo, $h_1(t=0) = h_1(t=T) = h_1$. Esto es razonable si $f_D T \ll 1$ lo cual es usualmente verdadero.

La señal recibida $r(t)$ se escribe como

$$r(0) = h_1 s_1 + h_2 s_2 + n(0) \quad \text{(EC 6.18)}$$

$$r(T) = -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n(T) \quad \text{(EC 6.19)}$$

Donde $n(\)$ es una muestra de ruido blanco Gaussiano. El siguiente esquema de combinación puede ser utilizado, asumiendo conocimiento del canal en recepción.

$$y_1 = h_1^* r(0) + h_2 r^*(T) \quad \text{(EC 6.20)}$$

$$y_2 = h_2^* r(0) - h_1 r^*(T) \quad \text{(EC 6.21)}$$

Por lo tanto,

$$\begin{aligned} y_1 &= h_1^*(h_1s_1 + h_2s_2 + n(0)) + h_2(-h_1^*s_2 + h_2^*s_1 + n^*(T)) \\ &= (|h_1|^2 + |h_2|^2)s_1 + h_1^*n_0 + h_2n^*(T) \end{aligned} \quad (\text{EC 6.22})$$

Y análogamente

$$y_2 = (|h_1|^2 + |h_2|^2)s_2 + h_2^*n_0 - h_1n^*(T) \quad (\text{EC 6.23})$$

Por lo tanto, este simple decodificador que linealmente combina las señales $r(0)$ y $r(T)$ es capaz de eliminar toda la interferencia espacial, dando la SNR resultante,

$$\gamma_\Sigma = \frac{(|h_1|^2 + |h_2|^2)^2}{|h_1|^2\sigma^2 + |h_2|^2\sigma^2} \times \frac{\epsilon_x}{2} = \frac{|h_1|^2 + |h_2|^2}{\sigma^2} \times \frac{\epsilon_x}{2} \quad (\text{EC 6.24})$$

Podemos ver que este resultado es similar al de MRC, sin embargo, para que sean comparables, debemos enviar con la mitad de potencia en cada canal para que la energía total por símbolo sea ϵ_x en ambos casos.

O sea, para STBC, $E|s_1|^2 = E|s_2|^2 = \epsilon_x/2$ ya que cada uno se envía 2 veces.

En resumen, el código Alamouti en 2×1 , alcanza el mismo orden de diversidad y tasa de transferencia que el MRC, pero con una penalización de 3 dB como consecuencia de la redundancia necesaria para mitigar la interferencia espacial. El decodificador utilizado aquí es el Maximum Likelihood Decoder.

Otro gran grupo de códigos son los *trellis codes* los cuales introducen memoria y algoritmos complejos de decodificación, y logran una performance usualmente 2 dB mayor que los STBC.

Cabe destacar que en WiMax u otros sistemas basados en OFDM, la codificación espacio-tiempo puede ser implementada como códigos de espacio-frecuencia (SFBC), donde subportadoras adyacentes en vez de ranuras de tiempo- son utilizadas para codificar. La hipótesis que se maneja en éste

caso es que las subportadoras adyacentes tienen una respuesta al canal prácticamente idéntica.

Si se usa STC con OFDM, la implementación es sobre 2 símbolos OFDM, como éstos pueden ser bastante largos en duración, se debe tener cuidado de no abusar de la hipótesis que el canal debe permanecer constante durante 2 tiempos de símbolo.

6.4.1.1 Diversidad en transmisión $N_t \times N_r$.

Obviamente es deseable lograr la ganancia tanto de MRC como de STBC simultáneamente, lo cual es de hecho posible en muchos casos. En general, esquemas como Alamouti 2×1 no existen para muchas combinaciones de N_r y N_t , lo cual motivó a la comunidad científica a investigar y desarrollar métodos para diseñar STBC's de uso más general y que alcancen la diversidad requerida.

Veremos un ejemplo de combinación de MRC con STBC, el STBC 2×2 .

Ahora caracterizamos el canal por una matriz 2×2 .

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}$$

Las señales resultantes para las antenas 1 y 2 se representan como

$$r_1(0) = h_{11}s_1 + h_{21}s_2 + n_1(0) \quad \text{(EC 6.25)}$$

$$r_1(T) = -h_{11}s_2^* + h_{21}s_1^* + n_1(T) \quad \text{(EC 6.26)}$$

$$r_2(0) = h_{12}s_1 + h_{22}s_2 + n_2(0) \quad \text{(EC 6.27)}$$

$$r_2(T) = -h_{12}s_2^* + h_{22}s_1^* + n_2(T) \quad \text{(EC 6.28)}$$

Usando el mismo esquema de combinación

$$y_1 = h_{11}^* r_1(0) + h_{21} r_1^*(T) + h_{12}^* r_2(0) + h_{22} r_2^*(T) \quad (\text{EC 6.29})$$

$$y_2 = h_{21}^* r_1(0) - h_{11} r_1^*(T) + h_{22}^* r_2(0) - h_{21} r_2^*(T) \quad (\text{EC 6.30})$$

y las estadísticas de decisión quedan:

$$y_1 = (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{22}|^2) s_1 + \beta_1 + \beta_2 + \beta_3 + \beta_4 \quad (\text{EC 6.31})$$

$$y_2 = (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{22}|^2) s_2 + \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 + \alpha_4 \quad (\text{EC 6.32})$$

donde α_i y β_i representan términos de ruido, logrando una SNR global

$$\gamma_\Sigma = \frac{\left(\sum_i \sum_j |h_{ij}|^2 \right)^2}{\sigma^2 \sum_i \sum_i |h_{ij}|^2} \cdot \frac{\epsilon_x}{2} = \frac{\sum_{i=1}^2 \sum_{i=1}^2 |h_{ij}|^2}{\sigma^2} \cdot \frac{\epsilon_x}{2} \quad (\text{EC 6.33})$$

Esta expresión para SNR es igual a MRC para 4 antenas receptoras, donde hay una pérdida de 3 dB dada a la doble transmisión de cada símbolo.

Un STBC ortogonal, que alcance diversidad total, sobre un canal $N_t \times N_r$, va a proveer una ganancia en diversidad equivalente a la de un MRC con $N_t N_r$ antenas, con una penalización de $10 \cdot \log N_t$ dB en potencia de transmisión dada por las N_t antenas. En otras palabras, en general va a resultar beneficioso tener arreglos de antenas balanceados, ya que esto maximiza el orden de diversidad para un número fijo de antenas.

6.4.1.2 Diversidad en transmisión versus diversidad en recepción.

Los ejemplos mostrados aquí, ponen en evidencia que la diversidad en recepción y transmisión son capaces de lograr una diversidad mejorada que aumenta la robustez del canal inalámbrico con fading. La manera en que logran esta mejora es bien distinta.

En Recepción.

En un esquema MRC SIMO con N_r antenas, la SNR en recepción crece continuamente agregando antenas, y este crecimiento es lineal:

$$\gamma_{MRC} = \frac{\epsilon_x}{N_t \sigma^2} \sum_{i=1}^{N_t} |h_i|^2 = \sum_{i=1}^{N_t} \gamma_i \quad (\text{EC 6.34})$$

Dando una SNR promediada de

$$\bar{\gamma}_{MRC} = N_r \bar{\gamma} \quad (\text{EC 6.35})$$

Donde $\bar{\gamma}$ es la SNR promediada de cada rama, el crecimiento es lineal al aumento de antenas de recepción. Basándonos en la fórmula de Shannon, la capacidad aumenta logarítmicamente con N_r .

En Transmisión.

Dada la pérdida en potencia de transmisión inherente en los sistemas de diversidad en transmisión, la SNR en recepción no siempre crece al agregar antenas, sino que con una sola antena en recepción, la SNR combinada para un STBC ortogonal generalmente tiene la forma

$$\gamma_{\Sigma} = \frac{\epsilon_x}{N_t \sigma^2} \sum_{i=1}^{N_t} |h_i|^2 \quad (\text{EC 6.36})$$

Aumentando el número de antenas y utilizando el resultado de la ley de los grandes números, la expresión toma la forma siguiente:

$$\gamma_{\Sigma} \rightarrow \frac{\epsilon_x}{\sigma^2} \cdot E[|h_1|^2] \quad (\text{EC 6.37})$$

En otras palabras, la diversidad en transmisión de lazo abierto elimina los efectos del desvanecimiento (fading) de la señal pero no aumenta el valor promedio de SNR utilizable en el receptor. El modelo de lazo abierto se implementará en este proyecto.

6.4.2 Sistemas de lazo cerrado.

Si agregamos realimentación al sistema, el transmisor puede tener conocimiento del canal hacia el receptor. Como el canal cambia rápidamente en un escenario con alta movilidad, los esquemas en lazo cerrado tienden a ser implementables primero en escenarios fijos o de baja movilidad.

No se implementarán sistemas de lazo cerrado en este proyecto.

Como se verá, hay una ganancia sustancial en muchos casos dada al conocimiento del estado del canal (CSI Channel State Information) en el transmisor, particularmente en los sistemas de multiplexación espacial tratados más adelante en éste capítulo.

En la figura 6.4 vemos la configuración básica de diversidad en transmisión de lazo cerrado. En general, el receptor puede tener múltiples antenas, pero tomaremos el caso MISO por simplicidad. Un algoritmo de codificación es responsable de aprovechar el CSI para utilizar efectivamente los N_t canales disponibles. Asumiremos que recibimos mediante el lazo un perfecto conocimiento del canal, y veremos 2 importantes tipos de esquemas de lazo cerrado.

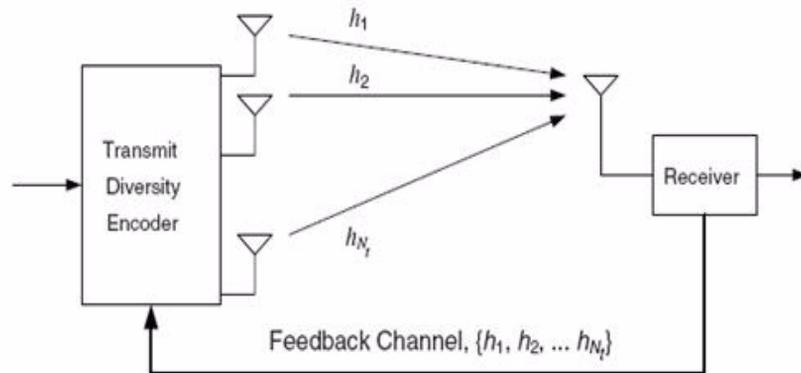


FIGURA 6.4 Diversidad en transmisión con lazo cerrado

6.4.2.1 Diversidad en selección de Transmisión.

TSD (Transmission Selection Diversity) es la forma más simple de diversidad en transmisión, y también una de las más efectivas. En este esquema propuesto por Winters, solo un subgrupo $N^* < N_t$ de antenas es utilizado en un instante dado. El subgrupo seleccionado corresponde con los mejores canales (instantáneos) entre transmisor y receptor.

Este esquema tiene las siguientes ventajas:

1. reducir significativamente costos de hardware y computacionales,
2. reducir la interferencia espacial, ya que se envían menos señales,
3. lograr un orden de diversidad N^*N_t , dado el número de antenas utilizadas.

Pese a ser óptimo en cuanto al orden de diversidad, no es óptimo en cuanto a la ganancia por diversidad.

En el caso más simple, una sola antena es seleccionada, la que resulte con mejor ganancia entre transmisor y receptor. Esto es equivalente al esquema SC en términos estadísticos.

Pero, TSD no sufre de la penalización de 3dB relativa a los sistemas de diversidad en recepción y alcanza el mismo orden de diversidad. La SNR promedio con una antena seleccionada en un sistema $N_t \times 1$ con canales Rayleigh i.i.d. es

$$\gamma_{TSD} = \bar{\gamma} \sum_{i=1}^{N_t} \frac{1}{i} \quad \text{(EC 6.38)}$$

El cual es idéntico a SC. En otras palabras, TSD logra el orden de diversidad total, y por lo tanto es robusto frente al fading, pero sacrifica un poco la performance de SNR comparado a sistemas que capturan toda la energía disponible en transmisión y recepción.

La retroalimentación requerida para TSD es bastante simple, ya que lo único que se necesita son los índices de las antenas "ganadoras", y no el CSI completo. En el caso de TSD de una antena solo $\log_2 N_t$ bits retroalimentados se necesitan para cada instancia del canal.

En el caso de N^* antenas activas, elegir las mejores N^* de N_t puede resultar en una búsqueda costosa, sin embargo, en la mayoría de las implementaciones prácticas, se eligen 2 de 4, lo que implica elegir entre 6 posibles combinaciones.

En el contexto de WiMax, hay una desventaja crucial para TSD, y es que su ganancia está usualmente muy limitada en un canal selectivo en frecuencia. Si el ancho de banda del canal es mucho mayor al ancho de banda coherente del canal, existe una diversidad en frecuencia considerable, y la potencia recibida en la banda completa va a ser aproximadamente constante independientemente de la antena que se seleccione. Si cada subportadora OFDM fuera capaz de elegir la antena que maximizará su ganancia de subportadora, TSD sería muy efectivo, pero enviar distintos subgrupos de subportadoras en cada antena transmisora destruiría el propósito principal de TSD: ahorrar el procesamiento de RF de las $N_t - N^*$ antenas no seleccionadas.

Además, la retroalimentación aumentaría significativamente. Por lo tanto, TSD es más adecuado para aplicaciones con anchos de banda pequeños, lo cual limita mucho su aplicación.

6.4.2.2 Linear Diversity Precoding.

La precodificación lineal es una técnica simple para mejorar la tasa de datos, o la confiabilidad del enlace, explotando el CSI en el transmisor. Veremos un caso de LDP llamado *Diversity Precoding*, en el cual la tasa de datos no cambia, y el precodificador lineal en el transmisor, y el poscodificador lineal en el receptor son aplicados solo para aumentar la confiabilidad del enlace.

De esta forma podremos comparar con STBC, y la ventaja de tener CSI en el transmisor va a ser evidente.

Con precodificación lineal, el vector recibido es

$$y = G(HFx + n) \quad (\text{EC 6.39})$$

Donde el tamaño de los vectores del símbolo transmitido x y el recibido y es $M \times 1$, de la matriz G del poscodificador es $M \times N_r$, de la matriz del canal H es $N_r \times N_t$, de la matriz del precodificador F es $N_t \times M$, y el del vector de ruido n es $N_r \times 1$. Para el caso de Diversity Precoding, ($M = 1$) y el pre-codificador F y el pos-codificador G son construidos a partir de la descomposición en valores singulares de H . En este caso, el modelo equivalente del canal luego de la pre y poscodificación para un símbolo dado es $y = \sigma_{max} \cdot x + n$.

Por lo tanto, la SNR recibida es

$$\gamma = \frac{\varepsilon_x}{\sigma^2} \sigma_{max}^2 \quad (\text{EC 6.40})$$

Donde σ^2 es la varianza del ruido. Como el valor esperado de σ_{max} no es determinístico, solo puede ser acotado por

$$\frac{\|H\|_F^2}{N_t} \cdot \frac{\varepsilon_x}{\sigma^2} \leq \gamma \leq \|H\|_F^2 \cdot \frac{\varepsilon_x}{\sigma^2} \quad (\text{EC 6.41})$$

Donde $\| \cdot \|_F$ denota la norma de Frobenius y se define como

$$\|H\|_F^2 = \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{j=1}^{N_r} h_{ij}^2$$

Por otro lado, generalizando la expresión de la SNR para un STBC 2×2 , la SNR se expresa como

$$\gamma_{STBC} = \frac{\|H\|_F^2 \varepsilon_x}{N_t \sigma^2} \quad (\text{EC 6.42})$$

Comparando los resultados, vemos que la pre-codificación lineal alcanza una SNR más alta que el STBC de lazo abierto, por un factor N_r . Cuando $N_r = 1$, la ganancia total en SNR de $10 \cdot \log N_r$ dB es alcanzada, esto es, la cota superior de la ecuación es una igualdad.

Para usar precodificación lineal, se requiere retroalimentar la CSI. Luego, debe aplicarse alguna codificación para mantener las tasa de transferencia en el lazo pequeñas.

6.5 Beamforming.

En contraste a las técnicas de diversidad, los elementos disponibles en la antena pueden ser utilizados para ajustar la potencia de las señales transmitidas y recibidas, basándose en la dirección física, o la dirección en el sentido matemático de la palabra. Esta focalización de energía se alcanza ecualizando cada elemento de antena apropiadamente.

Existen 2 tipos bien distintos de "*beamforming*" o formación de rayo: DOA (direction of arrival), basado en la dirección de arribo (dirección física), y eigenbeamforming (dirección matemática). Estas 2 variantes de la técnica de formación del rayo son radicalmente distintas, pero se suele referirse a ambas como beamforming.

No se implementarán sistemas con beamforming en este proyecto.

6.5.1 Beamforming basado en la dirección del arribo.

Las señales que llegan a un receptor usualmente consisten en energía de la señal deseada y energía interferente, por ejemplo, de otros usuarios o de reflexiones por multicaminos. Esta superposición de señales puede ser caracterizada por la dirección de arribo (DOA) o el ángulo de arribo (AOA). Estas direcciones pueden ser estimadas mediante técnicas de procesamiento de señal, existen algoritmos diseñados para ello, como MUSIC, ESPRIT y MLE. Tomando las DOA's, el bloque formador de rayo genera un vector de pesos para los elementos de antena, y los utiliza para transmitir o recibir la señal deseada de un usuario en particular suprimiendo las señales interferentes.

La diferencia en distancia de propagación entre elementos adyacentes del arreglo de antenas puede ser formulada como un retardo en tiempo de arribo, $\tau = d/(c \sin \theta)$ En consecuencia, la señal que arriba al segundo elemento de antena puede ser expresada en función de la señal en el primero de la siguiente manera

$$y_2(t) = y_1(t) \exp(-j2\pi f_c \tau) \quad (\text{EC 6.43})$$

$$= y_1(t) \exp\left(-j2\pi f_c \frac{d \sin \theta}{\lambda}\right) \quad (\text{EC 6.44})$$

Siendo d el espaciamiento entre elementos de antena.

El resultado es que la ganancia de la antena aumenta en la dirección de la señal deseada y simultáneamente disminuye en las direcciones de señales interferentes.

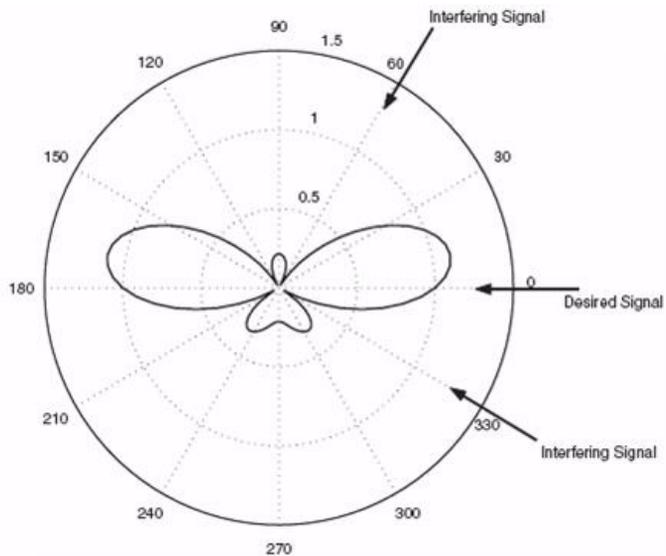


FIGURA 6.5 Patrón de radiación de un sistema DOA con 3 elementos de antenas espaciados $\lambda/2$

6.5.2 Eigenbeamforming.

A diferencia de beamforming basado en DOA, esta técnica no utiliza vectores basados en el arreglo de antenas, sino en la respuesta al impulso del canal para cada elemento de antena, para encontrar vectores de peso siguiendo algún criterio de optimización, por ejemplo maximizar la SNR, o la minimización por mínimos cuadrados.

Utilizando conocimiento del canal en transmisión, eigen-beamforming utiliza la respuesta del canal descompuesta en valores propios (eigenvalues) para focalizar la energía transmitida al usuario deseado aún en presencia de interferencia co-canal con numerosos AOA.

6.6 Multiplexación Espacial.

Desde un punto de vista de la tasa de transferencia de datos, el tipo más atractivo de comunicación MIMO es la multiplexación espacial: dividir el flujo de datos entrante en N_t flujos independientes más pequeños. Asumiendo que estos flujos pueden ser decodificados exitosamente, la eficiencia espectral es amplificada por el factor N_t . Esto implica que agregar elementos de antena mejora la posibilidad de tener grandes flujos de datos para acceso inalámbrico de banda ancha.

Por otro lado, la mayoría de la literatura en la materia es demasiado teórica, y muchas veces su viabilidad no es lo suficientemente buena para una tecnología como WiMax.

6.6.1 Introducción.

El modelo matemático más utilizado para la multiplexación espacial es similar al utilizado para los códigos espacio-tiempo.

$$y = Hx + n \quad (\text{EC 6.45})$$

donde el tamaño del vector recibido y es $N_r \times 1$, la matriz del canal H es $N_r \times N_t$, el vector transmitido x es $N_t \times 1$, y el ruido n es $N_r \times 1$. Típicamente, el vector transmitido se normaliza por N_t para que cada símbolo de x tenga la energía promedio ε_x/N_t . Esto se hace para que la energía total sea comparable con el caso SISO. La matriz del canal tiene la forma:

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N_t} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N_t} \\ \backslash & \backslash & \backslash & \backslash \\ h_{N_r,1} & h_{N_r,2} & \dots & h_{N_r,N_t} \end{bmatrix}$$

Usualmente se asume que las entradas en la matriz del canal y en el vector ruido son complejas, Gaussianas i.i.d con media cero y matrices de covarianza que pueden escribirse como $\sigma_h^2 I$ y $\sigma_n^2 I$ respectivamente. Utilizando el álgebra lineal, es fácil demostrar que decodificar N_t flujos de datos es posible cuando existen por lo menos N_t valores propios en la matriz del

canal distintos de cero, en otras palabras, que el rango de H sea mayor que N_t .

Esta base matemática da un esquema de trabajo para un análisis basado en teoría matricial, teoría de la información y álgebra lineal. Utilizando estas herramientas, se han publicado numerosas ideas de implementación de sistemas MIMO. Podemos puntualizar ciertos aspectos referentes al modelo de estos sistemas MIMO.

- La capacidad, o máxima tasa de datos, crece como $\min(N_p, N_r) \log(1 + SNR)$ cuando la SNR es grande. En estas condiciones, la multiplexación espacial es óptima.
- Si la SNR es baja, la estrategia que maximiza la capacidad es enviar un solo flujo de datos utilizando codificación para diversidad. Aunque la capacidad es mucho menor que con una SNR alta, también crece linealmente con el mínimo de cantidad de antenas, ya que la capacidad es lineal a la SNR en un régimen de SNR baja.
- En cualquier situación de SNR, la capacidad es superior que en un esquema de codificación espacio tiempo, ya que en dicho esquema la tasa de datos crece logarítmicamente con N_r .
- La SNR promedio de los N_t flujos de datos puede ser mantenida sin aumentar la potencia de transmisión relativa a un sistema SISO, ya que cada flujo es recibido por $N_r > N_t$ antenas y por ende se recupera de la penalización ligada al arreglo de antenas, que vimos anteriormente en este capítulo.

6.6.2 MIMO de lazo abierto: Multiplexación espacial sin realimentación de CSI.

Al igual que las técnicas de diversidad espacial, la multiplexación espacial puede ser diseñada con o sin retroalimentación de información del canal al transmisor. Comenzamos considerando un sistema en lazo abierto, siempre asumiendo perfecto conocimiento del canal en el receptor, posiblemente mediante símbolos piloto o algún otro método de estimación del canal.

Las técnicas de multiplexación de lazo abierto intentan suprimir la interferencia que resulta de recibir los N_r flujos de datos en las N_r antenas receptoras.

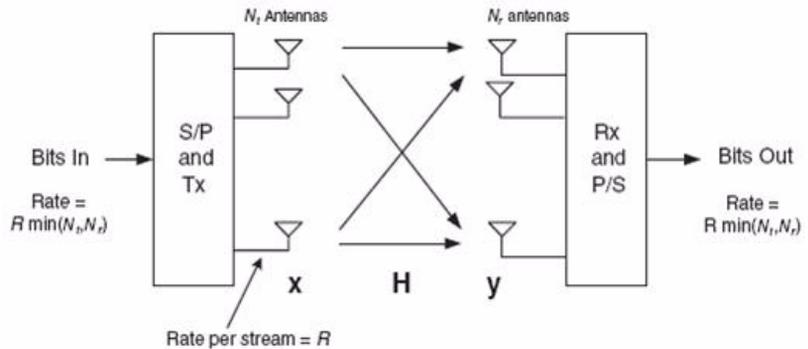


FIGURA 6.6 Un sistema MIMO de multiplexación espacial que transmite múltiples flujos para aumentar la tasa de datos.

6.6.2.1 Decodificación óptima: Maximum Likelihood Detection.

Si el canal es desconocido para el transmisor, el decodificador óptimo es el maximum likelihood decoder (ML detector), el cual encuentra el vector x más probable mediante el criterio de la mínima distancia euclidiana

$$\hat{x} = \operatorname{argmin}(\|y - H\hat{x}\|^2) \quad \text{(EC 6.46)}$$

Desafortunadamente, no hay una manera simple de computar esta regla, se debe hacer una búsqueda exhaustiva entre los M^{N_t} posibles vectores de entrada, donde M es el orden de la modulación. La complejidad computacional de éste método es grande incluso para un número pequeño de antenas. Existen métodos más baratos (en cuanto a costo computacional) que se aproximan en cuanto a performance al detector ML, por ejemplo el decodificador esférico, que puede alcanzar casi la misma performance en ciertas

circunstancias. Estos métodos tienen características que los convierten en potenciales decodificadores para sistemas MIMO de lazo abierto.

Cuando conseguimos tener una decodificación óptima o cuasióptima, la ganancia que se obtiene realimentando CSI al transmisor es relativamente pequeña, de ahí la importancia de tener un buen decodificador.

6.6.2.2 Detectores Lineales.

En situaciones donde la complejidad de un decodificador óptimo es intolerable, un siguiente paso es considerar un detector lineal capaz de recuperar el vector transmitido x . El detector lineal más intuitivo es el *zero-forcing detector*, el cual aplica una matriz en el receptor igual al inverso de la matriz del canal $G_{ZF} = H^{-1}$, cuando $N_t = N_r$, o en general, la pseudo-inversa $G_{ZF} = (H^*H)^{-1}H^*$. Este detector impone que la interferencia espacial sea totalmente removida de la señal transmitida, dando el siguiente estimador

$$\hat{x} = G_{zf}y = G_{zf}Hx + G_{zf}n = x + (H^*H)^{-1}H^*n \quad (\text{EC 6.47})$$

La desventaja de éste detector es que los subcanales espaciales ruidosos pueden aumentar severamente el ruido total (vector n), ya que G_{zf} invierte los valores propios de la matriz H . Este detector en consecuencia suprime la interferencia espacial pero tiende a aumentar el ruido. Por lo tanto este detector no es práctico para WiMax.

Una alternativa al zero-forcing detector es el receptor MMSE, el cual intenta lograr un compromiso entre supresión de interferencia y aumento del ruido minimizando la distorsión, o sea

$$G_{mmse} = \text{argmin}(E\|Gy - x\|^2) \quad (\text{EC 6.48})$$

Utilizando el principio de ortogonalidad se deduce que

$$G_{mmse} = \left(H^*H + \frac{\sigma_y^2}{P_t} I \right)^{-1} H^* \quad (\text{EC 6.49})$$

Donde P_i es la potencia transmitida. En otras palabras, cuando la SNR es grande, el detector converge al ZF, y con SNR baja, previene que los valores propios malos de la matriz H sean invertidos.

6.6.2.3 Cancelación de interferencia: BLAST.

El primer receptor conocido para multiplexación espacial fue inventado en los laboratorios Bell Labs y se llama *Bell Labs Layered Space Time* (BLAST). Al igual que otros sistemas MIMO, BLAST consiste en "capas" paralelas que soportan múltiples flujos de datos. Las capas (subflujos) en BLAST se separan mediante técnicas de cancelación de interferencia que desacoplan los flujos de datos superpuestos. Las 2 técnicas más difundidas son la original llamada BLAST diagonal (D-BLAST) y la posterior versión llamada BLAST vertical (V-BLAST).

D-BLAST agrupa los símbolos transmitidos en capas que son codificadas en el tiempo independientemente de otras capas. Luego se transmiten a través de las múltiples antenas de manera cíclica, lo que resulta en una multiplexación diagonal en espacio y tiempo. De esta manera cada flujo de símbolos logra tener diversidad temporal mediante la codificación y diversidad espacial mediante la rotación por las antenas. Entonces, los N_i flujos transmitidos comparten con equidad los canales espaciales, y todos tienen la misma prioridad en el orden de decodificación.

La clave de BLAST es la detección de los flujos espaciales superpuestos y mutuamente interferentes. La estructura diagonal de D-BLAST permite que los flujos se decodifiquen de una capa a la vez. Cada capa se detecta anulando las capas que aún no han sido detectadas y cancelando las que ya han sido detectadas. En la figura 6.7 vemos que la capa a la izquierda de la capa del bloque 2 ya fue detectada y por lo tanto sustraída (cancelada) de la señal recibida y las capas a la derecha de esta siguen representando interferencia, pero pueden ser anuladas utilizando el conocimiento del canal. La codificación en el tiempo ayuda a compensar los errores e imperfecciones en el pro-

ceso de cancelación y anulación. Este esquema tiene 2 desventajas, por un lado el proceso de decodificación es iterativo y relativamente complejo, y por otro lado la estructura diagonal desperdicia ranuras de espacio-tiempo en el principio y fin del bloque D-BLAST.

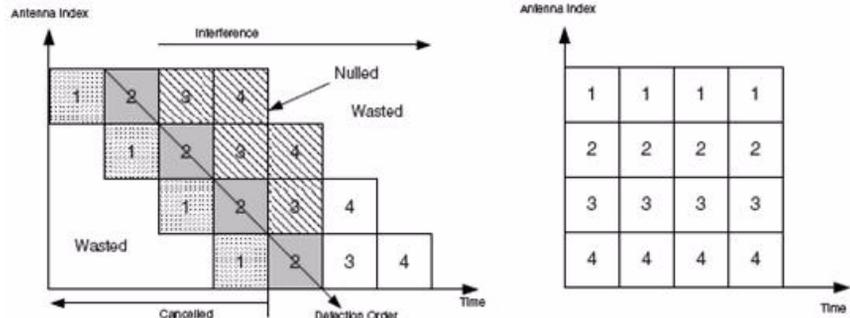


FIGURA 6.7 (a) D-BLAST, la detección del bloque 2 de 4. (b) Esquema de V-BLAST

V-BLAST se diseñó para reducir la ineficiencia y complejidad de D-BLAST. V-BLAST es conceptualmente más sencillo que D-BLAST. En V-BLAST, cada antena simplemente transmite un flujo de símbolos independientes, por ejemplo, símbolos QAM . Una variedad de técnicas se pueden utilizar en recepción para separar dichos flujos. Estas técnicas incluyen los receptores lineales como ZF y MMSE, que se pueden utilizar en cada una de las N_r antenas receptoras para anular las contribuciones de los $N_t - 1$ flujos interferentes. En tal caso, las SNR luego de la detección para el i -ésimo flujo es

$$\gamma_i = \frac{\epsilon_x}{\sigma^2 \|w_{r,i}\|^2}, i = 1, \dots, N_t \quad (\text{EC 6.50})$$

Donde $w_{r,i}$ es la i -ésima fila de la matriz G , ya sea del receptor ZF o MMSE.

Como esta SNR está limitada por los valores propios bajos del canal, la esencia de V-BLAST es combinar un detector lineal con una cancelación ordenada de la interferencia. En vez de detectar los N_t flujos en paralelo, se detectan iterativamente. Primero, el flujo con mayor potencia se detecta, usando ZF o MMSE, luego, el segundo mayor se detecta, que ahora ve $N_t - 2$ flujos interferentes. En general, el i -ésimo flujo detectado experimenta interferencia solo de $N_t - i$ antenas transmisoras, así que, cuando se va a detectar el flujo más débil, la mayoría de la interferencia espacial ya fue removida. Usando la cancelación sucesiva de interferencia, se disminuye en un factor de diez el BLER (Block Error Rate), o equivalentemente, se reduce la SNR necesaria para la misma performance utilizando solamente un receptor lineal en 4 dB.

A pesar de los resultados observados en condiciones de laboratorio, las técnicas BLAST no resultan convenientes para sistemas celulares o de radiobases, ya que la propagación de error debida a capas erróneamente detectadas es catastrófica.

6.6.3 MIMO de lazo cerrado: La ventaja de conocer el canal.

La ganancia teniendo conocimiento del canal en transmisión es bastante significativa en sistemas de multiplexación espacial. Empezamos por considerar un ejemplo teórico utilizando la *descomposición SVD* para mostrar la ganancia de utilizar un sistema con lazo cerrado. Luego veremos una técnica más práctica de pre-codificación lineal que podría ser considerada en el mediano plazo para sistemas multi-antena WiMax para aumentar la capacidad relativa a métodos de diversidad.

6.6.3.1 Pre-codificación y Pos-codificación SVD.

Una manera directa de ver la mejora obtenida conociendo el canal en transmisión es considerando la descomposición SVD (generalización de la descomposición en valores propios) de la matriz H del canal, la cual se puede escribir como

$$H = U\Sigma V^* \quad (\text{EC 6.51})$$

Donde U y V son unitarias, y E es una matriz diagonal con los valores propios. Como vemos en la figura 6.8, con operaciones lineales en el transmisor y receptor, o sea, multiplicando por V y U^* respectivamente, el canal puede ser diagonalizado. Matemáticamente, esto puede verse considerando un vector de decisión d que debe ser cercano al vector de entrada b . El vector de decisión puede escribirse sistemáticamente como

$$d = U^*y = U^*(Hx + n) = U^*(U\Sigma V^*Vb + n) = U^*U\Sigma V^*Vb + U^*n = \Sigma b + U^*n \quad \text{EC 6.52}$$

El cual diagonaliza el canal y remueve toda la interferencia espacial sin invertir ninguna matriz o procesamiento no lineal. Al ser U unitaria, U^*n tiene la misma varianza que n . Por lo tanto, este enfoque no incrementa el ruido como lo hacían las técnicas lineales de lazo abierto. Este método no es práctico, ya que computar la descomposición SVD es bastante costoso, y crece fuertemente con la cantidad de antenas, sin embargo es más barato que el decodificador ML del sistema MIMO de lazo abierto.

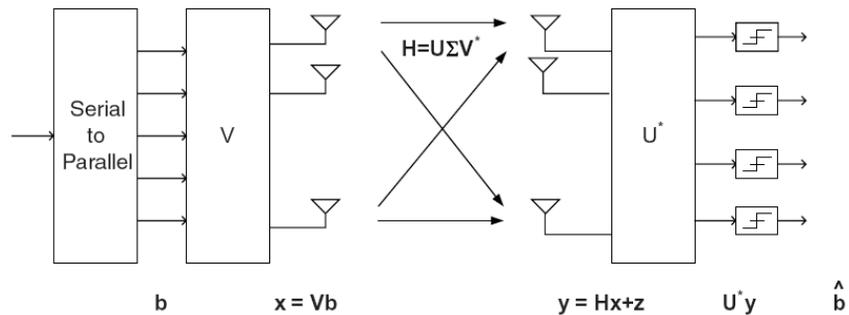


FIGURA 6.8 Sistema MIMO precodificado con SVD

6.6.3.2 Pre-codificación y Pos-codificación Lineal.

Ambos codificadores pueden ser diseñados conjuntamente para satisfacer algún criterio como maximizar la capacidad, minimizar la probabilidad de

error, o maximizar la SNR recibida. La fórmula general para la pre-codificación es

$$y = G(HFx + n) \quad (\text{EC 6.53})$$

donde x e y son $M \times 1$, la matriz G es $M \times N_r$, la matriz H del canal es $N_r \times N_t$, la matriz F es $N_t \times M$, y n es $N_r \times 1$. En el ejemplo con SVD, $M = \min(N_r, N_t)$, $G = U^*$ y $F = V$.

Independientemente del criterio de diseño, el pre-codificador y pos-codificador lineales descomponen el canal en un conjunto de sub-canales paralelos. Por lo tanto, el símbolo recibido para el i -ésimo sub-canal puede ser expresado como

$$y_i = \alpha_i \beta_i \sigma_i x_i + \beta_i n, i = 1 \dots M \quad (\text{EC 6.54})$$

Donde x_i e y_i son los símbolos transmitidos y recibidos respectivamente, σ_i son los valores singulares de H , y α_i y β_i son los pesos del pre y pos-codificador respectivamente. Mediante estos "pesos", el pre-codificador puede maximizar la capacidad total atribuyendo más potencia de transmisión a los sub-canales con mayor ganancia, y menos a los otros. Esto se conoce como *water-filling*. La distribución de potencia desigual es una de las principales razones de la ganancia en capacidad que logran estos sistemas comparados con los de lazo abierto como BLAST.

6.7 Limitaciones de la teoría MIMO clásica.

Para poder considerar de manera realista las mejoras que MIMO puede lograr en sistemas WiMax, debemos aclarar que la mayoría de los resultados conocidos en multiplexación espacial se basan en un modelo de sistema que hace las siguientes críticas asunciones:

- como las entradas de la matriz H son variables aleatorias escalares, se desprecia el multicamino, o sea, el canal se considera plano en frecuencia
- al ser las entradas i.i.d., las antenas no están correlacionadas
- usualmente la interferencia es ignorada, y el ruido se considera pequeño

Claramente estas asunciones no son del todo ciertas en sistemas celulares, en muchos casos, son completamente erróneas. A continuación vemos estos temas referidos a la tecnología WiMax.

Antenas no correlacionadas.

Es mucho más difícil analizar sistemas MIMO con antenas correlacionadas, por lo que típicamente se asume que los sub-canales espaciales no están correlacionados y son independientes.

La dificultad surge de tener antenas suficientemente espaciadas como para que logren tener sub-canales no correlacionados en el espacio. En los terminales el espacio es limitado, y difícilmente se puedan diseñar para tener más de dos antenas adecuadamente espaciadas. También se debe tener en cuenta el entorno de propagación, ya que la dispersión de la señal en el espacio influye fuertemente en la correlación de los canales espaciales.

Sistemas limitados por interferencia.

La última asunción de que los canales son Gaussianos, dependerá de la implementación de la tecnología. Por ejemplo en sistemas de telefonía celular, cada operador planifica sus celdas de acuerdo al ancho de banda con el que cuenta, la geografía del lugar, etc, tratando de optimizar su red para tener la menor interferencia en sus portadoras. Otras tecnologías como CDMA no tienen éste problema ya que no son sistemas limitados por inter-

ferencia. De todas maneras, los expertos en sistemas MIMO no incluyen en sus investigaciones este aspecto, ya que es difícil trazar esta limitante dentro de un modelo de investigación.

6.8 Técnicas Avanzadas para MIMO.

Las técnicas vistas para sistemas MIMO pueden ser combinadas para lograr sistemas con mejor capacidad, confiabilidad y flexibilidad, así como también tener sistemas MIMO multi-usuario.

Esto surge a partir de que existe un claro compromiso entre utilizar el sistema multi-antena para lograr diversidad y por lo tanto confiabilidad o multiplexar y así obtener mayor capacidad.

Existen técnicas de diseño de sistemas MIMO que permiten ajustar el punto medio o *trade-off* para lograr cierto grado de diversidad y cierto grado de multiplexación espacial, según sea el objetivo del diseño o las características de aplicación.

Luego, dependiendo de las condiciones de un sistema, es posible cambiar dinámicamente el sistema ya sea para mitigar condiciones malas de transmisión agregando diversidad o multiplexando en condiciones favorables para aprovechar al máxima los recursos disponibles.

6.8.1 Conmutando entre Diversidad y Multiplexación.

Con el objetivo de alcanzar la confiabilidad de la diversidad, y las altas tasas de datos de la multiplexación, estas dos técnicas MIMO se pueden combinar y utilizar simultánea y alternadamente, tomando como base las condiciones instantáneas del canal. Hay un compromiso fundamental entre diversidad y multiplexación: no se puede tener ganancia por diversidad total y también multiplexar en el espacio. Esencialmente, el compromiso es entre un medio pequeño pero muy confiable, y un medio grande pero no muy confiable para transmitir.

La idea de conmutar entre diversidad y multiplexación fue introducida por Heath, y luego desarrollada en una teoría formal. En la práctica, el enfoque más común es alternar entre ciertos modos de funcionamiento, STBC's, multiplexación de lazo cerrado, frequency hopping, y modulación adaptativa.

6.8.2 Sistemas MIMO Multi-usuario.

Los esquemas MIMO en general asumen que un solo usuario está activo en todas las antenas en cada instante y en cada frecuencia. Sin embargo, varios usuarios pueden hacer uso de los canales espaciales simultáneamente, lo que puede resultar ventajoso en cuanto al acceso. Esto en combinación con un sistema TDMA o OFDMA para el acceso múltiple a la red es un esquema muy estudiado y forma parte del estándar WiMax.

6.9 Técnicas Estudiadas en el Proyecto

A continuación se verá la aplicación de las técnicas vistas en este capítulo al estudio realizado para este proyecto, tomando en cuenta su relación con el estándar 802.16e-2005.

Diversidad en Recepción.

Como se ha visto en la sección 6.3, la detección Maximum Ratio Combining es superior a Selection Combining ya que maximiza la SNR medida en recepción combinando todas las señales recibidas por los múltiples caminos.

Se ha elegido esta detección para el diseño del receptor por esta razón, y adicionalmente se probó un receptor SC (los resultados no fueron documentados) para comprobar el resultado teórico visto en 6.3.

Diversidad en Transmisión.

El esquema de codificación espacio-tiempo especificado en el estándar es muy similar al esquema de Alamouti, lo cual propone -al momento de diseñar el receptor- utilizar la ganancia en diversidad de dicho esquema. Si bien es similar, la codificación es en frecuencia; distintas subportadoras, en vez de distintos instantes de tiempo. A esta versión modificada de Alamouti la hemos titulado “Alamouti versión frecuencia” y se analizará en detalle en los capítulos siguientes.

El esquema Alamouti es un sistema de diversidad en transmisión de lazo abierto. Sistemas de lazo cerrado no han sido implementados ya que no se cuenta con CSI en el transmisor.

BeamForming.

Esta técnica MIMO no es comparable con lo especificado en el estándar 802.16e-2005, por lo que su implementación y estudio no ha sido considerado en este proyecto.

Multiplexacion espacial.

Las técnicas de multiplexación son muy útiles para aumentar la capacidad de un canal inalámbrico. El estudio y comparación de sistemas MIMO en este proyecto tiene como hilo conductor la performance en cuanto al BER, por lo que se han estudiado solo técnicas para aumentar la confiabilidad del sistema. Las técnicas que logran dicho objetivo son orientadas a la ganancia en diversidad.

FEC - Forward Error Correction.

En los canales inalámbricos, las transmisiones son susceptibles a los efectos de interferencia y de fading del canal radio. FEC habilita a un receptor a detectar y corregir errores automáticamente para no tener que solicitar retransmisiones. Para ello se agrega información de paridad a los datos en el transmisor y se manipulan los datos para reducir la susceptibilidad de diferentes tipos de ruido. Lo que se logra al no solicitar retransmisiones es optimizar la utilización del ancho de banda disponible.

FEC es ampliamente utilizado en sistemas en tiempo real como transmisión de audio, voz y video.

7.1 Tipos de errores.

7.1.1 Ruido en ráfaga.

El ruido en ráfaga contamina varios bits consecutivos. Este efecto puede ser producido por interferencia en frecuencia de otras transmisiones o rayos.

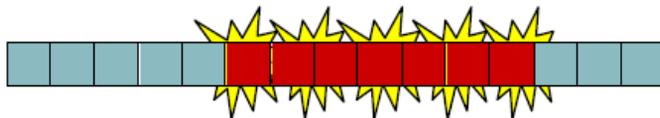


FIGURA 7.1 Ruido en ráfaga

7.1.2 Ruido aleatorio.

El ruido aleatorio es consecuencia de interferencia de otras señales. El efecto que tiene es que contamina bits aislados.

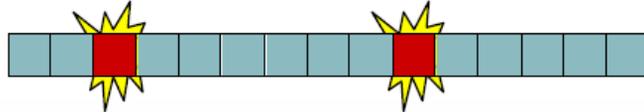


FIGURA 7.2 Ruido aleatorio

7.2 Codificador.

El codificador agrega redundancia a los datos de forma que el receptor pueda recuperar los datos enviados, y poder discernir si los datos son corruptos.

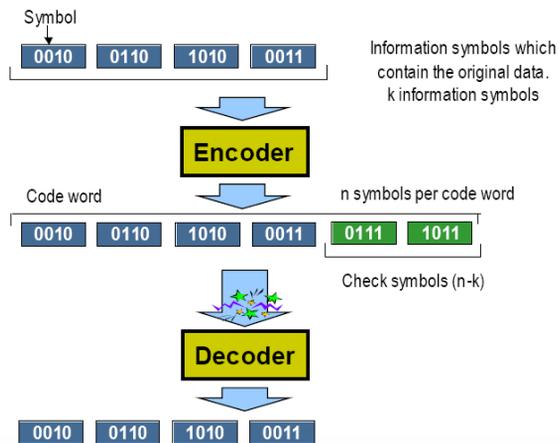


FIGURA 7.3 Codificador y decodificador

7.3 Interleaving.

El interleaver reordena los datos de forma que datos adyacentes queden desperdigados por todo el ancho de banda. Con este esquema se logra que cuando hay ruido en ráfaga solamente se contaminen bits aislados en lugar de tener tramas consecutivas con errores.

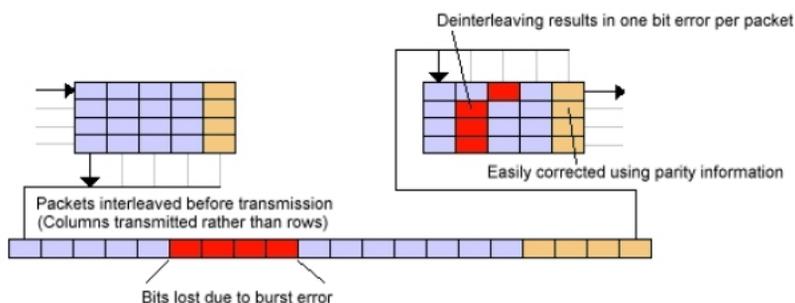


FIGURA 7.4 Interleaver

7.4 Codificación convolucional.

Los errores en ráfaga pueden ser tantos que aún utilizando interleaving el sistema se vuelve susceptible a errores de bits aleatorios y las palabras de código no pueden ser corregidas.

La codificación convolucional puede prevenir errores al codificar las palabras.

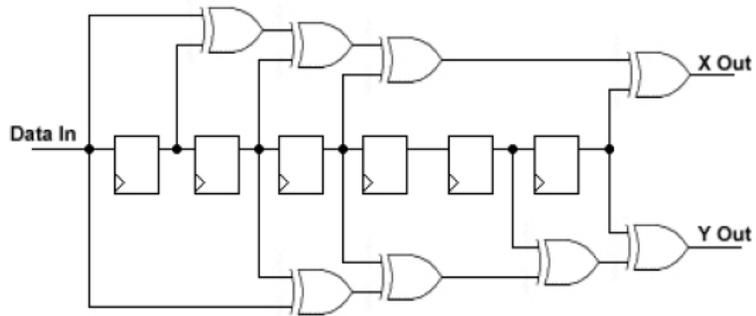


FIGURA 7.5 Codificador convolucional

La tasa de código X/Y produce Y bits codificados por cada X bits de información. El puncture (eliminador de bits) es utilizado para reducir el número de bits transmitidos por el canal.

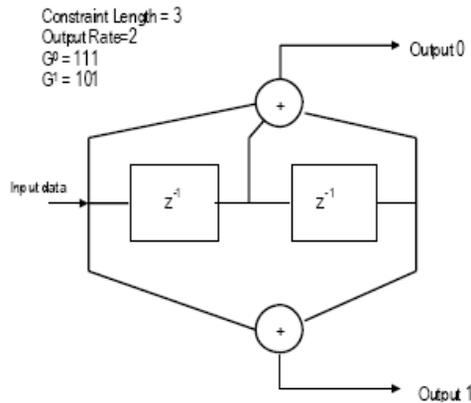


FIGURA 7.6 Terminología de los codificadores convolucionales

En este capítulo se dará un panorama general de la especificación de la capa física del estándar 802.16e-2005 (OFDMA PHY). Luego se presentará una descripción detallada de cada bloque. En este modelo se asumirá perfecta sincronización en tiempo y en frecuencia, debido a la limitación de Simulink®, ya que el transmisor y el receptor comparten el mismo reloj.

8.1 Capa 802.16e-2005 OFDMA PHY.

8.1.1 Descripción del símbolo OFDMA.

La capa WirelessMAN-OFDMA-PHY está basada en modulación OFDM y está diseñada para su operación sin línea vista (NLOS) en las bandas de frecuencia por debajo de los 11GHz.

8.1.2 Descripción del símbolo OFDMA, parámetros del símbolo y señal transmitida.

8.1.2.1 Descripción en el dominio del tiempo.

La transformada inversa de Fourier (IFFT) crea la forma de onda OFDMA, la duración de esta forma de onda es referida como el tiempo útil del símbolo T_b . Una copia del último intervalo T_g del período del tiempo útil, denominado prefijo cíclico (CP), se utiliza para atenuar los efectos de los

multitrayectos, mientras que se mantiene la ortogonalidad de los tonos. La figura 8.1 muestra esta estructura.

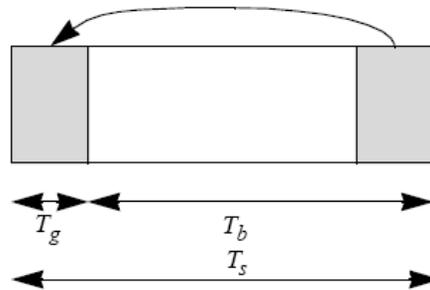


FIGURA 8.1 Estructura de trama

8.1.2.2 Descripción en el dominio de la frecuencia.

La descripción en el dominio de la frecuencia incluye la estructura básica de un símbolo OFDMA.

Los datos son transmitidos en forma de símbolos OFDMA. Un símbolo OFDMA está constituido por subportadoras y el tamaño de la FFT queda determinado por el número de subportadoras utilizado. Se utilizan 3 tipos de subportadoras:

Subportadoras de datos: para transmisión de datos.

Subportadoras pilotos: para varios propósitos de estimación (de canal, sincronización en el tiempo y en frecuencia).

Subportadoras nulas: no se utilizan en la transmisión sino para bandas de guarda y componente DC.

La finalidad de las bandas de guarda es habilitar la caída natural de la señal y crear una forma “brick wall” FFT. También es útil para cancelar la interferencia intercanal.

En el modo OFDMA, las subportadoras se dividen en subconjuntos de subportadoras, cada subconjunto es denominado subcanal. En downlink, un subcanal puede ser compartido por diferentes receptores. En uplink, un transmisor puede tener asignado uno o más subcanales y además, varios transmisores pueden transmitir simultáneamente. Las subportadoras que conforman un subcanal pueden ser adyacentes. Este concepto se ilustra en la figura 8.2.

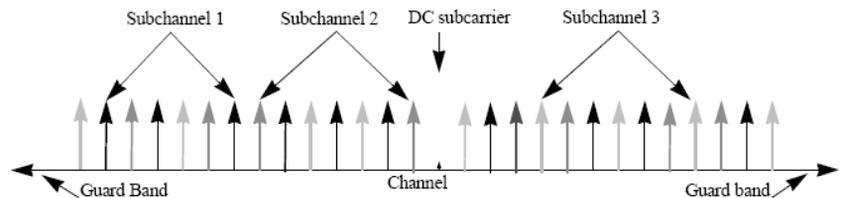


FIGURA 8.2 Ubicación de los subcanales

El símbolo es dividido en subcanales lógicos para soportar escalabilidad, acceso múltiple y capacidades de procesamiento avanzadas mediante el uso de arreglos de antenas.

8.1.2.3 Parámetros primitivos.

Los siguientes 4 parámetros primitivos caracterizan al símbolo OFDMA:

BW: Es el ancho de banda nominal del canal.

N_{used} : Número utilizado de subportadoras (que incluye la subportadora DC)

n: Factor de muestreo. Este parámetro junto con BW y N_{used} determina el espaciamiento entre las subportadoras y el tiempo útil del símbolo.

G: Es la relación del tiempo del CP y el tiempo útil.

8.1.2.4 Parámetros derivados:

Los siguientes parámetros se definen en términos de los parámetros primitivos:

N_{FFT} : Menor potencia de 2 mayor que N_{used} .

Frecuencia de muestreo: $F_s = \text{floor}\left(n \cdot \frac{BW}{8000}\right) \times 8000$

Espaciamiento entre subportadoras: $\Delta f = \frac{F_s}{N_{FFT}}$

Tiempo de símbolo útil: $T_b = \frac{1}{\Delta f}$

Tiempo del CP: $T_g = G \cdot T_b$

Tiempo del símbolo OFDMA: $T_s = T_b + T_g$

Tiempo de muestreo: $\frac{T_b}{N_{FFT}}$

8.1.2.5 Señal transmitida.

La ecuación especifica el voltaje de la señal transmitida a la antena, como función del tiempo, durante cualquier símbolo OFDMA.

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{\substack{k = \frac{-(N_{used}-1)}{2} \\ k \neq 0}}^{\frac{(N_{used}-1)}{2}} c_k \cdot e^{j2\pi k \Delta f (t - T_g)} \right\} \quad (\text{EC 8.1})$$

donde t es el tiempo transcurrido desde el comienzo del símbolo OFDMA, con $0 < t < T_s$.

c_k un valor complejo, es el dato a ser transmitido en la portadora donde el índice de offset de frecuencia es k , durante el símbolo OFDMA. Especifica un punto en la constelación QAM.

T_g es el tiempo de guarda

T_s es la duración del símbolo OFDMA, incluido el tiempo de guarda.

Δf es el espaciado entre las portadoras.

8.1.2.6 Definición de términos básicos OFDMA:

Un slot en la PHY OFDMA requiere dos dimensiones, en el tiempo y en frecuencia (en subcanales) para su completitud, y es la mínima unidad posible para la asignación de datos.

La definición de un slot OFDMA depende de la estructura del símbolo OFDMA, la cual varía para uplink y para downlink, para FUSC y para PUSC, y para las permutaciones distribuidas de las subportadoras y la permutación de las subportadoras adyacentes.

En OFDMA, una Región de Datos, es una asignación bidimensional de un grupo de subcanales contiguos, en un grupo de símbolos OFDMA contiguos. Esta asignación puede ser visualizada como un rectángulo de dimensiones 4x3, como el de la figura 8.3

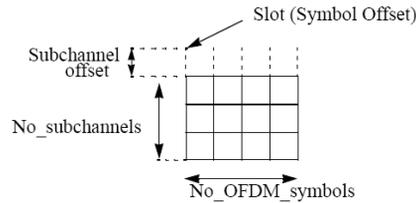


FIGURA 8.3 Región de datos en un tile

8.1.2.7 Estructura uplink 512-FFT OFDMA.

En esta cláusula se define la transmisión en uplink y la estructura del símbolo.

Tabla 7. Estructura uplink 512-FFT OFDMA

Parámetro	Valor	Notas
Número de subportadoras DC	1	Índice 256
N_{used}	409	Número de todas las subportadoras utilizadas en un símbolo
Subportadoras de guarda: izquierda, derecha	52,51	

Tabla 7. Estructura uplink 512-FFT OFDMA

Parámetro	Valor	Notas
Permutación de tile	11,15,10,2,12,9,8, 14,16,4,0,5,13,3,6 ,7,1	Utilizados para asignar tiles en los subcanales
$N_{subcanales}$	17	
N_{tiles}	102	
Número de subportadoras por tile	4	Número de todas las subportadoras utilizadas en un tile
Tiles por subcanal	6	

8.1.2.8 Estructura de símbolo por subcanal.

Un slot en el uplink está compuesto de 3 símbolos OFDMA y un subcanal, en cada slot se utilizan 48 subportadoras de datos y 24 pilotos, cuya ubicación es fija.

Un subcanal está construido por 6 tiles en uplink, cada tile tiene 4 subportadoras sucesivas activas y su configuración se muestra en la figura 8.4.

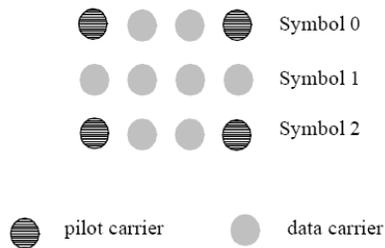


FIGURA 8.4 Estructura de un tile

Las subportadoras utilizables en la banda de frecuencia asignada serán divididas en los N_{tiles} tiles físicos definidos en la figura 8.4 con los parámetros de la tabla 7 La asignación de los tiles físicos en los tiles lógicos en subcanales se realiza de la siguiente manera:

Los tiles lógicos son mapeados en tiles físicos en la IFFT utilizando la ecuación (8.2).

$$Tiles(s, n) = N_{subchannels} \cdot n + (Pt[(s+n) \bmod N_{subchannels}] + ULPermBase) \bmod N_{SubN_{subchannels}} \quad \text{(EC 8.2)}$$

donde

$Tiles(s, n)$ es el índice del tile físico en la IFFT, con los tiles ordenados consecutivamente desde la subportadora utilizada más negativa a la más positiva (0 es el índice de tile inicial).

n es el índice de tile 0..5 en un subcanal

Pt es la permutación de tile

s es el número de subcanal en el rango $0 .. N_{subchannels} - 1$

$ULPermBase$ es un valor entero en el rango 0..69, el cuál es asignado por una entidad de gestión.

$N_{subchannels}$ es el número de subcanales para el tamaño de la FFT de la tabla 7.

Luego de mapear los tiles físicos en los tiles lógicos de la IFFT para cada subcanal, las subportadoras de datos por slot se enumeran siguiendo el siguiente proceso:

- 1) Luego de ubicar las portadoras pilotos en cada tile, el indexado de las subportadoras de datos en cada slot se realiza empezando por el primer símbolo en la subportadora con menor índice del tile con menor índice y continuando de manera ascendente a través de las subportadoras del mismo

símbolo, luego yendo al siguiente símbolo en la subportadora de datos de menor índice y repitiendo el proceso. Las subportadoras de datos serán indexadas desde 0 hasta 47.

2) El mapeado de los datos en las subportadoras seguirán la ecuación 9.3. Esta ecuación calcula cuál será el índice de la subportadora, en el cual los datos de la constelación serán mapeados.

$$Subcarrier(n, s) = (n + 13 \cdot s) \bmod N_{subcarriers} \quad (\text{EC 8.3})$$

donde

$Subcarrier(n, s)$ es el índice de la subportadora permutada que corresponde a la subportadora de dato n en el subcanal s .

n es el índice que indica el punto de la constelación del dato, su rango es 0..47

s es el número del subcanal

$N_{subcarriers}$ es el número de subportadoras por slot

8.1.3 Codificación del canal.

El procedimiento de codificación de canal incluye aleatorización, codificación FEC (Forward Error Correction), interleaving de bits y modulación.

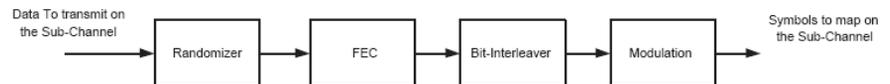


FIGURA 8.5 Codificación de canal

8.1.3.1 Aleatorización.

La aleatorización de los datos se realiza en todos los datos transmitidos en downlink y en uplink. La aleatorización es inicializada en cada bloque FEC. El polinomio generador de la PRBS (Pseudo Random Binary Sequence) será $1 + X^{14} + X^{15}$ como se muestra en la figura 8.6. Cada byte de datos a ser transmitido ingresará secuencialmente al aleatorizador, con el MSB (Most Significant Bit) primero. El valor de la semilla será utilizado para calcular los bits de aleatorización, los cuales son combinados en una operación XOR con el flujo de bits seriales de cada bloque FEC. La secuencia del aleatorizador solamente será aplicada a los bits de información.

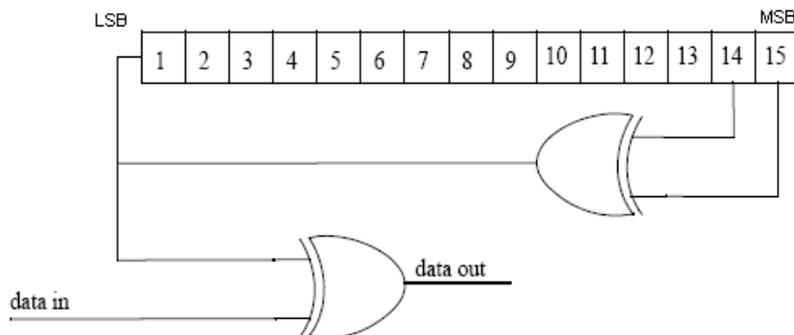


FIGURA 8.6 Randomizer

El bit resultante del aleatorizador será codificado.

El aleatorizador será inicializado con el vector creado que se muestra en la figura 8.7.

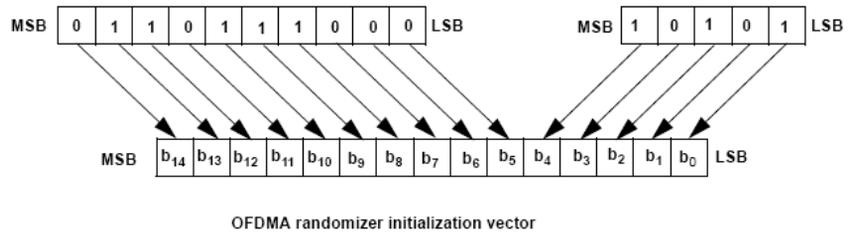


FIGURA 8.7 Vector de inicialización del randomizer

8.1.3.2 Codificación convolucional.

Cada bloque FEC es codificado por el codificador convolucional (CC) binario, tendrá una tasa de $1/2$, un largo de restricción igual a $K = 7$ y que utilizará los siguientes códigos generadores de polinomios para derivar sus bits codificados:

$$G_1 = 171_{OCT} \text{ para } X$$

$$G_2 = 133_{OCT} \text{ para } Y.$$

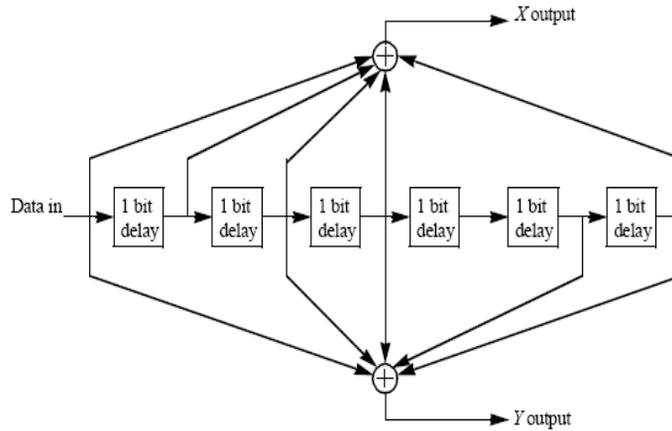


FIGURA 8.8 Codificador convolucional

Los patrones de *puncturing* (bits que se eliminan) y de *serialización* que serán utilizados para generar diferentes tasas de código se definen en la tabla 8. En la tabla 8 “1” significa que el bit es transmitido y “0” que el bit se elimina, donde X e Y hacen referencia a la figura 8.8. En particular, para nuestro proyecto, la tasa de código es 3/4.

Tabla 8. Código convolucional con configuración con puncturing

Tasa	Tasa de código		
	1/2	2/3	3/4
d_{free}	10	6	5
X	1	10	101
Y	1	11	110
XY	X_1Y_1	$X_1Y_1Y_2$	$X_1Y_1Y_2X_3$

Tabla 9. Payload

	QPSK		16 QAM		64 QAM		
Encoding rate	R=1/2	R=3/4	R=1/2	R=3/4	R=1/2	R=2/3	R=3/4
Data payload (bytes)	6						
		9					
	12		12				
	18	18		18	18		
	24		24			24	
		27					27
	30						
	36	36	36	36	36		

8.1.3.3 Interleaving.

Todos los bits de datos serán permutados por el bloque interleaver con un tamaño de bloque que corresponde al número de bits codificados por el bloque codificado de tamaño N_{cbps} . El interleaver queda definido por una permutación de dos pasos. El primer paso asegura que bits codificados adyacentes sean mapeados en subportadoras no adyacentes. La segunda permutación permite que bits codificados adyacentes sean mapeados alternadamente como bits más significativos o menos significativos de la constelación, atenuando de esta manera ráfagas que puedan aumentar el error.

Sea N_{cpc} el número de bits codificados por subportadora, por ejemplo 2, 4 o 6 para QPSK, 16-QAM o 64-QAM respectivamente. Sea $s = N_{cpc}/2$. En un bloque de N_{cbps} bits en transmisión, sea k el índice del bit codificado antes de la primera permutación, m_k es el índice del bit codificado luego de la primera permutación y antes de la segunda permutación. Sea j_k el índice luego de la segunda permutación, justo antes del mapeo de modulación, y sea d el módulo utilizado para la permutación.

La primera permutación está definida por la ecuación (7.4)

$$m_k = (N_{cbps}/d) \cdot k_{mod(d)} + floor(k/d) \quad (\text{EC 8.4})$$

$$k = 0, 1, \dots, N_{cbps} - 1 \quad , \quad d = 16$$

La segunda permutación está definida por la ecuación (7.5)

$$j_k = s \cdot floor(m_k/s) + (m_k + N_{cbps} - floor(d \cdot m_k/N_{cbps}))_{mod(s)} \quad (\text{EC 8.5})$$

$$k = 0, 1, \dots, N_{cbps} - 1 \quad , \quad d = 16$$

El de-interleaver, que realiza la operación inversa, también está definido por dos permutaciones. En un bloque recibido de N_{cbps} , sea j el índice de un bit recibido antes de la primera permutación, m_j es el índice de ese bit luego de la primera permutación y antes de la segunda, y sea k_j el índice de ese bit luego de la segunda permutación, justo antes de entregar el bloque al decodificador.

La primera permutación está definida por la ecuación (7.6):

$$m_j = s \cdot floor(j/s) + (j + floor(d \cdot j/N_{cbps}))_{mod(s)} \quad (\text{EC 8.6})$$

$$\text{con } j = 0, 1, \dots, N_{cbps} - 1 \quad , \quad d = 16$$

La segunda permutación está definida por la ecuación (7.7):

$$k_j = d \cdot m_j - ((N_{cbps} - 1) \cdot floor(d \cdot m_j/(N_{cbps}))) \quad (\text{EC 8.7})$$

$$\text{con } j = 0, 1, \dots, N_{cbps} - 1 \quad , \quad d = 16$$

La primera permutación del deinterleaver es la inversa de la segunda permutación del interleaver y viceversa.

8.1.3.4 Modulación.

Luego de la permutación, los bits entran de forma serial al mapeador de constelación. A efectos de nuestro proyecto se utilizará 64-QAM. La constelación será normalizada al multiplicar el punto de la constelación con el factor c para alcanzar la misma potencia promedio en cada símbolo.

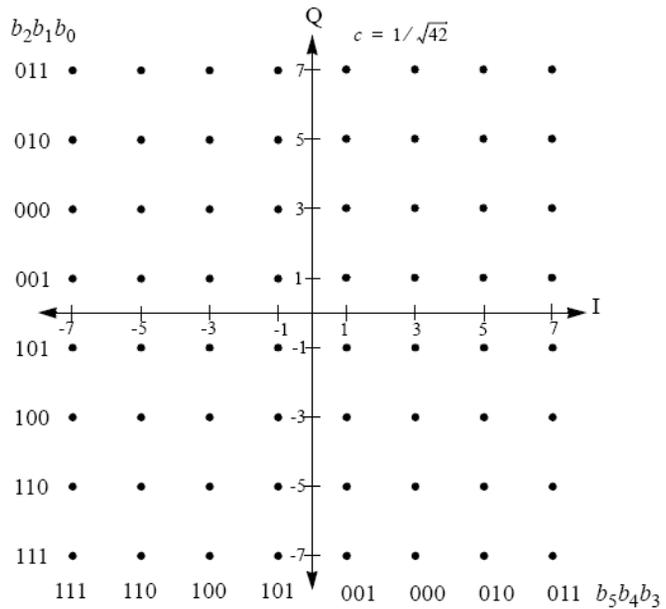


FIGURA 8.9 Constelación 64-QAM

8.1.3.5 Aleatorización de las subportadoras.

El generador PRBS al que se hace referencia en la modulación se utilizará para producir una secuencia w_k . El polinomio para el generador PRBS será $X^{11} + X^9 + 1$.

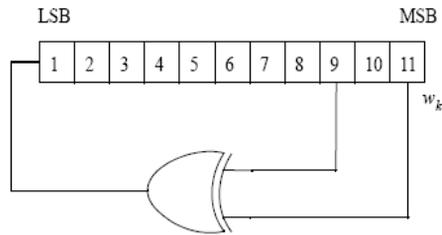


FIGURA 8.10 Randomizer de las subportadoras

8.2 Uplink utilizando STC.

En la sección 8.4.8.1.5 del standard 802.16e-2005 se describe la transmisión por 2 antenas. Se muestran los patrones de las 2 antenas indicando la ubicación de los símbolos de datos, los pilotos y las subportadoras nulas.

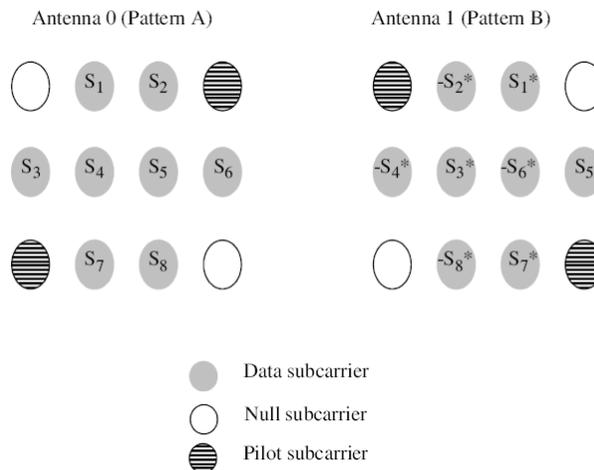


FIGURA 8.11 Patrones de tiles en transmisión con 2 antenas

La forma de transmitir por las 2 antenas se realiza de una forma similar a la transmisión Alamouti, descrita en el capítulo 6. La diferencia de la forma de transmitir del estándar con la forma Alamouti original será analizada en el capítulo 10 de modelado.

Es importante notar que los pilotos de las 2 antenas son enviados en las portadoras en las cuales en la otra antena se envían subportadoras nulas. La explicación de la ubicación de los pilotos es para que los pilotos de las 2 antenas no interfieran con los pilotos de la otra antena y así poder realizar una adecuada estimación de cada canal.

Implementación en Simulink.

9.1 Herramienta de implementación Matlab® Simulink®.

Simulink es una plataforma para simulaciones en múltiples dominios y para el diseño de sistemas dinámicos basados en modelos. Proporciona un ambiente gráfico interactivo y un conjunto de librerías de bloques configurables que permiten diseñar, simular, implementar y realizar tests de control de forma precisa de sistemas de procesamiento de señal, comunicaciones y otros sistemas variables en el tiempo.

Simulink viene integrado con Matlab®, proporcionando un acceso inmediato a una amplia gama de herramientas para el desarrollo de algoritmos, visualización, acceso y análisis de datos, así como también computación numérica.

9.1.1 Requerimientos de Matlab® 2006a.

TABLA 1. Requerimientos mínimos para Matlab 2006a

Sistema Operativo	Procesador	Espacio en el disco duro	Memoria RAM
Windows XP (Service Pack 1 o 2)	Pentium III Pentium IV Pentium Xeon	460MB (solamente MATLAB®)	512MB 1024MB (recomendado)
Windows 2000 (Service Pack 3 o 4)	Pentium M AMD Athlon		
Windows Server 2003	AMD Athlon MP		
	AMD Athlon XP		
	AMD Athlon 64 AMD Opteron		

9.2 Descripción del modelo en Simulink del standard 802.16e-2005 con un transmisor y un receptor.

En la figura 9.1 se muestra el diagrama de bloques del modelo del standard 802.16e-2005 con un transmisor y un receptor.

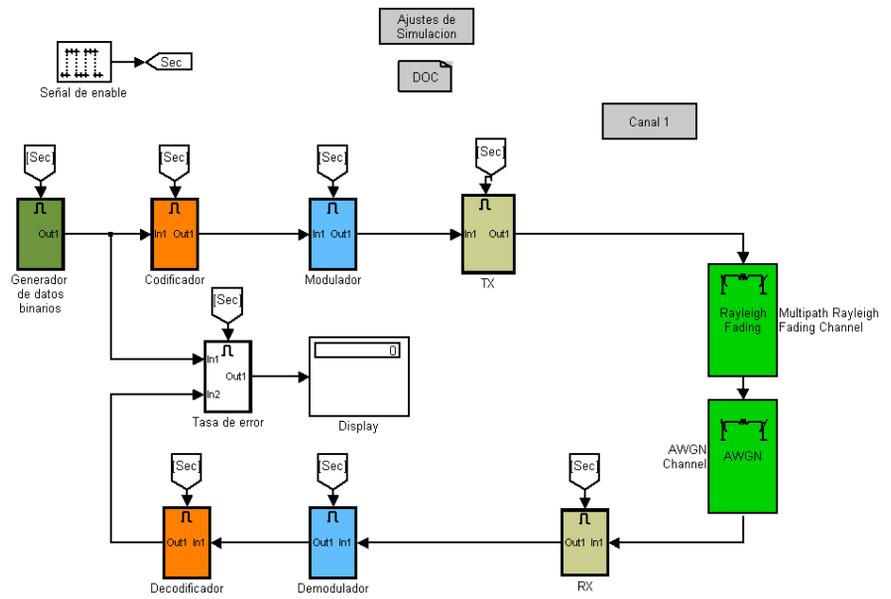


FIGURA 9.1 Diagrama de bloques

El modelo cuenta con los siguientes bloques de configuración:

Ajustes de simulación

Ajustes de canal.

Los siguientes bloques son los bloques propios de la comunicación del standard:

Señal de enable.

Generador de datos aleatorios.

Codificador / Decodificador

Modulador / Demodulador

Transmisor TX / Receptor RX

Canal

Medidor de tasa de error.

9.2.1 Parámetros de ajustes de simulación y ajustes de canal.

En la siguiente tabla se muestran los parámetros configurables de la simulación junto con los valores que quedan determinados por la configuración utilizada en el standard, vista en el capítulo 8.

TABLA 2. Parámetros de simulación

Parámetro	Valor
Tasa de bits por segundo	$128 \times 10^{-6} \mu s \times 3$
Carga útil en bits en cada transmisión por subcanal	216
Número de subcanales	17

Los parámetros de ajuste de canal tienen dos partes, parámetros del ruido blanco y parámetros del bloque de multicaminos de Rayleigh, y dependen del modelo de canal utilizado:

TABLA 3. AWGN

Parámetro	Valor
SNR (dB)	-
Input Signal Power	408
Initial Seed	52067

La SNR junto con la potencia de entrada de la señal determinan la varianza del ruido a la salida del bloque AWGN. En Simulink, el bloque agrega ruido a cada portadora de forma independiente, por lo que es necesario utilizar la raíz cuadrada de la potencia de la señal de entrada, para saber el módulo de cada portadora a la entrada del bloque. La semilla inicial es un número que

da comienzo al algoritmo que utiliza el bloque AWGN. Para poder estudiar las implementaciones con múltiples antenas se utiliza siempre un mismo canal y a medida que en las implementaciones se utilizan más antenas se agregan más canales utilizando siempre la misma semilla para el canal 0.

TABLA 4. Parámetros de los canales SUI-4 y SUI-6

Parámetro	Valor	
	SUI-4	SUI-6
Maximum Doppler Shift (Hz.)	0.25	0.5
Delay vector (s)	0	0
	1.5×10^{-6}	14×10^{-6}
	4×10^{-6}	20×10^{-6}
Gain Vector (dB)	0	0
	-10	-16
	-20	-20
Initial Seed	68813	68813

9.2.2 Descripción de bloques del sistema.

Señal de enable.

Este bloque genera un pulso, el cual es utilizado por todos los bloques del sistema para realizar la duplexación por división en el tiempo (TDD). La relación de tiempo de downlink:uplink es 3:2 como se definió en el capítulo 9. Cuando la salida del bloque es 1, habilita el funcionamiento de todos los bloques en uplink, cuando la salida es 0 todos los bloques quedan inhabilitados para permitir la comunicación en downlink, la cual no está implementada, ya que está fuera del alcance del proyecto.

9.3 Modelado del transmisor.

9.3.1 Generador de datos binarios.

Este bloque genera los datos binarios de forma aleatoria, con probabilidad igual a 0.5. El tamaño de las tramas generadas queda determinado por la cantidad de bits de carga útil por subcanal y el número de subcanales. En este proyecto se asumirá que un solo usuario utilizará todos los canales disponibles para uplink (17) y el payload de cada subcanal es de 27 bytes (216 bits), lo que representa una trama de 3672 bits.

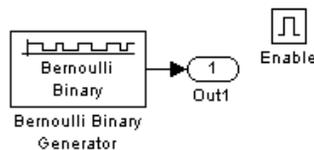


FIGURA 9.2 Diagrama de bloques del generador de datos binarios.

9.3.2 Codificador.

En este bloque se realiza la codificación de los datos en el transmisor (aleatorización de los datos, codificación FEC e interleaving).

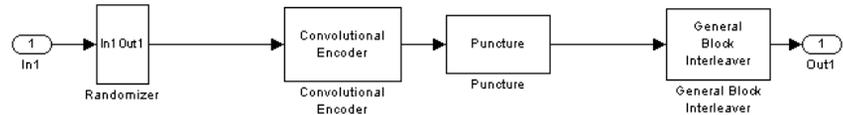


FIGURA 9.3 Diagrama de bloques del codificador

El bloque randomizer realiza la aleatorización de los datos, definidas en el estándar en su sección 8.4.9.1 y analizada en el capítulo 8.

Para realizar la codificación convolucional de la sección 8.4.9.2, se utilizó el bloque de Simulink Convolutional Encoder, configurado con los parámetros analizados en el capítulo 8.

El bloque Puncture realiza la eliminación selectiva de bits en la trama a transmitir.

Por último en la codificación de los datos, se encuentra el bloque Interleaver, que realiza la permutación de los datos, según las ecuaciones 8.4 y 8.5 del capítulo 8 o las ecuaciones 130 y 131 del estándar 802.16-2004.

9.3.2.1 Aleatorización de datos.

La randomización de los datos es realizada a través del bloque PN Sequence Generator de Simulink, en el cuál se genera una secuencia de pseudo ruido, con el polinomio generador especificado en el estándar y analizada en el capítulo 8. A los datos a transmitir se le aplica la función lógica XOR junto con la secuencia de salida del generador de PN.

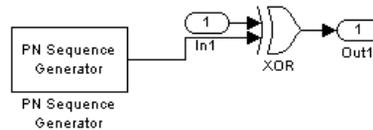


FIGURA 9.4 Diagrama de bloques del randomizer de datos.

9.3.2.2 Modulador.

En este bloque se realiza la modulación 64-QAM, con la constelación definida en el standard.

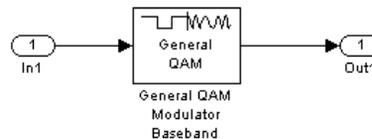


FIGURA 9.5 Diagrama de bloques del modulador 64-QAM.

```

%qamconst: Constelación 64-QAM
Re=ones(8,1)*[3 1 5 7 -3 -1 -5 -7];
Im=[3 1 5 7 -3 -1 -5 -7]'*ones(1,8);
q=Re+j*Im;
qamconst=q/sqrt(42);
    
```

FIGURA 9.6 Código en Matlab que genera la constelación definida en el estándar.

9.3.3 Transmisor OFDMA.

Del modulador llegan al transmisor 48 valores complejos por cada subcanal utilizado. Como hay 17 subcanales utilizados, al transmisor llegan 816 valores complejos que son el resultado de la modulación 64-QAM. Estos valores complejos llegan al transmisor por la entrada **In1**, en el diagrama de bloques de la figura 9.7.

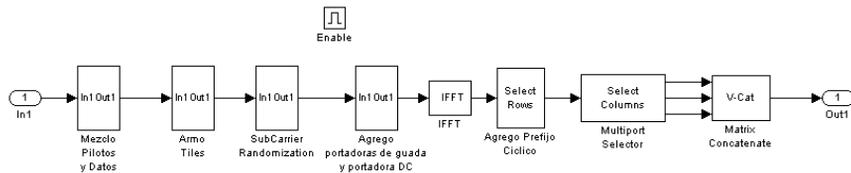


FIGURA 9.7 Modelo de bloques del transmisor OFDMA

La ubicación de datos y pilotos es la misma para los 17 subcanales, por lo que se mostrará como es la ubicación de datos y pilotos en un subcanal cualquiera.

De acuerdo a la ecuación 114 del standard y ecuación 8.3 del capítulo 8. La ubicación de datos y pilotos se realiza como lo indica la siguiente figura:

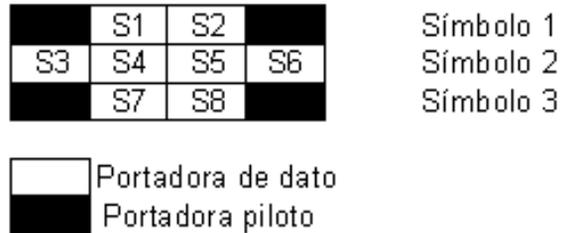


FIGURA 9.8 Estructura de tile

El bloque “Mezclo Pilotos y Datos”, realiza la asignación de los datos y de los pilotos de todos los tiles de todos los subcanales, como está especificado en el standard.

Luego se realiza la permutación de tiles como lo indica el standard según la ecuación 113. Esta operación es realizada con el bloque permutación de filas de Simulink, implementado en el bloque “Armo Tiles”, visto en el diagrama de bloques en la figura 9.7. De esta forma los tiles de los subcanales se ubican de forma tal que dos tiles de un mismo subcanal no queden adyacentes. Con esta operación, la probabilidad de que todos los datos de un mismo subcanal se vean afectados al mismo tiempo por los canales selectivos en frecuencia baja significativamente.

Una vez que los tiles son ubicados en las portadoras correspondientes, se realiza el proceso de aleatorización de los datos y de los pilotos. El bloque Subcarrier Randomization del diagrama de bloques de la figura 9.7 es el encargado de llevar esto a cabo. La aleatorización de las subportadoras está definida en la sección 8.4.9.1 del standard.

Culminado el proceso de aleatorización de las portadoras, se agregan las bandas de guarda y la portadora DC. Para lograr este cometido se agregan los ceros necesarios como indica la tabla 313b del standard 802.16e-2005. Se agregan 52 ceros a la izquierda, 51 ceros a la derecha y un cero en la portadora con índice 256. De esta forma se obtienen las 512 portadoras necesas-

rias para la transmisión. Estas acciones son realizadas por el bloque “Agrego portadoras de guarda y portadora DC”, en el diagrama de bloques de la figura 9.7.

La modulación OFDM la realiza el bloque IFFT de Simulink a las 512 portadoras. Luego se agrega el prefijo cíclico. El prefijo cíclico es la copia de las últimas $512/8$ portadoras, que en este caso son las últimas 64 portadoras. Estas últimas portadoras son insertadas como prefijo a las 512 portadoras originales, obteniendo de esta manera 576 portadoras (64 del prefijo cíclico y 512 de transmisión). La concatenación del prefijo cíclico es realizado en el bloque “Agrego Prefijo Cíclico” en el diagrama de bloques de la figura 9.7.

Para poder utilizar el bloque de Rayleigh de Simulink, fue necesario poner en serie las filas de la matriz que salen luego del prefijo cíclico de dimensiones 576×3 (576 portadoras y 3 timeslots), esto se implementó con la utilización de los bloques Multiport Selector y Matrix Concatenate, del diagrama de bloques de la figura 9.7. A la salida del bloque transmisor sale un vector de 1728 datos modulados por OFDM, los cuales salen por la salida **Out1**, en el diagrama de bloques del transmisor.

9.4 Modelado del receptor.

9.4.1 Receptor OFDMA.

A la entrada del receptor (entrada **In1**, en el diagrama de bloques del receptor en la figura 9.9) se vuelve a la configuración inicial matricial. Se separa el vector de entrada en 3 filas de 576 columnas cada una, que representan las 576 portadoras utilizadas en transmisión. Estas operaciones se realizan en los bloques “Multiport Selector” y “Matrix Concatenate” del diagrama de bloques del receptor.

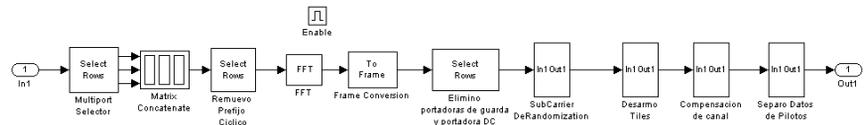


FIGURA 9.9 Diagrama de bloques del receptor OFDM.

Antes de la demodulación OFDM se remueve el prefijo cíclico con el bloque “Remuevo Prefijo Cíclico”.

La demodulación OFDM se realiza con el bloque FFT de Simulink y luego se convierten los símbolos demodulados en una trama, con el bloque Frame Conversion.

Luego se remueven las bandas de guarda y la componente DC con el bloque “Elimino Portadoras de guarda y portadora DC” del diagrama de bloques del receptor.

Posteriormente se realiza el proceso de desaleatorización de las subportadoras, realizado con el bloque “Subcarrier DeRandomization”.

Con el mismo bloque en el cual se ubicaban los tiles en sus correspondientes subportadoras, se ordenan los tiles de forma que los tiles de un mismo subcanal queden adyacentes. La reordenación de los tiles se realiza en el bloque “Desarmo Tiles” del receptor.

Una vez que los tiles y los subcanales son ordenados se procede a la compensación del canal.

El diseño de referencia para la compensación de canal está diseñado por el fabricante de hardware Altera, en su Application Note 343. Se estima la respuesta en frecuencia del canal utilizando interpolación lineal en el tiempo y en frecuencia, en un modelo tile por tile para cada subcanal. Para compensar la distorsión que afecta a las subportadoras, se realiza una ecualización forzada a cero.

Como las subportadoras de datos y pilotos pasan a través del canal de radio y como la información modulada en las subportadoras piloto es conocida, el receptor puede determinar la distorsión experimentada por todas las subportadoras de datos.

La estructura de los tiles, junto con la ubicación de los pilotos, se muestra en la siguiente figura. En el primer y tercer símbolo las subportadoras de los extremos son subportadoras piloto y es por ello que es posible realizar una estimación de la respuesta del canal en esas frecuencias comparándolas con las subportadoras pilotos conocidas. La respuesta en frecuencia de las dos subportadoras interiores puede ser estimada por interpolación lineal en el dominio de la frecuencia.

Para calcular la respuesta en frecuencia de las subportadoras asociadas al segundo símbolo OFDMA, se realiza una interpolación en el tiempo a partir de las estimaciones realizadas en el primer y tercer símbolo.

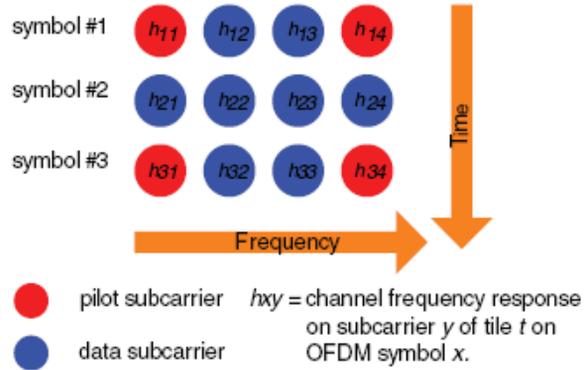


FIGURA 9.10 Ubicación de datos y pilotos en un tile

Una vez recibido el tile, es posible calcular la respuesta en frecuencia del canal de los pilotos a partir de las siguientes ecuaciones:

$$h_{11}(s, n) = \frac{r_{11}(s, n)}{t_{11}(s, n)}, \quad (\text{EC 9.1})$$

$$h_{14}(s, n) = \frac{r_{14}(s, n)}{t_{14}(s, n)}, \quad (\text{EC 9.2})$$

$$h_{31}(s, n) = \frac{r_{31}(s, n)}{t_{31}(s, n)}, \quad (\text{EC 9.3})$$

$$h_{34}(s, n) = \frac{r_{34}(s, n)}{t_{34}(s, n)} \quad (\text{EC 9.4})$$

estos estimados son para el tile n del subcanal s , donde r_x es la subportadora recibida y t_x es la subportadora transmitida.

La interpolación lineal en frecuencia se realiza para calcular las estimaciones de canal de las otras subportadoras utilizando las siguientes ecuaciones:

$$\hat{h}_{12} = \frac{1}{3}(h_{14} - h_{11}) + h_{11}, \quad (\text{EC 9.5})$$

$$\hat{h}_{13} = \frac{2}{3}(h_{14} - h_{11}) + h_{11} \quad (\text{EC 9.6})$$

$$\hat{h}_{32} = \frac{1}{3}(h_{34} - h_{31}) + h_{31}, \quad (\text{EC 9.7})$$

$$\hat{h}_{33} = \frac{2}{3}(h_{34} - h_{31}) + h_{31}. \quad (\text{EC 9.8})$$

Finalmente la interpolación en el tiempo se realiza de la siguiente manera:

$$\hat{h}_{21} = \frac{1}{2}(h_{11} + h_{31}) \quad , \quad (\text{EC 9.9})$$

$$\hat{h}_{22} = \frac{1}{2}(h_{12} + h_{32}) \quad (\text{EC 9.10})$$

$$\hat{h}_{23} = \frac{1}{2}(h_{13} + h_{33}) \quad , \quad (\text{EC 9.11})$$

$$\hat{h}_{24} = \frac{1}{2}(h_{14} + h_{34}) \quad (\text{EC 9.12})$$

Una vez calculadas las estimaciones del canal, se realiza la ecualización forzada a cero para eliminar la distorsión del canal, simplemente dividiendo la señal recibida por la respuesta en frecuencia del canal estimada.

La compensación del canal se realiza en el bloque “Compensación de Canal” del receptor.

Por último, en el bloque “Separo Datos y Pilotos”, se eliminan los pilotos y se ubican los datos en una trama de tamaño 816x1, como fueron transmitidos. Los datos son enviados al demodulador a través de la salida **Out1**, del diagrama de bloques de la figura 9.9.

9.4.2 Demodulador.

Luego de que el receptor estima los datos transmitidos, estos son pasados al demodulador a través de la entrada **In1** en el diagrama de la figura 9.11, que realiza la operación inversa al modulador del transmisor.

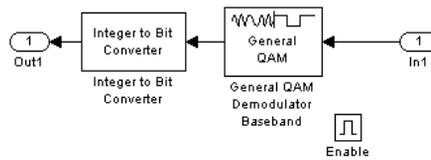
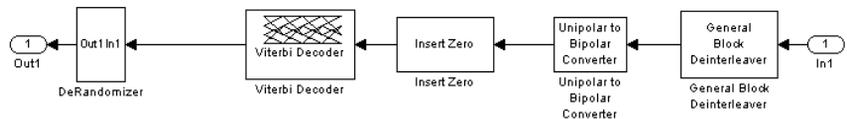


FIGURA 9.11 Demodulador 64-QAM en el receptor.

9.4.3 Decodificador.

Este bloque realiza la operación inversa al codificador en el receptor. Incluye deinterleaving, decodificación de Viterbi y desaleatorización de los datos.



El bloque deinterleaver reordena los datos que fueron desordenados por el interleaver del transmisor.

Se utiliza la conversión unipolar a bipolar del código de línea de los bits recibidos para alinearse a cómo fueron transmitidos.

El bloque Insert Zero, agrega ceros en las tramas, en los lugares donde se eliminaron bits en el bloque puncture del transmisor.

El decodificador Viterbi realiza la decodificación necesaria para poder interpretar los datos codificados en el codificador convolucional del transmisor.

Por último el derandomizer deshace la aleatorización de los datos realizada en el estándar. El bloque en el receptor es idéntico al bloque de aleatorización de datos en el transmisor, con la salvedad de que se debe contemplar el retardo que agrega el decodificador Viterbi, que en el caso particular de este proyecto es de 34 muestras.

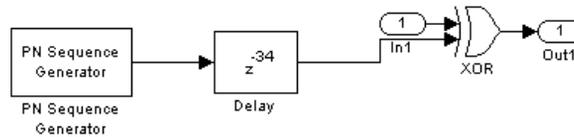


FIGURA 9.12 Derandomizer en el receptor con el retardo que contempla la decodificación de Viterbi.

En este capítulo estudiaremos las diferentes implementaciones con múltiples antenas en transmisión y en recepción. Empezaremos estudiando la diversidad espacial en recepción, y luego estudiaremos la diversidad en transmisión. El estándar 802.16e-2005 solamente especifica la transmisión con una y con dos antenas en el transmisor, pero no especifica la recepción. De esta forma, los fabricantes de hardware deben diseñar sus propios receptores de acuerdo a sus propias necesidades de memoria, velocidad de procesamiento y tamaño de los equipos.

10.1 Diversidad en recepción, algoritmo MRC.

La señal transmitida por una antena, alcanza al receptor con múltiples antenas (en particular en este caso 2 antenas). Como vimos en el capítulo 6 existen varios métodos para evaluar estas señales en las antenas. Con diversidad conmutada, el receptor siempre se queda con la señal recibida con mayor potencia y descarta las señales más débiles. Otro método más eficaz es el MRC (Maximum Ratio Combining), se utilizan todas las señales para detectar y ninguna se descarta. En la sección 6.3 se compararon los algoritmos SC y MRC, probando que el MRC optimiza la SNR.

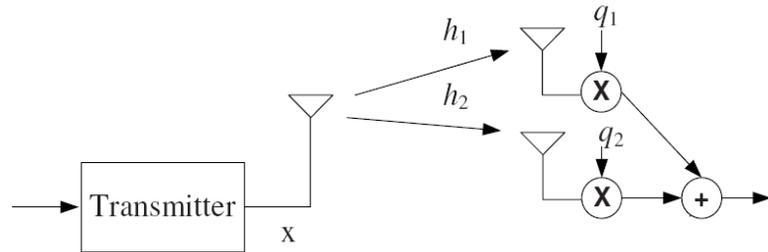


FIGURA 10.1 Diversidad en recepción

El MRC es el método utilizado en todos los modelos propuestos en este proyecto con múltiples antenas en recepción.

El modelo SIMO es básicamente igual al modelo SISO, el transmisor y los receptores son iguales a SISO. La diferencia, además de que ahora hay dos canales en lugar de uno, es la forma en que el receptor utiliza las dos señales que vienen por distintos caminos, de una forma constructiva.

Se añadió un bloque por cada camino a la entrada al receptor. Este bloque mide la potencia RMS con la que llega cada señal al receptor. Cada señal recibida es decodificada de la misma forma que SISO, pero de forma independiente para cada canal. A la salida del receptor se obtienen las dos señales compensadas. Para poder realizar la detección conjunta de las dos señales, utilizamos el valor RMS obtenido en la entrada del receptor, realizando una suma ponderada según el valor RMS de cada señal. De esta forma le damos un peso mayor a la señal que tiene mayor potencia.

Una vez obtenida la señal resultante de la ponderación de las dos señales de entrada, se procede de forma idéntica a la demodulación OFDMA de SISO: se elimina el prefijo cíclico, se realiza la transformada FFT, se eliminan las bandas de guarda y la portadora DC, se realiza la subcarrier derandomization, se reordenan los tiles en los canales correspondientes, se realiza una

compensación del canal a partir de los pilotos y por último se separan los datos para ser demodulados por el demodulador 64-QAM.

10.1.1 Implementación en Simulink.

Luego de que los símbolos OFDMA fueron transmitidos por el transmisor, a cada antena receptora llega una trama atenuada por cada canal, independiente entre ellos. Antes de decodificar la trama OFDMA enviada, el receptor realiza una ponderación de cada señal de entrada según la potencia con la que llega a cada antena.

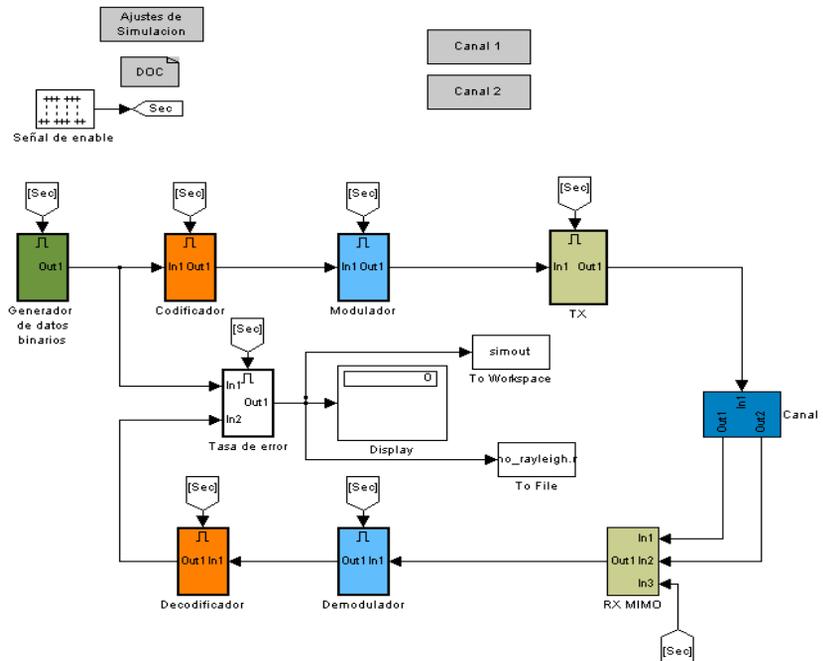


FIGURA 10.2 Modelo SIMO en Simulink

10.1.2 Implementación del transmisor del modelo SIMO en Simulink.

Del modulador llegan al transmisor 48 valores complejos por cada subcanal utilizado. Como hay 17 subcanales utilizados, al transmisor llegan 816 valores complejos que son el resultado de la modulación 64-QAM. Estos valores complejos llegan al transmisor por la entrada **In1**, en el diagrama de bloques del transmisor de la figura 10.3.

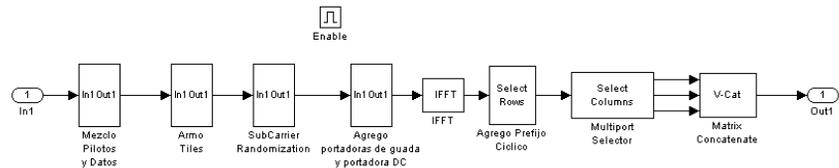


FIGURA 10.3 Implementación del transmisor SIMO en Simulink.

La ubicación de datos y pilotos es la misma para los 17 subcanales, por lo que se mostrará como es la ubicación de datos y pilotos en un subcanal cualquiera. De acuerdo a la ecuación 114 del standard y ecuación 8.3 del capítulo 8. La ubicación de datos y pilotos se realiza como lo indica la figura siguiente:

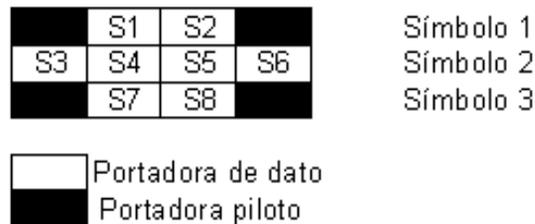


FIGURA 10.4 Estructura de tile

El bloque “Mezclo Pilotos y Datos” realiza la asignación de los datos y de los pilotos de todos los tiles de todos los subcanales, como está definido en el standard.

Luego se realiza la permutación de tiles como lo indica el standard según la ecuación 113. Esta operación es realizada con el bloque permutación de filas de Simulink, implementado en el bloque “Armo Tiles”, visto en el diagrama de bloques en la figura 10.3. De esta forma los tiles de los subcanales se ubican de forma tal que dos tiles de un mismo subcanal no queden adyacentes. Con esta operación la probabilidad de que todos los datos de un mismo subcanal se vean afectados al mismo tiempo por los canales selectivos en frecuencia baja significativamente.

Una vez que los tiles son ubicados en las portadoras correspondientes, se realiza el proceso de aleatorización de los datos y de los pilotos. El bloque Subcarrier Randomization del diagrama de bloques de la figura 10.3 es el encargado de llevar esto a cabo. La aleatorización de las subportadoras está definida en la sección 8.4.9.1 del standard.

Culminado el proceso de aleatorización de las portadoras, se agregan las bandas de guarda y la portadora DC. Para lograr este cometido se agregan los ceros necesarios como indica la tabla 313b del standard 802.16e-2005. Se agregan 52 ceros a la izquierda, 51 ceros a la derecha y un cero en la portadora con índice 256. De esta forma se obtienen las 512 portadoras necesarias para la transmisión. Estas acciones son realizadas por el bloque “Agrego portadoras de guarda y portadora DC”, en el diagrama de bloques de la figura 10.3.

La modulación OFDM la realiza el bloque IFFT de Simulink a las 512 portadoras. Luego se agrega el prefijo cíclico. El prefijo cíclico es la copia de las últimas $512/8$ portadoras, que en este caso son las últimas 64 portadoras. Estas últimas portadoras son insertadas como prefijo a las 512 portadoras originales, obteniendo de esta manera 576 portadoras (64 del prefijo cíclico y 512 de transmisión). La concatenación del prefijo cíclico es realizado en el bloque “Agrego Prefijo Cíclico” en el diagrama de bloques del transmisor de la figura 10.3.

Para poder utilizar el bloque de Rayleigh de Simulink, fue necesario poner en serie las filas de la matriz que salen luego del prefijo cíclico de dimensiones 576×3 (576 portadoras y 3 timeslots). A la salida del bloque transmisor sale un vector de 1728 datos modulados por OFDM, los cuales salen por la salida **Out1**, en el diagrama de bloques del transmisor.

10.1.3 Implementación del receptor del modelo SIMO en Simulink.

En cada antena receptora llega una señal atenuada por los dos canales de forma independiente, las señales de cada camino llegan por las entradas **In1** e **In2** del diagrama de bloques de la figura 10.5. La potencia RMS a la llegada de cada antena es evaluada para calcular los coeficientes con los cuáles se utilizarán para poder determinar los pesos de las señales de cada transmisor, y así poder estimar la trama enviada por el transmisor y poder ser demodulada por el demodulador 64-QAM.

Los receptores de cada antena son idénticos al receptor del modelo SISO, el cuál se estudió en el capítulo anterior.

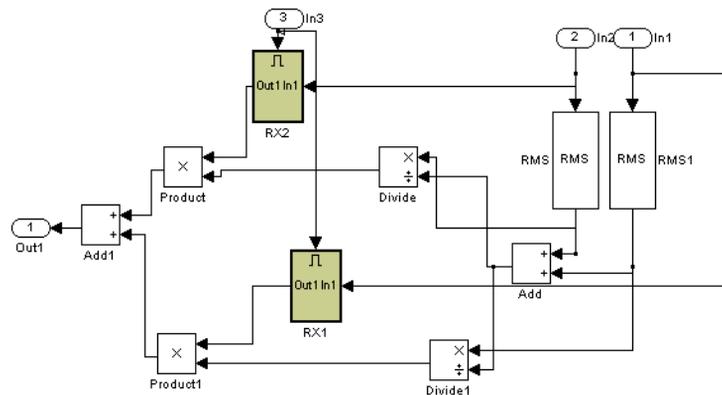


FIGURA 10.5 Implementación del algoritmo MRC en recepción en Simulink.

A la entrada del receptor (entrada **In1**, en el diagrama de bloques del receptor de la figura 10.6) se vuelve a la configuración inicial matricial. Se separa el vector de entrada en 3 filas de 576 columnas cada una, que representan las 576 portadoras utilizadas en transmisión. Estas operaciones se realizan en los bloques “Multiport Selector” y “Matrix Concatenate” del diagrama de bloques del receptor.

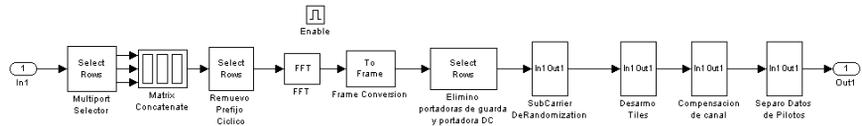


FIGURA 10.6 Diagrama de bloques del receptor OFDM.

Antes de la demodulación OFDM se remueve el prefijo cíclico con el bloque “Remuevo Prefijo Cíclico”.

La demodulación OFDM se realiza con el bloque FFT de Simulink y luego se convierten los símbolos demodulados en una trama, con el bloque Frame Conversion.

Luego se remueven las bandas de guarda y la componente DC con el bloque “Elimino Portadoras de guarda y portadora DC” del diagrama de bloques de la figura 10.6.

Posteriormente se realiza el proceso de desaleatorización de las subportadoras, realizado con el bloque “Subcarrier DeRandomization”.

Con el mismo bloque en el cual se ubicaban los tiles en sus correspondientes subportadoras, se ordenan los tiles de forma que los tiles de un mismo subcanal queden adyacentes. La reordenación de los tiles se realiza en el bloque “Desarmo Tiles” del receptor.

Una vez que los tiles y los subcanales son ordenados se procede a la compensación del canal.

El diseño de referencia para la compensación de canal está diseñado por el fabricante de hardware Altera, en su Application Note 343. Se estima la respuesta en frecuencia del canal utilizando interpolación lineal en el tiempo y en frecuencia, en un modelo tile por tile para cada subcanal. Para compensar la distorsión que afecta a las subportadoras, se realiza una ecualización forzada a cero.

Como las subportadoras de datos y pilotos pasan a través del canal de radio y como la información modulada en las subportadoras piloto es conocida, el receptor puede determinar la distorsión experimentada por todas las subportadoras de datos.

La estructura de los tiles, junto con la ubicación de los pilotos, se muestra en la siguiente figura. En el primer y tercer símbolo las subportadoras de los extremos son subportadoras piloto y es por ello que es posible realizar una estimación de la respuesta del canal en esas frecuencias comparándolas con las subportadoras pilotos conocidas. La respuesta en frecuencia de las dos subportadoras interiores puede ser estimada por interpolación lineal en el dominio de la frecuencia.

Para calcular la respuesta en frecuencia de las subportadoras asociadas al segundo símbolo OFDMA, se realiza una interpolación en el tiempo a partir de las estimaciones realizadas en el primer y tercer símbolo.

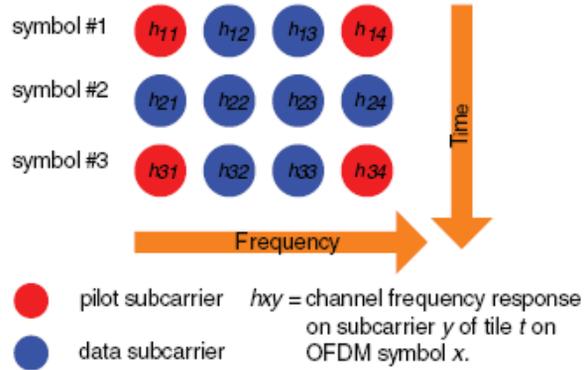


FIGURA 10.7 Ubicación de datos y pilotos en un tile

Una vez recibido el tile, es posible calcular la respuesta en frecuencia del canal de los pilotos a partir de las siguientes ecuaciones:

$$h_{11}(s, n) = \frac{r_{11}(s, n)}{t_{11}(s, n)}, \quad (\text{EC 10.1})$$

$$h_{14}(s, n) = \frac{r_{14}(s, n)}{t_{14}(s, n)}, \quad (\text{EC 10.2})$$

$$h_{31}(s, n) = \frac{r_{31}(s, n)}{t_{31}(s, n)}, \quad (\text{EC 10.3})$$

$$h_{34}(s, n) = \frac{r_{34}(s, n)}{t_{34}(s, n)} \quad (\text{EC 10.4})$$

estos estimados son para el tile n del subcanal s , donde r_x es la subportadora recibida y t_x es la subportadora transmitida.

La interpolación lineal en frecuencia se realiza para calcular las estimaciones de canal de las otras subportadoras utilizando las siguientes ecuaciones:

$$\hat{h}_{12} = \frac{1}{3}(h_{14} - h_{11}) + h_{11}, \quad (\text{EC 10.5})$$

$$\hat{h}_{13} = \frac{2}{3}(h_{14} - h_{11}) + h_{11} \quad (\text{EC 10.6})$$

$$\hat{h}_{32} = \frac{1}{3}(h_{34} - h_{31}) + h_{31}, \quad (\text{EC 10.7})$$

$$\hat{h}_{33} = \frac{2}{3}(h_{34} - h_{31}) + h_{31}. \quad (\text{EC 10.8})$$

Finalmente la interpolación en el tiempo se realiza de la siguiente manera:

$$\hat{h}_{21} = \frac{1}{2}(h_{11} + h_{31}) \quad , \quad (\text{EC 10.9})$$

$$\hat{h}_{22} = \frac{1}{2}(h_{12} + h_{32}) \quad (\text{EC 10.10})$$

$$\hat{h}_{23} = \frac{1}{2}(h_{13} + h_{33}) \quad , \quad (\text{EC 10.11})$$

$$\hat{h}_{24} = \frac{1}{2}(h_{14} + h_{34}) \quad (\text{EC 10.12})$$

Una vez calculadas las estimaciones del canal, se realiza la ecualización forzada a cero para eliminar la distorsión del canal, simplemente dividiendo la señal recibida por la respuesta en frecuencia del canal estimada.

La compensación del canal se realiza en el bloque “Compensación de Canal” en el receptor.

Por último, en el bloque “Separo Datos y Pilotos”, se eliminan los pilotos y se ubican los datos en una trama de tamaño 816x1, como fueron transmitidos. Los datos son enviados al demodulador a través de la salida **Out1**, del diagrama de bloques de la figura 10.6

10.2 Diversidad en transmisión: Potencia.

Al transmitir por dos antenas, y así beneficiarse de las ventajas de la diversidad, la potencia de transmisión de cada antena es la mitad de la potencia de transmisión por una antena.

Como la potencia es el cuadrado de la amplitud de la señal, para que por cada antena se transmita la mitad de la potencia, es necesario dividir la señal que va a ser transmitida por cada antena por $\sqrt{2}$. De esta forma tenemos un sistema equivalente en potencia al sistema SISO lo que nos permitirá comparar la performance.

10.3 Alamouti en su versión original.

Alamouti en el documento “A simple transmit diversity technique for wireless communications” en el IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 16(8):1451-1458, Octubre 1998, describe un código ortogonal espacio tiempo que obtiene ganancia total en diversidad.

Se consideran 2 antenas transmisoras, Antena 1 y Antena 2. En el tiempo t_0 , la Antena 1 transmite el símbolo s_1 y la Antena 2 transmite el símbolo s_2 , mientras que en el tiempo t_1 la Antena 1 transmite $-s_2^*$ y la Antena 2 transmite s_1^* .

Se asumirá que durante los tiempos t_0 y t_1 , los canales de cada antena permanecen constantes y son canales selectivos en frecuencia. El canal entre la Antena 1 y el receptor será h_1 y el canal entre la Antena 2 y el receptor será h_2 .

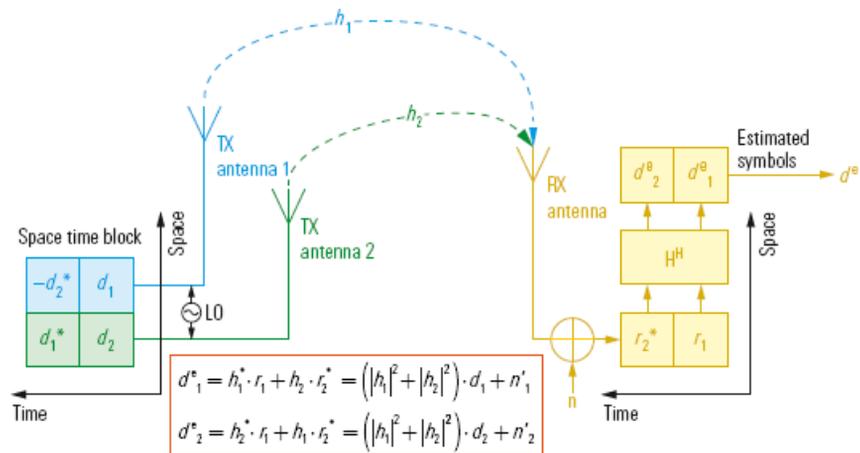


FIGURA 10.8 Esquema Alamouti

El receptor recibirá en función del tiempo:

$$r_1 = r(t_0) = h_1 s_1 + h_2 s_2, \quad (\text{EC 10.13})$$

$$r_2 = r(t_1) = -h_1 s_2^* + h_2 s_1^*. \quad (\text{EC 10.14})$$

Consideraremos el siguiente vector $y = \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{pmatrix}$ y lo reescribiremos como función de $\begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix}$:

$$y = \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1 s_1 + h_2 s_2 \\ -h_1^* s_2 + h_2^* s_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1 & h_2 \\ -h_1^* & h_2^* \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix}, \quad (\text{EC 10.15})$$

siendo H la matriz:

$$H = \begin{pmatrix} h_1 & h_2 \\ -h_1^* & h_2^* \end{pmatrix}.$$

Se define el vector $z = H^H H y$, donde H^H es la transpuesta hermítica de H (transpuesta conjugada).

$$z = H^H y = \begin{pmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix}. \quad (\text{EC 10.16})$$

Operando obtenemos el vector:

$$z = (|h_1|^2 + |h_2|^2) \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix}. \quad (\text{EC 10.17})$$

A partir del vector z se pueden obtener los símbolos transmitidos.

10.4 Alamouti en su versión en frecuencia.

En el capítulo 8 se describió la transmisión con 2 antenas y las modificaciones que sufren los tiles para ser enviados. Para aclarar los conceptos en la figura 10.8 se muestran los tiles de cada antena.

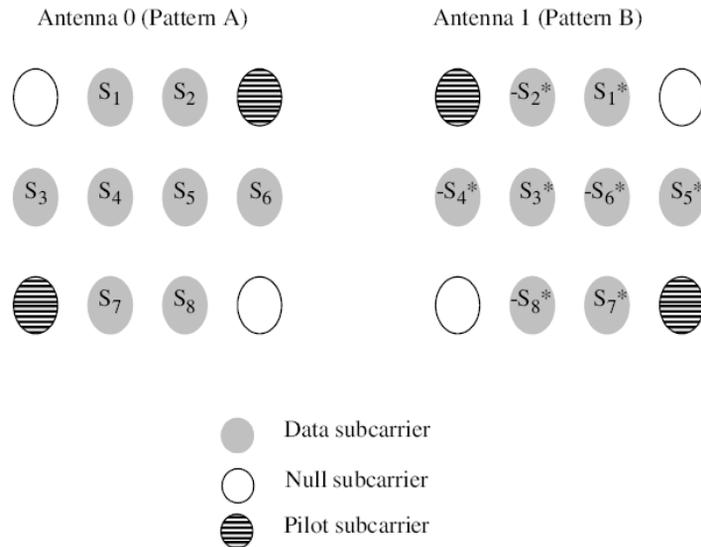


FIGURA 10.9 Patrones de tile para 2 antenas transmisoras

La forma de transmitir estandarizada en 802.16e-2005 es similar al código Alamouti, pero con la diferencia que en vez de transmitir en dos tiempos diferentes, las antenas transmiten en el mismo tiempo, pero en frecuencias diferentes.

Es decir, la Antena 0 transmite en la subportadora 1 el símbolo s_1 y en la subportadora 2 el símbolo s_2 , mientras que la Antena 1 transmite en la subportadora 1 el símbolo $-s_2^*$ y en la subportadora 2 el símbolo s_1^* .

En este modelo se considerará que las portadoras adyacentes se ven afectadas por el mismo canal, en este caso, las portadoras de la Antena 0 se verán afectadas por el canal h_1 y las portadoras de la Antena 1 se verán afectadas por el canal h_2 .

En recepción se tiene en función de la frecuencia de las portadoras:

$$r_1 = r(f_1) = h_1 s_1 - h_2 s_2^*, \quad (\text{EC 10.18})$$

$$r_2 = r(f_2) = h_1 s_2 + h_2 s_1^*. \quad (\text{EC 10.19})$$

Definiremos el vector

$$y = \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ -s_2^* \end{pmatrix}. \quad (\text{EC 10.20})$$

Sea el vector

$$z = H^H y = \begin{pmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ -s_2^* \end{pmatrix}. \quad (\text{EC 10.21})$$

Simplificando obtenemos

$$z = (|h_1|^2 + |h_2|^2) \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ -s_2^* \end{pmatrix} \quad (\text{EC 10.22})$$

.A partir de z podemos obtener s_1 y $-s_2^*$, y por lo tanto s_2 .

10.5 Diversidad en transmisión.

Para la transmisión con múltiples antenas, el estándar especifica los transmisores para 2 antenas basados en el sistema de Alamouti visto en el capítulo 8.

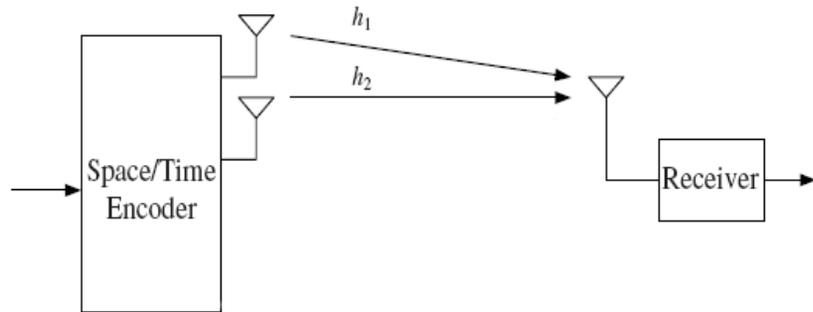


FIGURA 10.10 Diversidad en transmisión.

En la sección 8.4.9.1.5 *Uplink using STC* se definen los tiles para cada antena.

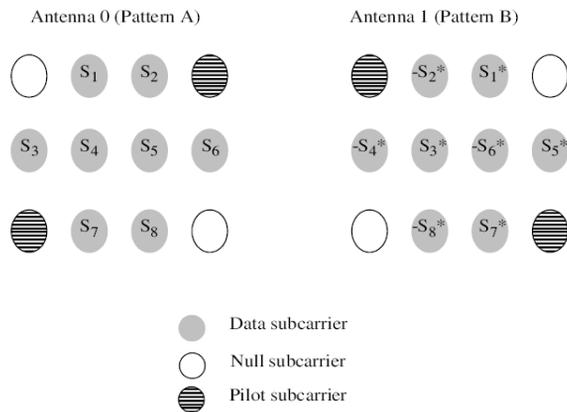


FIGURA 10.11 Patrones de tile para 2 antenas transmisoras

Como se ve en la figura 10.11 el patrón de la antena 0 es casi idéntico al del transmisor con una antena. La única diferencia es que aparecen dos pilotos nulos, por lo que la estimación para ese canal se podrá hacer únicamente con los 2 pilotos que quedan. En la antena 1 sucede lo mismo, pero ahora los pilotos con información están en las portadoras donde en la antena 0 están los pilotos nulos.

Esta forma de mandar los pilotos con información en las portadoras donde en la otra antena se envían pilotos nulos, asegura que los pilotos de cada antena no se contaminan por los pilotos de la otra antena y así poder recuperar la información para poder realizar la estimación de canal. Pero se pierde información para poder estimar de una forma más precisa los canales.

Como hay dos canales, vamos a tener 2 respuestas de canal en forma de tile, como se muestra en las siguientes tablas:

Respuesta al canal 0, de la antena de transmisión 0:

$h_{0_{11}}$	$h_{0_{12}}$	$h_{0_{13}}$	$h_{0_{14}}$
$h_{0_{21}}$	$h_{0_{22}}$	$h_{0_{23}}$	$h_{0_{24}}$
$h_{0_{31}}$	$h_{0_{32}}$	$h_{0_{33}}$	$h_{0_{34}}$

Respuesta al canal 1, de la antena de transmisión 1:

$h_{1_{11}}$	$h_{1_{12}}$	$h_{1_{13}}$	$h_{1_{14}}$
$h_{1_{21}}$	$h_{1_{22}}$	$h_{1_{23}}$	$h_{1_{24}}$
$h_{1_{31}}$	$h_{1_{32}}$	$h_{1_{33}}$	$h_{1_{34}}$

En recepción se obtiene el siguiente tile,

$P_1 h_{11}$	r_1	r_2	$P_0 h_{031}$
r_3	r_4	r_5	r_6
$P_0 h_{031}$	r_7	r_8	$P_1 h_{11}$

Más específicamente:

$P_1 h_{11}$	$s_1 h_{012} - s_2^* h_{112}$	$s_1 h_{013} + s_2^* h_{113}$	$P_0 h_{014}$
$s_3 h_{021} - s_4^* h_{121}$	$s_4 h_{022} + s_3^* h_{122}$	$s_5 h_{023} - s_6^* h_{123}$	$s_6 h_{024} + s_5^* h_{124}$
$P_0 h_{031}$	$s_7 h_{032} - s_8^* h_{132}$	$s_8 h_{033} + s_7^* h_{133}$	$P_1 h_{134}$

Evidentemente no se puede utilizar la recepción del modelo SISO, ya que en cada subportadora de datos recibimos dos símbolos diferentes.

Una vez recibidos todos los tiles, hay que realizar las estimaciones de cada canal, y luego estimar los símbolos enviados. Las dos formas de estimar los símbolos enviados son las siguientes: detección Alamouti y la detección algebraica.

10.5.1 Detección Alamouti.

La detección Alamouti se explicó en el capítulo 6, pero para poder llevarla a la práctica en el estándar 802.16e-2005 hay que realizar la variante descrita anteriormente en este capítulo. En lugar de ser un bloque de código espacio tiempo, el estándar define la transmisión en un bloque de código espacio frecuencia.

Como muestra la figura 10.11 en la antena 0 se trasmite s_1 en la primera subportadora y s_2 en la segunda subportadora, mientras que en la antena 1 se trasmite $-s_2^*$ en la primera subportadora y s_1^* en la segunda subporta-

dora. Como hipótesis de Alamouti vamos a considerar que las dos subportadoras de la antena 0 y la antena 1 sufren el efecto del mismo canal h_0 y h_1 para las antenas 0 y 1 respectivamente. Por lo tanto tenemos que:

$$h_{0_{12}} = h_{0_{13}} = h_{0_1}, \quad (\text{EC 10.23})$$

$$h_{1_{12}} = h_{1_{13}} = h_{1_1} \quad (\text{EC 10.24})$$

$$h_{0_{21}} = h_{0_{22}} = h_{0_{2A}}, \quad (\text{EC 10.25})$$

$$h_{1_{21}} = h_{1_{22}} = h_{1_{2A}} \quad (\text{EC 10.26})$$

$$h_{0_{23}} = h_{0_{24}} = h_{0_{2B}}, \quad (\text{EC 10.27})$$

$$h_{1_{23}} = h_{1_{24}} = h_{1_{2B}} \quad (\text{EC 10.28})$$

$$h_{0_{32}} = h_{0_{33}} = h_{0_3}, \quad (\text{EC 10.29})$$

$$h_{1_{32}} = h_{1_{33}} = h_{1_3} \quad (\text{EC 10.30})$$

El tile recibido queda de la siguiente forma:

$P_1 h_{1_{11}}$	$s_1 h_{0_1} - s_2^* h_{1_1}$	$s_1 h_{0_1} + s_2^* h_{1_1}$	$P_0 h_{0_{14}}$
$s_3 h_{0_{2A}} - s_4^* h_{1_{2A}}$	$s_4 h_{0_{2A}} + s_3^* h_{1_{2A}}$	$s_5 h_{0_{2A}} - s_6^* h_{1_{2A}}$	$s_6 h_{0_{2A}} + s_5^* h_{1_{2A}}$
$P_0 h_{0_{31}}$	$s_7 h_{0_3} - s_8^* h_{1_3}$	$s_8 h_{0_3} + s_7^* h_{1_3}$	$P_1 h_{1_{34}}$

Sin pérdida de generalidad, estudiaremos la detección de los símbolos s_1 y s_2 , ya que la detección de los símbolos restantes es análoga.

En recepción vamos a obtener los siguientes símbolos:

$$r_1 = s_1 h_{0_1} - s_2^* h_{1_1}, \quad (\text{EC 10.31})$$

$$r_2 = s_2 h_{0_1} + s_1^* h_{1_1} \quad (\text{EC 10.32})$$

Reescribiendo en forma matricial y utilizando el siguiente cambio de variable

obtenemos:

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{01} & h_{11} \\ h_{11}^* & -h_{01}^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ -s_2^* \end{pmatrix}, \quad (\text{EC 10.33})$$

siendo H la matriz de canal: $H = \begin{pmatrix} h_{01} & h_{11} \\ h_{11}^* & -h_{01}^* \end{pmatrix}$ con la propiedad de que es Hermitica, lo que implica que

$$H^H \cdot H = \begin{pmatrix} |h_{01}|^2 + |h_{11}|^2 & 0 \\ 0 & |h_{01}|^2 + |h_{11}|^2 \end{pmatrix} = (|h_{01}|^2 + |h_{11}|^2) \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{EC 10.34})$$

Definiendo al vector z como la siguiente operación:

$$z = H^H H \cdot y = (|h_{01}|^2 + |h_{11}|^2) \begin{pmatrix} s_1 \\ -s_2^* \end{pmatrix}, \quad (\text{EC 10.35})$$

de esta forma podemos despejar los símbolos enviados s_1 y s_2 .

10.5.2 Detección algebraica.

La idea principal en la detección algebraica es la de despejar los símbolos transmitidos a partir del símbolo recibido, al igual que en la detección Alamouti, pero con la diferencia que cada portadora del tile tiene una respuesta de canal propia de la portadora. Vale decir que no se considera que dos portadoras adyacentes en frecuencia no tienen, en principio, que tener la misma respuesta de canal. Así como estudiamos la detección Alamouti, mostraremos la detección para los símbolos s_1 y s_2 , ya que la detección de los otros símbolos se realiza de manera análoga.

El tile recibido es el siguiente:

$P_1 h_{11}$	r_1	r_2	$P_0 h_{31}$
r_3	r_4	r_5	r_6
$P_0 h_{31}$	r_7	r_8	$P_1 h_{11}$

Los símbolos recibidos r_1 y r_2 , son los siguientes:

$$r_1 = h_{12} s_1 - h_{12} s_2^* , \quad (\text{EC 10.36})$$

$$r_2 = h_{13} s_2 + h_{13} s_1^* . \quad (\text{EC 10.37})$$

Para despejar s_1 , operamos con r_1 y con r_2^* .

$$s_1 = \frac{h_{13}^* r_1 + h_{12} r_2^*}{h_{12} h_{13}^* + h_{12} h_{13}^*} \quad (\text{EC 10.38})$$

De la misma manera, para despejar s_2 , operamos con r_1^* y con r_2 :

$$s_2 = \frac{h_{12}^* r_2 - h_{13} r_1^*}{h_{13} h_{12}^* + h_{13} h_{12}^*} . \quad (\text{EC 10.39})$$

De manera análoga operamos para obtener los demás símbolos:

$$s_3 = \frac{h_{22}^* r_3 + h_{21} r_4^*}{h_{21} h_{22}^* + h_{21} h_{22}^*} \quad (\text{EC 10.40})$$

$$s_4 = \frac{h_{21}^* r_4 - h_{22} r_3^*}{h_{22} h_{21}^* + h_{22} h_{21}^*} \quad (\text{EC 10.41})$$

$$s_5 = \frac{h_{24}^* r_5 + h_{23} r_6^*}{h_{23} h_{24}^* + h_{23} h_{24}^*} \quad (\text{EC 10.42})$$

$$s_6 = \frac{h_{0_{23}}^* r_6 - h_{1_{24}} r_5^*}{h_{0_{24}} h_{0_{23}}^* + h_{1_{24}} h_{1_{23}}^*} \quad (\text{EC 10.43})$$

$$s_7 = \frac{h_{0_{33}}^* r_7 + h_{1_{32}} r_8^*}{h_{0_{32}} h_{0_{33}}^* + h_{1_{12}} h_{1_{33}}^*} \quad (\text{EC 10.44})$$

$$s_8 = \frac{h_{0_{23}}^* r_8 - h_{1_{33}} r_7^*}{h_{0_{33}} h_{0_{23}}^* + h_{1_{33}} h_{1_{23}}^*} \quad (\text{EC 10.45})$$

Una vez obtenido el tile estimado se procede de idéntica manera para estimar los demás tiles de todos los subcanales. Una vez estimada la señal transmitida, se procede de forma idéntica a la demodulación OFDMA de SISO: se elimina el prefijo cíclico, se realiza la transformada FFT, se eliminan las bandas de guarda y la portadora DC, se realiza la subcarrier derandomization, se reordenan los tiles en los canales correspondientes, se realiza una compensación del canal a partir de los pilotos y por último se separan los datos para ser demodulados por el demodulador 64-QAM.

10.5.3 Implementación en Simulink.

Luego de que la trama a ser transmitida se modula por el modulador 64-QAM, se transmite por las dos antenas transmisoras.

Como se vió en la sección 10.2, la potencia a transmitir en cada antena tiene que ser la mitad de la señal transmitida por una sola antena, es por eso que hay que dividir la amplitud de la señal modulada por $\sqrt{2}$. Esto se realiza con el bloque Gain del diagrama de bloques de la figura 10.12.

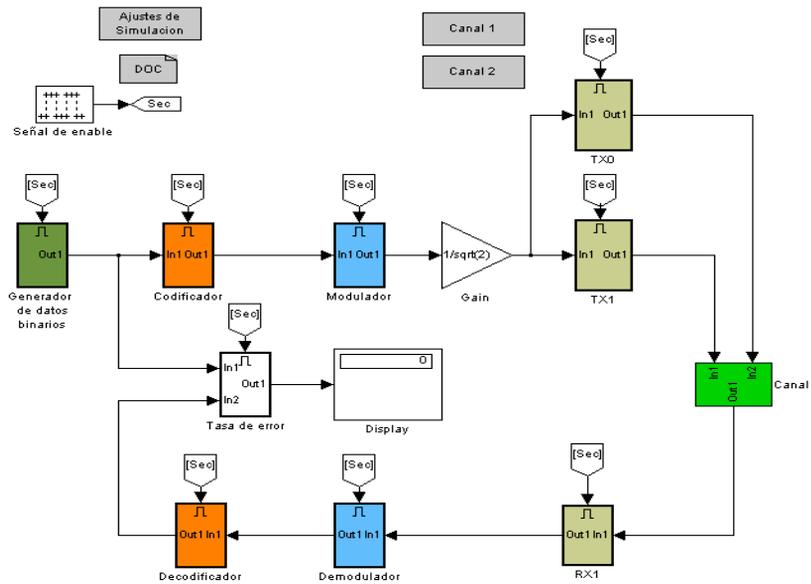


FIGURA 10.12 Implementación de los modelos MISO en Simulink.

En cada transmisor se envían solamente 2 pilotos en cada tile, en lugar de 4 pilotos por tile del modelo SISO del estándar.

La segunda antena transmisora, reordena los símbolos en el tile a transmitir con su correspondiente signo, como se describió en el capítulo 7.

En el receptor se realiza la detección algebraica o la detección Alamouti, según corresponda el modelo. Para ello se realizó un bloque con una función Matlab embebida, que implementa en cada tile recibido las ecuaciones vistas anteriormente para poder estimar los símbolos enviados en cada tile.

10.5.4 Implementación del transmisor MISO en Simlink.

Del modulador llegan al transmisor 48 valores complejos por cada subcanal utilizado. Como hay 17 subcanales utilizados, al transmisor llegan 816 valores complejos que son el resultado de la modulación 64-QAM. Estos valores complejos llegan al transmisor por la entrada **In1**, en el diagrama de bloques de la figura 10.13

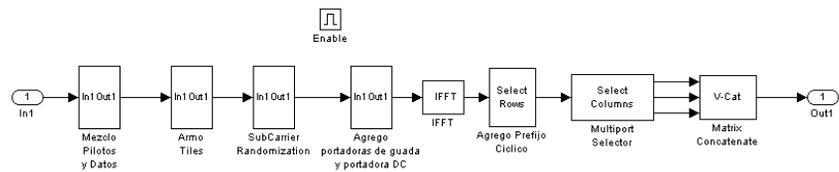


FIGURA 10.13 Implementación del transmisor MISO en Simulink.

Los 48 valores complejos de cada subcanal son divididos por $\sqrt{2}$, para dividir la potencia en cada antena en partes iguales. Esa división es realizada por el bloque Gain del diagrama de la figura 10.12, por lo que a la entrada del transmisor, los valores complejos llegan divididos por $\sqrt{2}$.

La ubicación de datos y pilotos es la misma para los 17 subcanales, por lo que se mostrará como es la ubicación de datos y pilotos en un subcanal cualquiera.

En la sección 8.4.9.1.5 *Uplink using STC* se definen los tiles para cada antena.

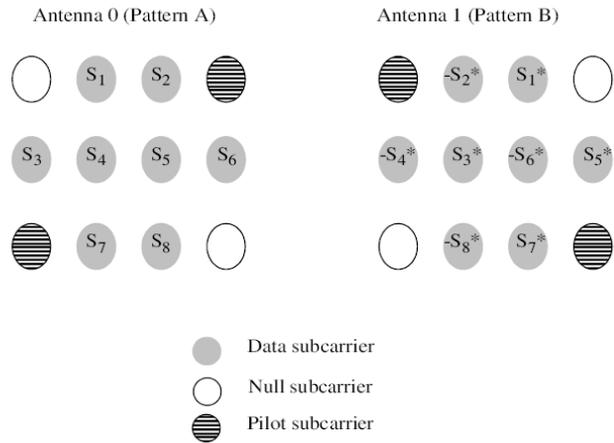


FIGURA 10.14 Patrones de tile para 2 antenas transmisoras

El bloque “Mezclo Pilotos y Datos”, realiza la asignación de los datos, pilotos y portadoras nulas de todos los tiles de todos los subcanales, como está definido en el standard.

Luego se realiza la permutación de tiles como lo indica el standard según la ecuación 113, para ambas antenas. Esta operación es realizada con el bloque permutación de filas de Simulink, implementado en el bloque “Armo Tiles”, visto en el diagrama de bloques de la figura 10.13. De esta forma los tiles de los subcanales se ubican de forma tal que dos tiles de un mismo subcanal no queden adyacentes. Se logra que la probabilidad de que todos los datos de un mismo subcanal se vean afectados al mismo tiempo por los canales selectivos en frecuencia baja significativamente.

Una vez que los tiles son ubicados en las portadoras correspondientes, se realiza el proceso de aleatorización de los datos y de los pilotos. El bloque Subcarrier Randomization del diagrama de bloques de la figura 10.13 es el encargado de llevar esto a cabo. La aleatorización de las subportadoras está definida en la sección 8.4.9.1 del standard.

Culminado el proceso de aleatorización de las portadoras, se agregan las bandas de guarda y la portadora DC. Para lograr este cometido se agregan los ceros necesarios como indica la tabla 313b del standard 802.16e-2005. Se agregan 52 ceros a la izquierda, 51 ceros a la derecha y un cero en la portadora con índice 256. De esta forma se obtienen las 512 portadoras necesarias para la transmisión. Estas acciones son realizadas por el bloque “Agrego Portadoras de guarda y portadora DC”, en el diagrama de bloques de la figura 10.13.

La modulación OFDM la realiza el bloque IFFT de Simulink a las 512 portadoras. Luego se agrega el prefijo cíclico. El prefijo cíclico es la copia de las últimas $512/8$ portadoras, que en este caso son las últimas 64 portadoras. Estas últimas portadoras son insertadas como prefijo a las 512 portadoras originales, obteniendo de esta manera 576 portadoras (64 del prefijo cíclico y 512 de transmisión). La concatenación del prefijo cíclico es realizado en el bloque “Agrego Prefijo Cíclico” en el diagrama de bloques de la figura 10.13.

Para poder utilizar el bloque de Rayleigh de Simulink, fue necesario poner en serie las filas de la matriz que salen luego del prefijo cíclico de dimensiones 576×3 (576 portadoras y 3 timeslots). A la salida del bloque transmisor de cada antena sale un vector de 1728 datos modulados por OFDM, los cuales salen por la salida **Out1**, en el diagrama de bloques del transmisor.

10.5.5 Implementación del receptor MISO en Simulink.

A la entrada del receptor (entrada **In1**, en el diagrama de bloques del receptor en la figura 10.15) se vuelve a la configuración inicial matricial. Se separa el vector de entrada en 3 filas de 576 columnas cada una, que representan las 576 portadoras utilizadas en transmisión. Estas operaciones se realizan en los bloques “Multiport Selector” y “Matrix Concatenate” del diagrama de bloques del receptor.

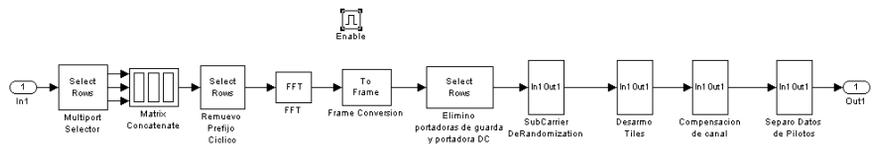


FIGURA 10.15 Receptor de los modelos MISO y MISO Alamouti, en el bloque Compensación de canal se implementan las ecuaciones de detección algebraica y de detección Alamouti.

Antes de la demodulación OFDM se remueve el prefijo cíclico con el bloque “Remuevo Prefijo Cíclico”.

La demodulación OFDM se realiza con el bloque FFT de Simulink y luego se convierten los símbolos demodulados en una trama, con el bloque Frame Conversion.

Luego se remueven las bandas de guarda y la componente DC con el bloque “Elimino Portadoras de guarda y portadora DC” del diagrama de bloques del receptor.

Posteriormente se realiza el proceso de desaleatorización de las subportadoras, realizado con el bloque “Subcarrier DeRandomization”.

Con el mismo bloque en el cual se ubicaban los tiles en sus correspondientes subportadoras, se ordenan los tiles de forma que los tiles de un mismo

subcanal queden adyacentes. La reordenación de los tiles se realiza en el bloque “Desarmado Tiles” del receptor.

Una vez que los tiles y los subcanales son ordenados se procede a la compensación del canal.

En el bloque “Compensación del Canal” se realizan las operaciones de las ecuaciones de detección Alamouti o detección algebraica, explicadas en las secciones 10.5.1 y 10.5.2 respectivamente.

10.6 Diversidad en transmisión y en recepción: MIMO.

La transmisión en MIMO es la misma que para MISO, por lo tanto en cada antena receptora recibiremos el mismo tile que para MISO. La diferencia ahora es que hay cuatro canales independientes en lugar de dos como en MISO.

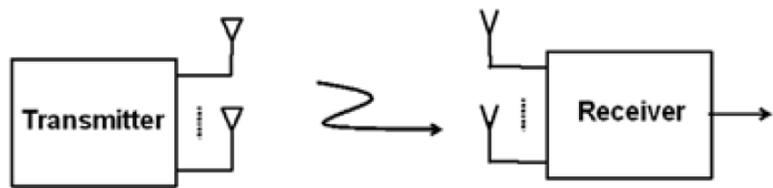


FIGURA 10.16 Diversidad en transmisión y en recepción.

Las dos antenas receptoras, reciben los tiles, de forma independiente entre ellas e idealmente (sin canal radio que altere la señal enviada) sería la misma. Lamentablemente, como en toda transmisión inalámbrica, la señal se ve afectada por el canal por el cual es transmitida.

La detección de los símbolos en cada antena es exactamente igual a la detección en la antena receptora de la implementación MISO. Pero ahora obtenemos 2 tiles con símbolos estimados. ¿Con qué tile de las dos antenas detectamos? Al igual que para SIMO, se puede estimar los símbolos enviados de dos maneras: conmutación de diversidad y MRC.

La performance de MRC es sensiblemente mejor que la de la conmutación de diversidad, por lo cuál en nuestros modelos utilizamos MRC.

Para cada antena receptora realizamos las dos detecciones que implementamos para MISO, la detección Alamouti y la detección conjunta.

Resumiendo: para los modelos con diversidad en transmisión y en recepción, se utiliza el algoritmo MRC en cada antena para maximizar la SNR

con los dos caminos que llegan de las dos antenas transmisoras, y posteriormente se realiza la detección Alamouti o la detección conjunta con las dos señales resultantes de cada antena.

A partir de la combinación de MRC y de la detección conjunta o de Alamouti se estima el tile transmitido. Esta combinación en recepción se repite para todos los tiles de los canales, para luego ser demodulados por el receptor OFDM como en el modelo SISO.

10.6.1 Implementación en Simulink.

La implementación en Simulink de los modelos MIMO y MIMO Alamouti, es una combinación de las implementaciones de los modelos con diversidad en recepción y de diversidad en transmisión, vistas en las secciones anteriores.

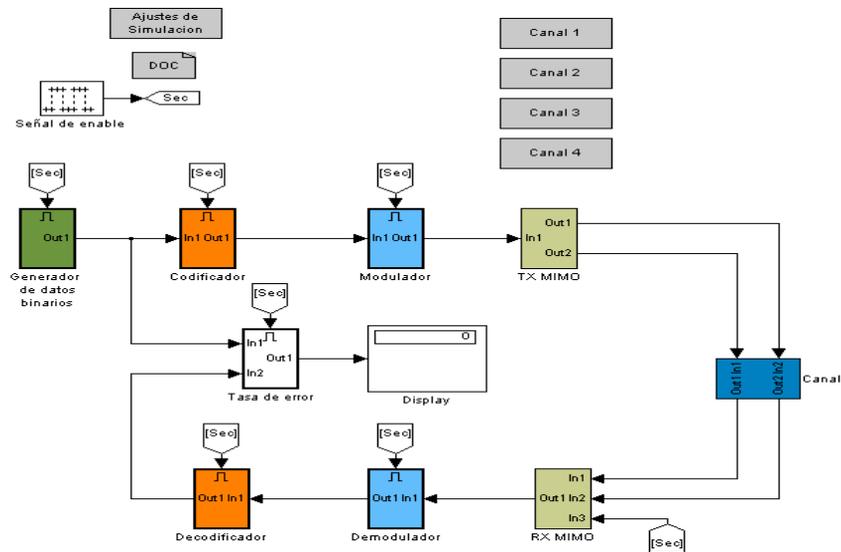


FIGURA 10.17 Implementación en Simulink de los modelos MIMO y MIMO Alamouti

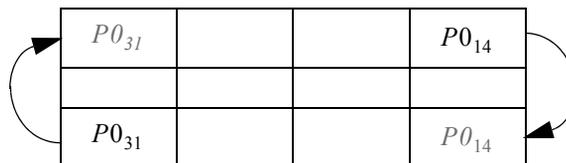
10.7 Estimación de canal.

Al igual que en el sistema SISO, es necesaria tener información del canal para poder estimar los símbolos transmitidos. Como vimos en el punto 10.2, el estándar especifica los tiles a transmitir por cada una de las antenas. La mayor diferencia con el modelo SISO es que solamente hay 2 pilotos por tile en lugar de 4, por lo que la estimación de canal se ve comprometida en cuanto a precisión.

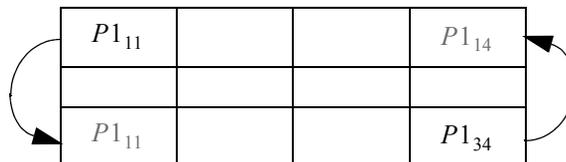
Para la antena 0 tenemos solamente los siguientes pilotos:

			$P0_{14}$
$P0_{31}$			

Asumiendo que durante la transmisión de los 3 símbolos OFDMA la respuesta del canal se puede considerar constante en el tiempo, podemos estimar el canal de las portadoras $P0_{11}$, $P1_{31}$, $P0_{34}$ y $P1_{14}$ de la siguiente forma:



De manera análoga para el tile de la antena 1:



De esta manera logramos obtener los 4 pilotos y las estimaciones de canal para las diferentes portadoras de datos se realiza de la misma forma que para SISO, la cuál se describió en el capítulo 9.

En este capítulo se mostrarán y analizarán los resultados de las simulaciones realizadas. Se describirán en las distintas secciones los resultados observados en cuanto a diversidad, estimación de canal, parámetros de configuración y efectos de los canales inalámbricos, y se presentará la performance de los distintos modelos implementados y de los distintos canales estudiados.

Modelos implementados:

- SISO (Especificación del estándar)
- SIMO (Estándar con detección MRC)
- MISO (Especificación STC del estándar con detección algebraica)
- MISO Alamouti (Especificación STC del estándar con detección Alamouti)
- MIMO (Detección algebraica + MRC)
- MIMO Alamouti (Detección Alamouti + MRC)

Canales estudiados:

- Ruido blanco aditivo Gaussiano (AWGN)
- SUI-4
- SUI-6

11.1 Diversidad en recepción.

En esta sección se mostrarán la comparación del modelo SISO del estándar y de la implementación de diversidad en recepción, en particular con 2 antenas en recepción.

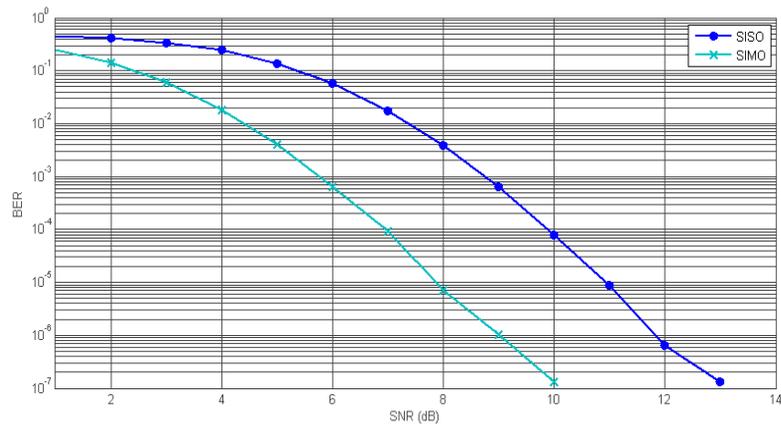


FIGURA 11.1 Performance del estándar (SISO) y el receptor MRC (SIMO). El canal es únicamente AWGN

En la figura 11.1 se puede apreciar la performance del sistema SISO especificado en el estándar y la performance del receptor Maximum Ratio Combining (MRC) visto en la sección 6.3.2 en un esquema SIMO sobre un canal AWGN.

Como era de esperar, la ganancia por diversidad en recepción que logra el receptor MRC es significativa en cuanto a la performance del BER. Este receptor tiene como objetivo maximizar la SNR en recepción, la cual está directamente relacionada con la probabilidad de error, y por ende el BER.

También se implementó el sistema SC (Selection Combining) visto en la sección 6.3.1 pero -acorde al análisis teórico del capítulo 6- se observó que MRC es una mejor opción, ya que combina todas las señales recibidas aprovechando toda la energía a diferencia de SC que simplemente elige la señal de mayor potencia. La utilización de MRC logra mejorar de forma notable la performance del sistema sin agregar demasiada complejidad en el receptor, tal como se mostró en las secciones 6.3.1 y 6.3.2, al comparar los algoritmos de recepción SC y MRC.

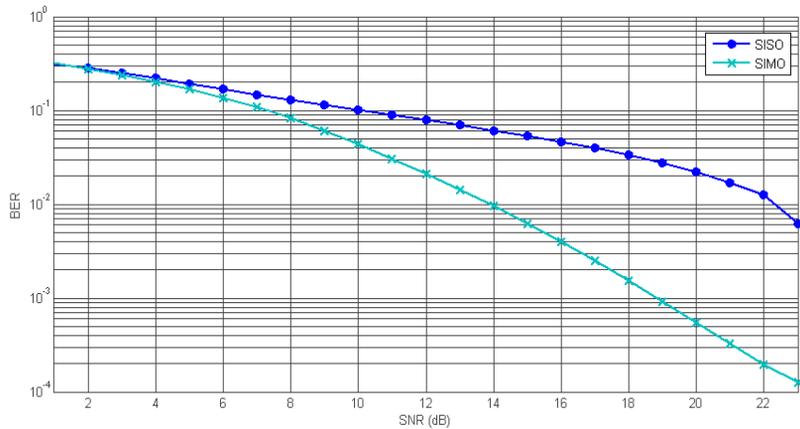


FIGURA 11.2 Performance del estándar (SISO) y el receptor MRC (SIMO). El canal es el SUI-4 con AGWN

Los valores de BER obtenidos para estos modelos en el canal SUI-4, muestran que el modelo SIMO tiene un desempeño mucho mejor que el modelo SISO del estándar. A partir de los 12 dB de SNR, los BER del modelo SIMO son de al menos un orden mejor que los BER del modelo SISO.

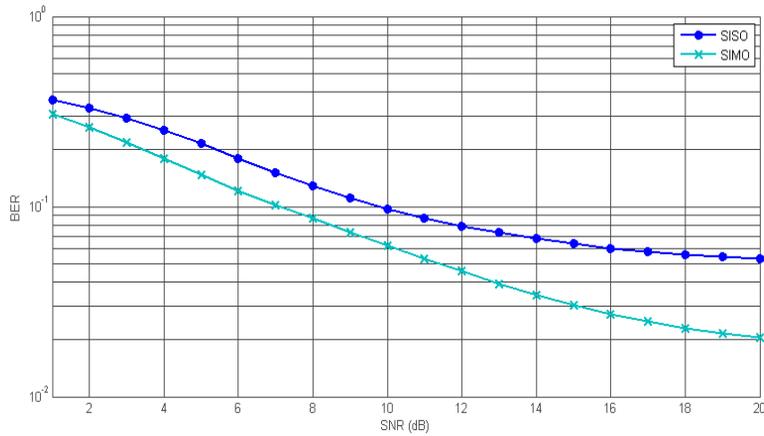


FIGURA 11.3 Performance del estándar (SISO) y el receptor MRC (SIMO). El canal es el SUI-6 con AGWN

En los canales con ruido selectivo en frecuencia como son SUI-4 y SUI-6, la utilización de MRC es muy recomendable ya que se logran performances superiores cuando el efecto que predomina es la distorsión selectiva en frecuencia en lugar del AWGN y la compensación del canal implementada en todos los receptores utilizados busca mitigar los desvanecimientos en frecuencia.

11.2 Diversidad en transmisión.

En esta sección se mostrarán los resultados de las implementaciones con diversidad en transmisión y con una sola antena en el receptor.

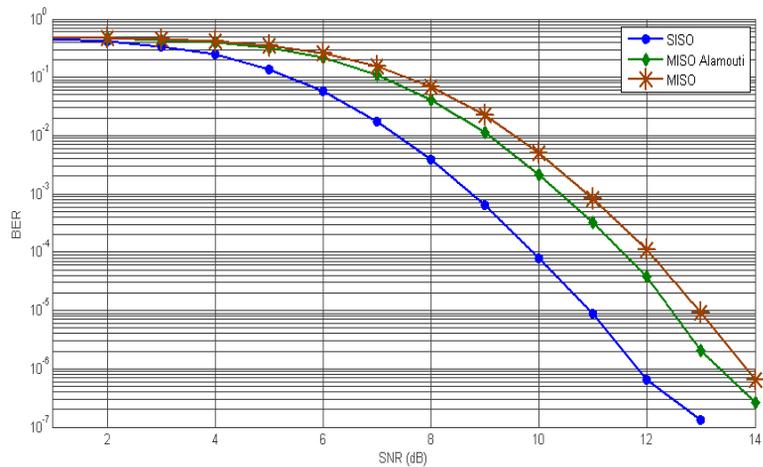


FIGURA 11.4 Comparación de performance del estándar (SISO), el modelo MISO, y el modelo MISO Alamouti para el canal AWGN

En presencia de un canal con ruido blanco, el modelo SISO del estándar tiene una performance mejor que los modelos con diversidad en transmisión (MISO y MISO Alamouti). Esto se atribuye a la pérdida en estimación del canal, ya que en los modelos con diversidad en transmisión utilizan 2 pilotos en lugar de los 4 del modelo SISO. En la sección 11.6 se analizará la pérdida en estimación de canal al utilizar 2 pilotos en lugar de 4.

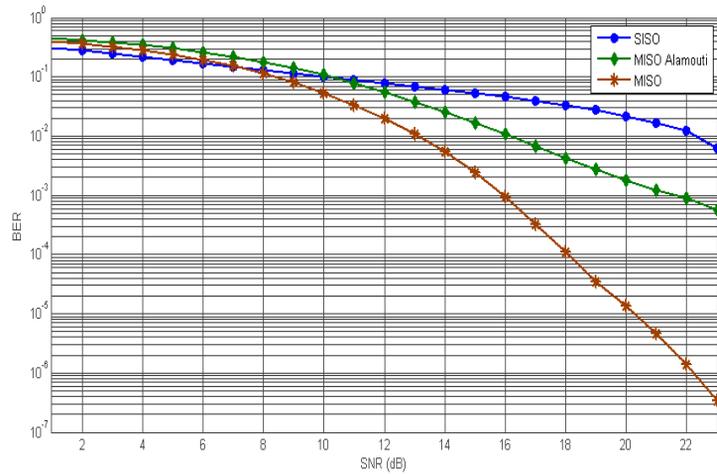


FIGURA 11.5 Modelos SISO, MISO Alamouti y MISO en canal SUI-4

En presencia de un canal selectivo en frecuencia, como lo es el SUI-4, se puede apreciar que el desempeño de los modelos con diversidad en transmisión es mejor que el modelo SISO del estándar. A su vez, el modelo MISO con detección algebraica presentó mejores resultados que el modelo MISO con detección Alamouti.

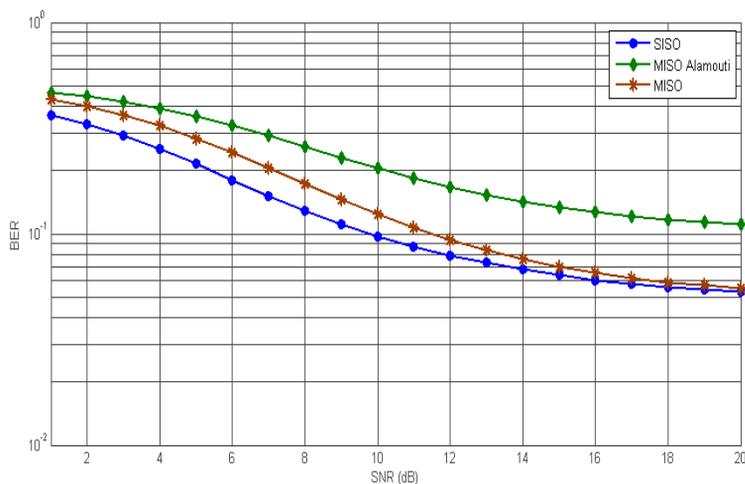


FIGURA 11.6 Modelos SISO, MISO Alamouti y MISO en canal SUI-6

En presencia de ruido blanco únicamente, los sistemas MISO y MISO Alamouti tienen una performance muy similar. Cuando se observa el efecto que tiene el canal SUI-4 Rayleigh sobre estos sistemas (figuras 11.6 y 11.7), vemos que la performance de MISO Alamouti es inferior.

Esto se debe a una pérdida de estimación, al asumir que el canal es igual para subportadoras adyacentes. En la sección 10.2 se estudió la versión en frecuencia del esquema de Alamouti, y en la sección 10.2.2 se mostró el proceso de detección utilizado para la implementación de este sistema MISO. Para estimar el canal se supuso que los símbolos apareados (s_1 y s_2) experimentarían la misma distorsión al ser adyacentes en la estructura de tiles.

Dada la forma de transmitir especificada en el estándar, concluimos que una detección algebraica como la implementada para el sistema MISO (sección 10.2.2) logra una performance superior. Esto se debe a que la hipótesis de que dos portadoras adyacentes tienen la misma respuesta al canal no corresponde con los modelos de canales selectivos en frecuencia.

11.3 Diversidad en transmisión y en recepción.

En esta sección se mostrarán los resultados de las implementaciones con diversidad en transmisión y con diversidad en recepción. En particular, con 2 antenas transmisoras y 2 antenas receptoras.

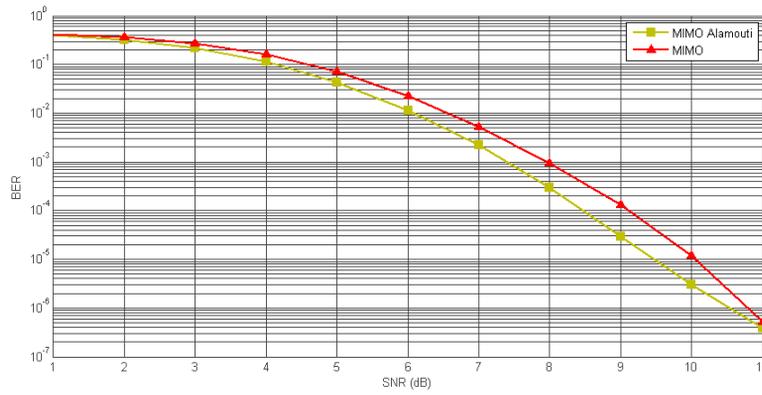


FIGURA 11.7 MIMO vs. MIMO Alamouti en el canal AWGN

Como se puede apreciar en la figura 11.7, los modelos MIMO con detección Alamouti y MIMO con detección algebraica presentan valores similares de BER en función de la SNR en presencia únicamente de ruido blanco.

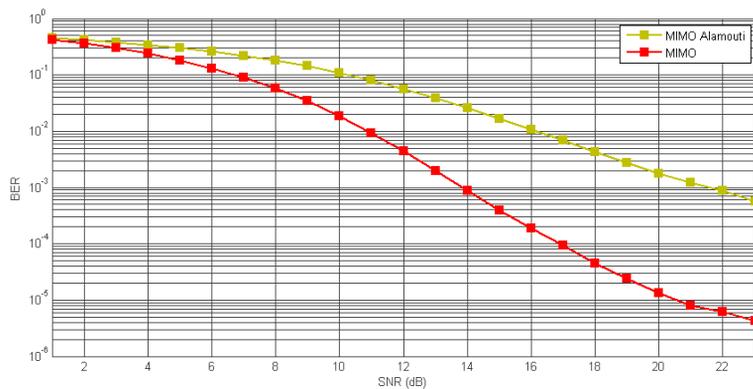


FIGURA 11.8 MIMO vs. MIMO Alamouti en el canal SUI-4 + AWGN

En presencia de un canal selectivo en frecuencia, como lo es el canal SUI-4, el modelo MIMO con detección algebraica presenta un mejor desempeño que el modelo MIMO con detección Alamouti.

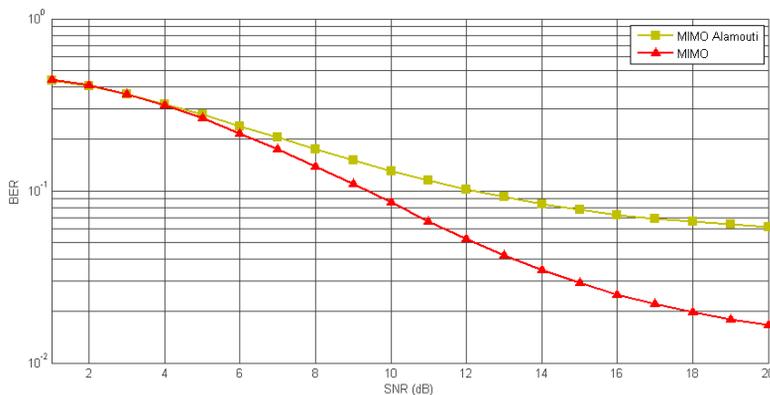


FIGURA 11.9 MIMO vs. MIMO Alamouti en el canal SUI-6 + AWGN

Los resultados que obtuvieron los modelos en el canal SUI-4 mantienen su relación en presencia del canal SUI-6, como lo muestra la figura 11.9.

Para los sistemas MIMO, cabe realizar el mismo análisis de diversidad que en las secciones anteriores. Se logra una ganancia por diversidad en recepción como consecuencia de la detección MRC, y una ganancia en diversidad en transmisión consecuencia de la codificación redundante especificada en el estándar, y presentada en el capítulo 10.

11.4 Comparación del esquema Alamouti y de la detección algebraica.

En esta sección se mostrarán los resultados de los dos métodos de detección en el receptor: el esquema Alamouti y la detección algebraica.

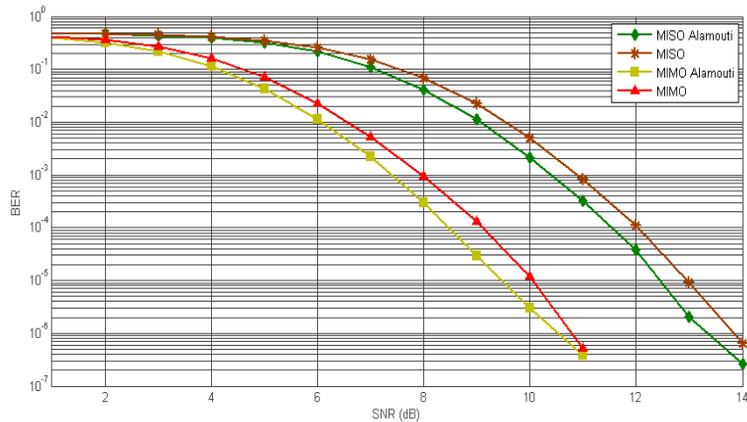


FIGURA 11.10 Comparación de performance de los modelos con diversidad en transmisión en canal con AWGN: MISO Alamouti, MISO, MIMO Alamouti y MIMO.

Como se aprecia en la figura 11.10, en presencia de ruido blanco, los modelos con detección algebraica y los modelos con detección Alamouti, presentan valores similares de BER en función de la SNR. Los modelos con detección Alamouti tienen un desempeño ligeramente superior al de los modelos con detección algebraica.

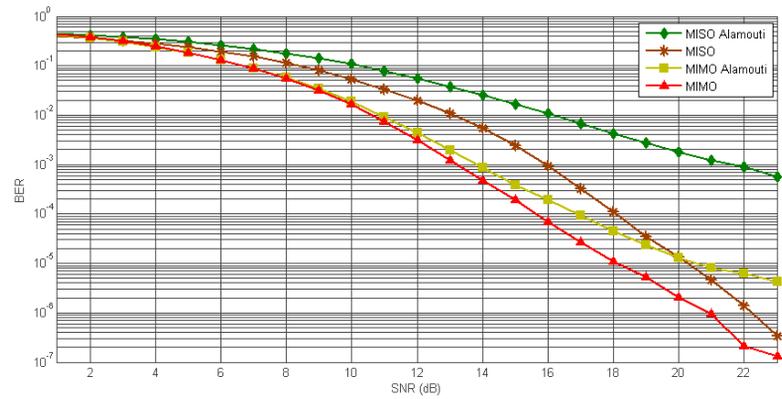


FIGURA 11.11 Comparación de performance de los modelos con diversidad en transmisión en canal SUI-4: MISO Alamouti, MISO, MIMO Alamouti y MIMO.

En la figura 11.11 se puede apreciar que en presencia de un canal selectivo en frecuencia, como el SUI-4, los modelos con detección algebraica presentan mejores desempeños que los modelos con detección Alamouti.

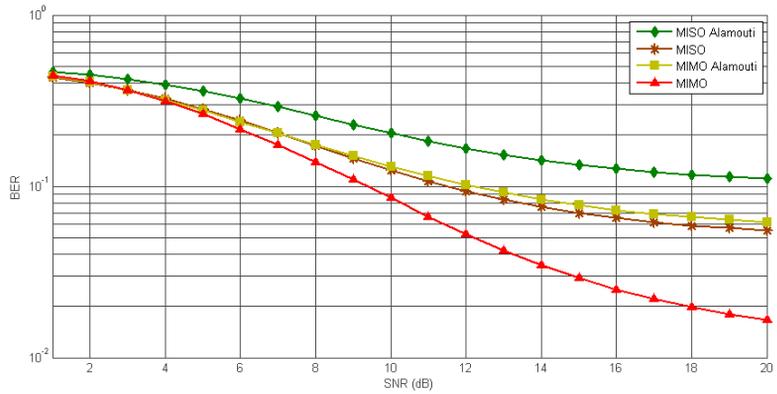


FIGURA 11.12 Comparación de performance de los modelos con diversidad en transmisión en canal SUI-6: MISO Alamouti, MISO, MIMO Alamouti y MIMO.

En la figura 11.12 se puede apreciar que en presencia de un canal SUI-6, los resultados de los modelos con detección algebraica y con detección Alamouti, mantienen la misma relación que en un canal SUI-4. Los modelos con detección algebraica presentan una mejor performance que los modelos con detección Alamouti.

La hipótesis de considerar que dos portadoras adyacentes tienen la misma respuesta al canal en el modelo Alamouti es lo que lleva a tener una performance más pobre que en la detección algebraica, en la cual se considera que las portadoras adyacentes no tienen porqué tener la misma respuesta al canal.

11.5 Comparación de las implementaciones.

En esta sección se mostrarán los resultados de todas las implementaciones realizadas en este proyecto.

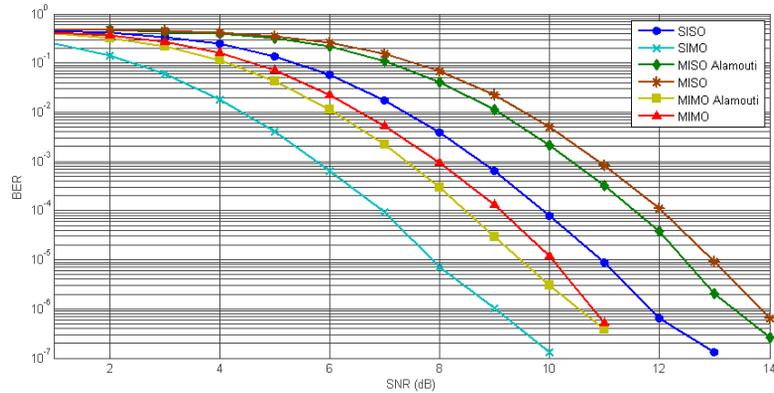


FIGURA 11.13 Comparación de todos los modelos implementados sobre el canal AWGN

En los modelos en presencia de ruido blanco únicamente, la pérdida de estimación al utilizar 2 pilotos en los modelos con múltiples transmisores es lo que explica una performance más baja de éstos frente a los que utilizan un sólo transmisor.

En la figura 11.13 se aprecia que el modelo que tiene mejor performance para altas SNR es el MIMO con detección algebraica, y logrando BER's de por lo menos un orden menor que los modelos MISO y SIMO.

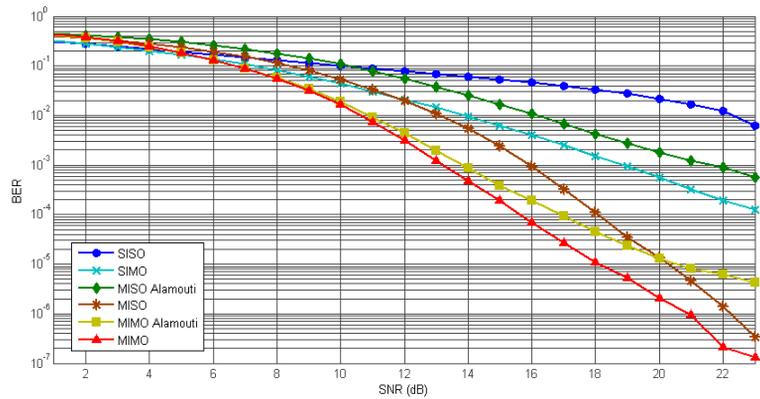


FIGURA 11.14 Comparación de todos los modelos implementados sobre el canal SUI-4 + AWGN

En la figura 11.14 se aprecia que en presencia de un canal selectivo en frecuencia, como el SUI-4, el modelo que tiene mejor performance es el MIMO con detección algebraica y el modelo con peor performance es el modelo SISO del estándar. La diferencia entre los BER de estos dos modelos son de varios órdenes de magnitud a partir de SNR mayores a 10 dB.

Los modelos con detección Alamouti son peores que los modelos que utilizan la detección algebraica. Nuevamente esto se debe a la hipótesis utilizada en el esquema Alamouti en frecuencia de que las portadoras adyacentes tienen la misma respuesta al canal.

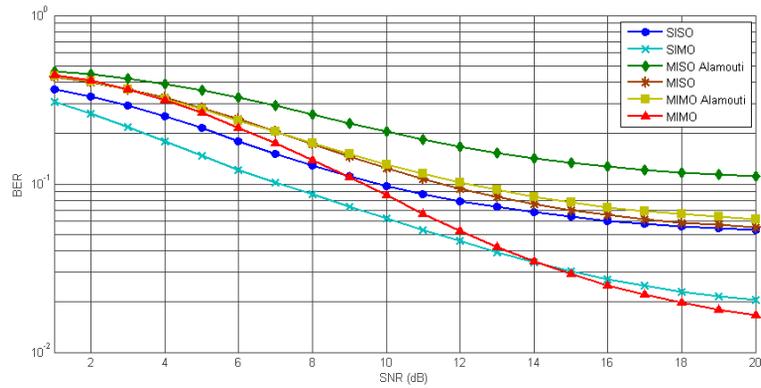


FIGURA 11.15 Comparación de todos los modelos implementados sobre el canal SUI-6 + AWGN

En la figura 11.15 se aprecia que en presencia del canal SUI-6 los mejores sistemas son los MIMO y SIMO. Lo que sucede aquí es que los retardos de los multicaminos en el SUI-6 son mayores al tiempo del prefijo cíclico utilizado en el estándar, por lo que la señal recibida queda contaminada por los multicaminos ya que el prefijo cíclico no es capaz de contenerlos.

La duración de un símbolo OFDMA es $128\mu s$ y el prefijo cíclico utilizado es $1/8$, lo que equivale a $16\mu s$, mientras que los retardos del segundo y tercer “tap” del canal SUI-6 son de $14\mu s$ y $20\mu s$ respectivamente.

11.6 Comparación de los resultados de todos los modelos.

11.6.1 Diversidad en recepción.

En la Tabla 1 vemos la disminución porcentual del BER al agregarle diversidad en recepción, comparando entre sí los sistemas con igual transmisor.

Modelos	AWGN (SNR = 8 dB)	SUI-4 (SNR = 23 dB)	SUI-6 (SNR=18 dB)
SISO-SIMO	99,84%	98,3%	60,2%
MISO AI - MIMO AI	99,73%	99,24%	44,08%
MISO - MIMO	99,39%	44,2%	68,5%

TABLA 1. Disminución porcentual del BER al agregar diversidad en recepción.

Se puede ver que para cualquier canal, agregarle diversidad en recepción al modelo simulado es una sencilla manera de disminuir el BER.

11.6.2 Diversidad en transmisión.

En la siguiente tabla se observa la mejora para el canal SUI-4 para una SNR de 23 dB.

Modelo	BER
SISO	$4,277 \times 10^{-3}$
MISO Alamouti	$4,76 \times 10^{-4}$
MISO	$3,61 \times 10^{-6}$

TABLA 2. Comparación de modelos con diversidad en transmisión y modelo SISO en función del BER.

La utilización de diversidad de transmisión ayuda a obtener valores más bajos de BER en presencia de canales selectivos en frecuencia.

11.6.3 Comparación entre los modelos con detección algebraica y con detección Alamouti.

En el canal AWGN, la performance de los sistemas es muy similar. No se aprecia una diferencia considerable al utilizar la detección Alamouti o la detección algebraica.

Modelos	SUI-4 (SNR = 23 dB)	SUI-6 (SNR=18 dB)
MISO Alamouti	$4,76 \times 10^{-4}$	$1,13 \times 10^{-1}$
MISO	$2,35 \times 10^{-7}$	$5,69 \times 10^{-2}$
MIMO Alamouti	$3,61 \times 10^{-6}$	$6,36 \times 10^{-2}$
MIMO	$1,31 \times 10^{-7}$	$1,79 \times 10^{-2}$

TABLA 3. Comparación de la detección Alamouti y algebraica en cuanto al BER

Los modelos con detección algebraica presentan mejores resultados que los modelos con detección Alamouti.

11.7 Performance de los modelos SISO y SIMO con 2 pilotos

Con el objetivo de estudiar las consecuencias de utilizar solamente dos pilotos en la utilización de diversidad en transmisión, se realizaron modificaciones a los modelos SISO y SIMO, las cuales consistieron en ubicar solamente 2 pilotos de los 4 pilotos disponibles en un tile.

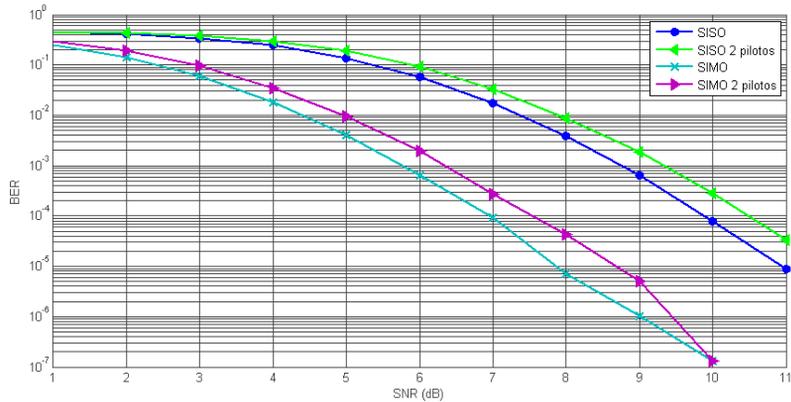


FIGURA 11.16 Evaluación de la utilización de 2 pilotos en los modelos SISO y SIMO en un canal AWGN.

En la figura 11.16 se puede apreciar que en presencia de un canal con ruido blanco, la utilización de solamente 2 pilotos en lugar de los 4 disponibles, se traduce en un desempeño menor de los modelos. Al utilizar solamente 2 pilotos, la estimación del canal no es tan precisa que si se utilizan los 4 pilotos.

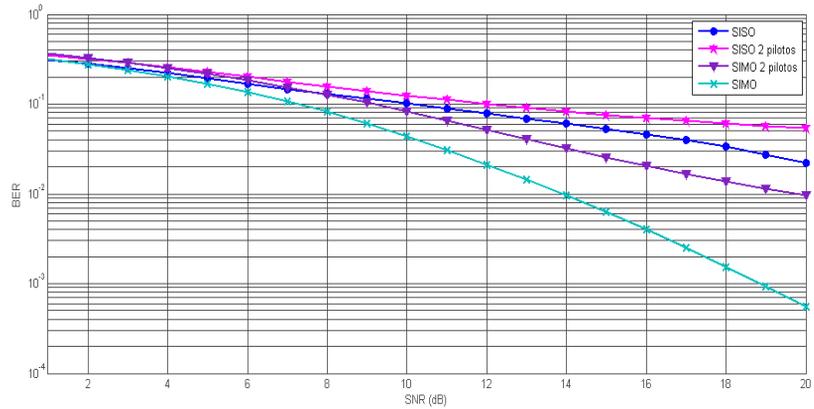


FIGURA 11.17 Evaluación de la utilización de 2 pilotos en los modelos SISO y SIMO en un canal SUI-4.

A partir de las figuras anteriores se puede observar que para canales no selectivos en frecuencia y selectivos en frecuencia como AWGN y SUI-4, respectivamente, la utilización de 2 pilotos de los 4 disponibles en un tile, se traduce en una pérdida de estimación de canal, lo que implica una merma de la performance del sistema.

El objetivo de este proyecto es el de estudiar diferentes implementaciones MIMO basado en un estándar con sistema OFDM. En particular se estudió la capa física del estándar 802.16e-2005, el cuál define una transmisión en uplink con una antena transmisora y una antena receptora. El estándar también define la transmisión en uplink con 2 antenas transmisoras.

A partir de las especificaciones del estándar, los modelos implementados en este proyecto son modelos que, gracias a la ayuda de la diversidad espacial, logran obtener mejores resultados (esto es menor BER en función de la SNR) que las transmisiones sin diversidad en recepción y en transmisión.

La utilización de diversidad en recepción es una manera muy simple de obtener performance del sistema sensiblemente superior al del modelo sin diversidad en recepción. Por otro lado, su implementación es sencilla, lo cuál lo hace muy recomendable, para lograr una transmisión con menos errores.

La diversidad en transmisión agrega más complejidad del lado del receptor, el cuál debe realizar más operaciones para poder estimar los símbolos enviados. Sin embargo, su utilización mejora de forma notable la performance del sistema sin diversidad en transmisión, aprovechando la ganancia en diversidad espacial.

Por último con la utilización conjunta de diversidad en transmisión y en recepción se logra una optimización de la transmisión, si se la compara con el sistema sin diversidad en transmisión y sin diversidad en recepción. La complejidad del sistema MIMO tiene un mayor peso del lado de la recep-

ción de dos señales que vienen de distintas antenas, ya que se debe realizar un mayor número de operaciones en el receptor.

Se concluye que la utilización conjunta de diversidad de transmisión y en recepción es la mejor opción para lograr una tasa de errores notoriamente menor al sistema original, y este resultado es muy importante en los sistemas inalámbricos, debido a que una alta tasa de error implica más retransmisiones, lo cual resulta en una merma de la performance de la transmisión.

Bibliografía

1. Jeffrey G. Andrews, Arunabha Ghosh, Rias Muhamed, *Fundamentals of WiMAX: Understanding Broadband Wireless Networking*, Ed. Prentice Hall Feb. 2007
2. Eric Phillip Lawrey, *Adaptative Techniques for Multiuser OFDM*, Dic. 2001
3. Dusan Matiae, *OFDM as a possible modulation technique for multimedia applications in the range of mm waves*. Oct. 1998
4. *Applications for wireless Communications with Coding*, www.comlab.hut.fi
5. Mohinder Jankiraman, *Space Time Codes and MIMO Systems*, Artech House, 2004
6. *Channel Estimation & Equalization for Mobile WiMAX Basestations*, Altera Application Note 343, www.altera.com
7. *From SISO to MIMO, taking advantage of everything the air interface offers*, News form Rohde& Schwarz number 192, [http://www.rohde-schwarz.com/DownCent.nsf/file/n192_SISO_MIMO.pdf/\\$file/n192_SISO_MIMO.pdf](http://www.rohde-schwarz.com/DownCent.nsf/file/n192_SISO_MIMO.pdf/$file/n192_SISO_MIMO.pdf)
8. Standards 802.16-2004 y 802.16e-2005 IEEE, www.ieee.org
9. *Wireless FEC Solutions*, XILINC, www.xilinc.com

