

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA DE COMUNICACIONES



TESIS DOCTORAL

**Estimación de canal y selección adaptativa de código espacio-tiempo en
sistemas de diversidad en transmisión**

Autor: Dimas Mavares T.

Director: Rafael P. Torres

**Tesis Doctoral presentada en la Universidad de Cantabria como requisito parcial para
la obtención del título de Doctor por la Universidad de Cantabria**

Santander, Julio 2006

Agradecimientos

Mis más profundo agradecimiento a mis padres, Hernán y Margarita, cuyo amor incondicional y ejemplo me han acompañado desde el primero de mis días. Junto a ellos, mis hermanos Ricardo y Andreina han formado un bloque familiar en el que he crecido arropado de afecto y comprensión. Más tarde mi indispensable esposa, Mirian, me ha animado y respaldado con su amable y cálida compañía.

Durante la elaboración de esta tesis, la fortuna me ha tratado otra vez con gran benevolencia. He disfrutado de un entorno amigable y colaborador. Rafael, mi director de tesis, me ha ofrecido orientación y una cordial amistad desde nuestro primer encuentro, siendo motivador ante la adversidad y comprensivo ante mis limitaciones. Los integrantes del grupo GISAR, en especial Luis Valle, han estado dispuestos a colaborar sin condiciones en todo momento. Debo agradecer también a la UNEXPO y a la Universidad de Cantabria por su apoyo financiero. Mi país vive actualmente momentos difíciles, y la distancia no ha hecho sino aumentar el impacto de esa situación. Durante esos momentos difíciles fue mi madre quien con su apoyo, dedicación y esfuerzo hizo posible la finalización de esta tesis.

Dedicatoria

a Hernán y Margarita

Resumen

Las técnicas de estimación de canal y de adaptación de la transmisión a las condiciones del entorno son temas de interés actual al estudiar la aplicación de técnicas de diversidad en transmisión en la tercera y cuarta generación de sistemas inalámbricos. En esta tesis se realiza un análisis del impacto del error de estimación de canal y la correlación en sistemas OFDM con diversidad en transmisión basados en codificación espacio-tiempo por bloques (STBC), se proponen técnicas de estimación de canal para estos sistemas y se propone una técnica de adaptación de la transmisión mediante la selección de código espacio-tiempo. En primer lugar, una técnica sencilla de mínimos cuadrados en el dominio de la frecuencia permite la estimación de canal en sistemas con dos antenas y constelaciones complejas, y con tres o cuatro antenas y constelaciones reales o complejas, utilizando STBCs ortogonales como bloques de entrenamiento. En segundo lugar, una representación ‘sobre-completa’ permite hacer una estimación diferencial de canal para un sistema con tres antenas transmisoras mediante la selección a partir de un banco de posibles estimadores, basándose en la redundancia provista por la matriz de transmisión no cuadrada del código ortogonal esporádico de tasa $3/4$ para tres antenas transmisoras.

En el contexto de sistemas con adaptación del transmisor, la técnica propuesta de diversidad por selección adaptativa de código espacio-tiempo se basa en el estado instantáneo del vector de canal y en un conjunto de niveles umbrales hallados fuera de línea en función del período de realimentación. Los resultados indican que esta técnica proporciona buenas prestaciones en canales correlados e incorrelados. Su aplicación a sistemas OFDM ha sido estudiada, superando a técnicas de selección de antena y a otras técnicas de transmisión adaptativa.

Abstract

Channel estimation and adaptive transmission techniques are areas of increasing interest these days when considering transmit diversity systems for the 3G and 4G wireless communication systems. In this thesis an analysis of the channel estimation and channel correlation impact on transmit diversity OFDM systems based on space-time block coding (STBC) is presented, two channel estimation techniques are outlined and an adaptive space-time code selection technique is proposed. First, a simple frequency domain least square technique allows channel estimation for two transmitter systems with complex constellation, and three or four transmitter systems with real or complex constellation, using orthogonal STBCs as training blocks. Second, an ‘overcomplete’ representation allows a differential channel estimation for three transmitter systems through the instantaneous selection from a bank of estimators, based on the redundancy provided by the non-square transmission matrix of the sporadic 3/4-rate STBC for three transmitters.

In the context of transmit adaptive systems, the proposed adaptive space-time code selection technique is based on both the instantaneous channel vector state and a set of predetermined threshold levels found off-line as a function of the feedback period. Analytical and simulation results show that the proposed technique has a good performance in the presence of correlated and uncorrelated channels. Its application to OFDM systems has been considered, outperforming classical antenna selection techniques and other closed-loop adaptive transmission techniques.

Índice general

Agradecimientos	III
Dedicatoria	v
Resumen	vii
Abstract	ix
Lista de abreviaturas	1
1. Introducción	5
1.1. Contexto y objetivos	5
1.2. Estructura de la tesis	10
1.3. Contribuciones de la tesis	11
Referencias	13
2. Sistemas de diversidad	17
2.1. Introducción	17
2.2. Tipos de diversidad	18
2.3. Diversidad en transmisión	27
2.4. STBC ortogonales	30
2.4.1. Código de Alamouti	30

2.4.2.	OSTBC para más de dos antenas transmisoras	34
2.4.3.	Códigos de tasa $\frac{1}{2}$ para tres y cuatro antenas transmisoras	34
2.4.4.	Códigos esporádicos de tasa $\frac{3}{4}$ para tres y cuatro antenas transmisoras	36
2.4.5.	Comparación del rendimiento de los OSTBC	38
2.5.	Diversidad de lazo cerrado	38
2.5.1.	Sistemas TAD-STC de potencia variable	40
2.5.2.	Diversidad en transmisión por selección de antena	43
2.5.3.	Combinación de STC y selección de antena	44
2.5.4.	Combinación de OSTBC y codificación adaptativa por subgrupos de antenas	47
2.5.5.	Combinación de beamforming y OSTBCs	51
2.6.	Conclusiones	55

Referencias 57

3. Estimación de canal en sistemas OFDM-STBC 63

3.1.	Introducción	63
3.2.	Estimación de canal coherente en sistemas SISO-OFDM	64
3.2.1.	Estimadores bidimensionales de canal	64
3.2.2.	Estimadores de canal unidimensionales	67
3.2.3.	Estimación de canal dirigida por decisión	67
3.3.	Estimación de canal en sistemas OFDM-STC	68
3.4.	Efecto del error de estimación de canal en OSTBC	70
3.4.1.	Modelo de error de estimación de canal en OSTBC	73
3.5.	Estimación de canal en sistemas OFDM-SFC	73
3.5.1.	Estimación de mínimos cuadrados	74
3.5.2.	Estimación de canal diferencial sobre-completa para tres antenas transmisoras	78
3.6.	Resultados y discusión	82
3.6.1.	Efecto del error de estimación de canal en OSTBC	82
3.6.2.	Efecto del error de la correlación en OSTBC	82
3.6.3.	Estimación de mínimos cuadrados	86

3.6.4. Estimación de canal diferencial sobre-completa para tres antenas transmisoras	87
3.7. Conclusiones	92
Referencias	95
4. Diversidad por selección de STC	99
4.1. Introducción	99
4.2. Modelo del Sistema	101
4.3. Algoritmo de selección	103
4.4. Búsqueda de umbrales	106
4.5. Análisis de eficiencia espectral y BER	109
4.5.1. Análisis de eficiencia espectral	109
4.5.2. Análisis de BER	114
4.6. Resultados y discusión	115
4.6.1. Comparación del análisis teórico y las simulaciones	115
4.6.2. Canales incorrelados	117
4.6.3. Efectos del error de estimación de frecuencia Doppler	122
4.6.4. Canales correlados	127
4.7. Conclusiones	132
Referencias	135
5. Sistemas OFDM basados en STCS	139
5.1. Introducción	139
5.2. Modelo del Sistema	140
5.3. Canales OFDM correlados	142
5.3.1. Función de auto-correlación en frecuencia	143
5.3.2. Correlación entre elementos de la matriz de canal	144
5.4. Resultados y discusión	149
5.4.1. Canales incorrelados	149
5.4.2. Canales correlados	150
5.5. Conclusiones	153

Referencias	159
6. Conclusiones y líneas futuras de trabajo	161
6.1. Conclusiones	161
6.2. Líneas futuras de trabajo	165

Índice de cuadros

4.1. Umbrales encontrados (en dB con respecto al valor medio de la envolvente de canal) en función de la frecuencia Doppler con una BER objetivo de 5×10^{-3} .	109
4.2. Umbrales encontrados (en dB con respecto al valor medio de la envolvente de canal) en función de la frecuencia Doppler con una BER objetivo de 1.2×10^{-3} .	109
4.3. Eficiencia espectral analítica y simulada (en b/s/Hz) para distintas velocidades del móvil y $E_b/N_0 = 11$ dB.	116

Índice de figuras

2.1. Sistema de diversidad.	18
2.2. Canal equivalente en un sistema de diversidad de dos ramas.	19
2.3. Diagrama de bloques generalizado de la diversidad en espacio.	20
2.4. Ganancia de diversidad en función del número de ramas usando diversidad por selección.	22
2.5. Comparación de diversidad en recepción por selección para canales con diferencias de SNR entre ramas.	24
2.6. Diagrama de bloques de la diversidad por conmutación.	25
2.7. Diagrama de bloques de la diversidad por combinación de razón máxima.	25
2.8. Efecto de correlación entre canales en un sistema diversidad por MRC.	26
2.9. Sistema TAD-STBC con una antena receptora usando el código de Alamouti.	32
2.10. Comparación del rendimiento de TAD usando el código de Alamouti respecto a sistemas de diversidad en recepción por MRC.	33
2.11. Comparación del rendimiento de sistemas TAD usando diferentes OSTBC transmitiendo a 2 b/s/Hz.	39
2.12. Comparación del rendimiento de sistemas TAD usando diferentes OSTBC transmitiendo a 3 b/s/Hz.	39
2.13. Extremo transmisor de un TAD-STC de potencia variable.	40
2.14. Extremo receptor de un TAD-STC de potencia variable.	41
2.15. Ganancia por diversidad de selección usando el código de Alamouti en función del número de antenas transmisoras.	46

2.16. Diagrama de bloques del sistema de codificación adaptativa por subgrupos.	48
2.17. Diagrama de bloques del sistema de combinación de OSTBC y beamforming.	51
3.1. Diagrama de bloques de un receptor OFDM coherente.	64
3.2. Ejemplo de disposición de pilotos en un bloque de 9 símbolos OFDM con 14 subportadoras.	65
3.3. Estimación de canal usando interpolación separada en frecuencia (1) y tiempo (2).	68
3.4. Sistema OFDM-STBC.	69
3.5. Distribución de pilotos en el rejilla tiempo-frecuencia.	75
3.6. Comparación de rendimiento de los OSTBCs para dos y cuatro antenas transmisoras usando el modelo de error de estimación de canal y PSAM con interpolador tipo sinc sobre canales Rayleigh incorrelados.	83
3.7. Comparación de rendimiento del código de Alamouti con dos receptores en función del índice de correlación.	84
3.8. Comparación del rendimiento de los OSTBCs para dos y cuatro antenas transmisoras con eficiencia espectral de 3 b/s/Hz en condiciones ideales (PCSI en recepción y $\bar{C} = 0$) y no ideales (no-PCSI en recepción y $\bar{C} = 0.8$).	84
3.9. Degradación de SNR de distintos STBCs en función del error de estimación de canal para canales correlados y BPSK.	85
3.10. Degradación de SNR de distintos STBCs en función del error de estimación de canal con canales correlados y 16QAM.	85
3.11. BER de un sistema OFDM usando el código de Alamouti y 16QAM	88
3.12. BER de un sistema OFDM usando un OSTBC de tasa un medio para tres transmisores y 16QAM	89
3.13. BER de un sistema OFDM usando un OSTBC de tasa un medio para cuatro transmisores y 16QAM	90
3.14. BER de un sistema OFDM usando un OSTBC de tasa 3/4 para tres transmisores y 16QAM	90
3.15. BER de un sistema OFDM usando un OSTBC de tasa 3/4 para cuatro transmisores y 16QAM	91
3.16. MSE del estimador diferencial sobrecompleto propuesto.	91

3.17. FER del estimador diferencial sobrecompleto propuesto.	92
4.1. Diagrama de un sistema de diversidad en transmisión por selección de código	101
4.2. Ejemplo de selección de canales usando el algoritmo propuesto.	106
4.3. Relación entre ρ_i y ρ_{obj}	108
4.4. Comparación de resultados de BER de análisis y simulaciones.	116
4.5. BER y eficiencia espectral del sistema propuesto en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 3 b/s/Hz para canales incorrelados y $v = 12$ km/h.	117
4.6. BER y eficiencia espectral del sistema propuesto en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 3 b/s/Hz para canales incorrelados y $v = 37$ km/h.	118
4.7. BER y eficiencia espectral del sistema propuesto en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 3 b/s/Hz para canales incorrelados y $v = 62$ km/h.	119
4.8. BER y eficiencia espectral del sistema propuesto en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 3 b/s/Hz para canales incorrelados y $v = 86$ km/h.	120
4.9. BER y eficiencia espectral del sistema propuesto en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales incorrelados y $v = 12$ km/h.	122
4.10. BER y eficiencia espectral del sistema propuesto en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales incorrelados y $v = 37$ km/h.	123
4.11. BER y eficiencia espectral del sistema propuesto en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales incorrelados y $v = 62$ km/h.	124
4.12. BER y eficiencia espectral del sistema propuesto en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales incorrelados y $v = 86$ km/h.	124
4.13. BER y eficiencia espectral del STCS para $v = 12$ km/h cuando se usan umbrales hallados para $v = 37$ km/h en canales incorrelados.	125

4.14. BER y eficiencia espectral del STCS para $v = 37$ km/h cuando se usan umbrales hallados para $v = 12$ km/h y $v = 62$ km/h en canales incorrelados.	125
4.15. BER y eficiencia espectral del STCS para $v = 62$ km/h cuando se usan umbrales hallados para $v = 37$ km/h y $v = 86$ km/h en canales incorrelados.	126
4.16. BER y eficiencia espectral del STCS para $v = 86$ km/h cuando se usan umbrales hallados para $v =$ km/h en canales incorrelados.	126
4.17. Ejemplo de selección de canales en un sistema STCS con canales correlados.	127
4.18. BER y eficiencia espectral del sistema propuesto en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales correlados con $\bar{C} = 0.3$ y $v = 12$ km/h.	128
4.19. BER y eficiencia espectral del sistema propuesto en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales correlados con $\bar{C} = 0.3$ y $v = 62$ km/h.	129
4.20. BER y eficiencia espectral del sistema propuesto en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales correlados con $\bar{C} = 0.6$ y $v=12$ km/h.	130
4.21. BER y eficiencia espectral del sistema propuesto en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales correlados con $\bar{C} = 0.6$ y $v=62$ km/h.	130
4.22. Degradación de SNR y variación de la eficiencia espectral en función del índice de correlación para $v = 12$ km/h y PCSI en recepción.	133
4.23. Degradación de SNR y variación de la eficiencia espectral en función del índice de correlación para $v = 62$ km/h y PCSI en recepción.	133
5.1. Diagrama de un sistema OFDM con diversidad en transmisión por selección de código	141
5.2. Perfil potencia retardo de un canal OFDM	142
5.3. Perfil potencia retardo de un canal OFDM para $v=62$ km/h.	146
5.4. Función de transferencia de un canal OFDM para $v=62$ km/h.	146
5.5. Canales OFDM correlados en el dominio de la frecuencia.	147
5.6. Ejemplo de distribución de los códigos espacio-tiempo sobre la rejilla tiempo-frecuencia.	148

5.7. FER y eficiencia espectral de un sistema OFDM-STCS en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales incorrelados y $v = 12$ km/h.	151
5.8. FER y eficiencia espectral de un sistema OFDM-STCS en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales incorrelados y $v = 37$ km/h.	151
5.9. FER y eficiencia espectral de un sistema OFDM-STCS en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales incorrelados y $v = 62$ km/h.	152
5.10. FER y eficiencia espectral de un sistema OFDM-STCS en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales incorrelados y $v = 86$ km/h.	152
5.11. FER y eficiencia espectral de un sistema OFDM-STCS en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales correlados con $\bar{C} = 0.3$ y $v = 12$ km/h.	154
5.12. FER y eficiencia espectral de un sistema OFDM-STCS en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales correlados con $\bar{C} = 0.3$ y $v = 62$ km/h.	154
5.13. FER y eficiencia espectral de un sistema OFDM-STCS en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales correlados con $\bar{C} = 0.6$ y $v = 12$ km/h.	155
5.14. FER y eficiencia espectral de un sistema OFDM-STCS en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales correlados con $\bar{C} = 0.6$ y $v = 62$ km/h.	155
5.15. Degradación de SNR y variación de la eficiencia espectral en función del índice de correlación para $v = 12$ km/h y PCSI en recepción.	156
5.16. Degradación de SNR y variación de la eficiencia espectral en función del índice de correlación para $v = 62$ km/h y PCSI en recepción.	156

Lista de abreviaturas

AFD	Duración media de los desvanecimientos
AWGN	Ruido Gaussiano blanco aditivo
BER	Tasa de error por bit
CNR	Relación portadora a ruido
CP	Prefijo cíclico
CSI	información de estado del canal
DAS	Diversidad en transmisión por selección de dos antenas transmisoras
DFT	Transformada discreta directa de Fourier
EGC	Combinación de ganancia constante
FDM	Multiplexación por división de frecuencia
FER	Tasa de error por trama
FFT	Transformada directa de Fourier
IDFT	Transformada discreta inversa de Fourier

IFFT	Transformada inversa de Fourier
LS	Mínimos cuadrados
MIMO	Múltiples entradas-múltiples salidas
MISO	Múltiples entradas-salida única
MRC	Combinación de razón máxima
MSE	Mínimo error cuadrático
OFDM	Multiplexación por división ortogonal de frecuencia
OLH ₄	Diversidad en transmisión con cuatro antenas transmisoras
OSFC	Código ortogonal espacio-frecuencia
OSTBC	Código espacio-tiempo ortogonales de bloques
OSTBC-BF	Combinación de OSTBC y beamforming
OSTBC-SGE	Combinación de OSTBC y codificación por subgrupos
PCSI	Información perfecta de estado del canal
PDP	Perfil potencia retardo
PSAM	Modulación asistida por símbolos pilotos
RF	Radio frecuencia
SAS	Diversidad en transmisión por selección de una antenas transmisoras
SFC	Código espacio-frecuencia
SISO	Única entrada-única salida
SNR	Relación señal a ruido
STBC	Código espacio-tiempo de bloques
STC	Código espacio-tiempo

STCS	Selección de código espacio-tiempo
TAD	Diversidad de antena en transmisión
V-BLAST	Vertical-Bell Labs Space Time
VA	Variable aleatoria

Introducción

1.1. Contexto y objetivos

Los sistemas de diversidad de antena en transmisión (TAD) se espera que contribuyan a cubrir las necesidades de altas velocidades en la tercera y cuarta generación (3G y 4G) de sistemas inalámbricos. Para utilizar varias antenas transmisoras al mismo tiempo y en la misma frecuencia, se han realizado distintas propuestas [1–5]. Una de las soluciones más aceptadas en la literatura es la codificación espacio-tiempo (STC), en la cual la información se expande en varios estados temporales sobre las diferentes antenas transmisoras, de tal forma que en recepción sea posible desacoplar las señales transmitidas. Los códigos espacio-tiempo ortogonales por bloques (OSTBC) utilizan secuencias ortogonales, haciendo innecesaria la cancelación de interferencias en recepción, razón por la cual sólo se requiere procesamiento lineal en dicho extremo. Al considerar la aplicación de cualquier forma de STC, en particular de OSTBCs, la estimación de canal y la correlación mutua entre canales son dos factores a considerar.

La recepción de señales codificadas espacio-temporalmente requiere de la estimación del canal visto entre cada antena transmisora y cada antena receptora. Debido a que la expresión de la señal decodificada involucra a todos los componentes de la matriz de canal, los errores de estimación pueden causar un efecto acumulativo. Por otra parte, en el caso particular de los OSTBCs los errores de estimación de canal causan la pérdida de ortogonalidad del código, lo que genera interferencia entre las señales recibidas. Tomando en cuenta que los sistemas OFDM son actualmente uno de los principales candidatos a convertirse en la plataforma prin-

cial de la 4G de sistemas inalámbricos, el problema de estimación de canal es de particular importancia cuando se considera en el contexto de sistemas OFDM basados en TAD; en trabajos como [6, 7] se muestra cual es la degradación que cabe esperar debido a este fenómeno. Igualmente, la correlación de canal constituye una de las condiciones del entorno que afectan más significativamente las prestaciones de las diferentes técnicas de STC; algunos sistemas basados en multiplexación espacial, como el V-BLAST [8], dependen de la decorrelación entre los elementos de la matriz de canal para cancelar las interferencias entre las señales en recepción. En general, la vulnerabilidad respecto a los efectos degradatorios de la correlación es uno de los principales problemas encontrados en sistemas con múltiples antenas en transmisión, en recepción o en ambos extremos.

Las técnicas de diversidad diseñadas para sistemas de portadora única sobre canales no dispersivos son fácilmente extensibles a OFDM reemplazando el índice de tiempo por el índice del tono OFDM. Por ejemplo, en el esquema de Alamouti, la restricción de canales constantes durante períodos de símbolos consecutivos se traduce en una restricción de canales constantes sobre subportadoras consecutivas. Alternativamente, se puede utilizar STCs sobre tonos a través de símbolos OFDM consecutivos, de la misma forma que se hace en sistemas de banda estrecha. Las técnicas de señalización son también las mismas que para sistemas de banda estrecha cuando se aplican sobre tonos OFDM. En cualquier caso es necesario asegurarse que los parámetros modulación (portadoras, fases, FFT/IFFT, prefijos, etc.) están completamente sincronizados entre las antenas transmisoras; con esta precaución, cada tono OFDM puede ser tratado como un canal MIMO, y el índice de tono ser tratado como el índice de tiempo en sistemas de portadora única. En esta tesis se analiza el impacto de la correlación y del error de estimación de canal en sistemas TAD de banda estrecha basados en OSTBCs. Un modelo sencillo del error de estimación de canal utilizado en simulaciones permite cuantificar la degradación de la relación señal a ruido (SNR) en función del error de estimación. De similar forma se cuantifica el efecto conjunto de los errores de estimación de canal y de la correlación, permitiendo evaluar el rendimiento de los sistemas en condiciones bastante realistas. Los resultados presentados son aplicables a sistemas TAD-OFDM si el diseño del sistema permite mantener la ortogonalidad entre subportadoras y observar un canal de banda estrecha en cada una de ellas.

Al realizar la estimación de la matriz de canal en sistemas con múltiples antenas transmi-

soras, las señales de entrenamiento deben ser mutuamente ortogonales en alguna dimensión, ya sea en el dominio del tiempo, en el dominio de la frecuencia o en el dominio del código. Aunque la ortogonalidad no es un requerimiento indispensable, las señales ortogonales generalmente proporcionan la mejor exactitud para una potencia dada. Adicionalmente, las secuencias de entrenamiento deben poseer buenas propiedades de auto-correlación y correlación cruzada. El uso de OSTBCs como bloques de entrenamiento ha dado un nuevo interés al problema de estimación de canal en OSTBCs. Por ejemplo, en [9] se utilizó un STBC con dos transmisores como bloque de entrenamiento para la estimación de canal en un sistema con codificación trellis espacio-tiempo, en donde una estimación de canal precisa fue conseguida con una significativa reducción de complejidad. En el contexto de sistemas TAD-OFDM, un estimador de canal de mínimos cuadrados (LS) de baja complejidad basado en el dominio de la frecuencia para un número arbitrario de antenas transmisoras se investigó en [10], usando una secuencia de símbolos pilotos especial, de tal forma que la ortogonalidad entre pilotos provenientes de distintos transmisores se obtenga en el dominio de la frecuencia. Sin embargo, debido a que el estimador propuesto en [10] no distribuye la potencia entre las antenas transmisoras, es necesario utilizar una menor potencia total o aumentar el rango de operación de la circuitería, situaciones que afectarían al rendimiento del sistema en el primer caso, y al coste de los equipos en el segundo caso. Con el objetivo de subsanar esta situación, en [11] se propuso un estimador LS sencillo para el código de Alamouti con constelaciones reales, alcanzando una ganancia de más de 3 dB respecto al presentado en [10] en las mismas condiciones de requerimientos en la circuitería. En esta tesis se proponen estimadores LS para dos antenas transmisoras usando el código de Alamouti para constelaciones complejas, y para tres o cuatro antenas transmisoras utilizando códigos OSTBCs de tasa 1/2 o de tasa 3/4 propuestos en [3] para constelaciones reales o complejas, con la finalidad de utilizar bloques de entrenamientos ortogonales en el dominio del código, y obtener así mejoras en el rendimiento del estimador o en reducción en los requerimientos de circuitería del transmisor, según el caso [12].

Distintos problemas en el campo de procesamiento de señales, comunicación y teoría de la información tratan sobre expansión lineal de señales. Las funciones base son típicamente conjuntos de señales ortogonales. Sin embargo, es bien sabido que el uso de redundancia incrementa la robustez y la estabilidad de algunos sistemas. De esta forma, la expansión lineal de señales ha encontrado aplicación en distintas ramas de la ingeniería. Ejemplos recientes

incluyen la teoría de muestreo, la conversión A/D, los bancos de filtros ‘sobre-muestreados’, la clasificación de patrones, la codificación de fuente de múltiple descripción y los códigos espacio-tiempo (STC) para comunicaciones inalámbricas [13]. En el caso de algunos OSTBCs, el mayor número de señales recibidas permite la selección de un conjunto de funciones base de acuerdo a la razón piloto-a-ruido. Con el objetivo de aprovechar la redundancia obtenible al utilizar el OSTBC esporádico de tasa 3/4 para tres antenas transmisoras, en esta tesis se propone un estimador diferencial de canal para sistemas TAD-OFDM con tres antenas transmisoras, el cual se basa en la selección de un estimador a partir de un banco de estimadores obtenidos a través de una representación sobre-completa de las señales recibidas.

La adaptación de los sistemas TAD a las condiciones del entorno ha motivado la utilización de la información de canal (CSI) en transmisión en el diseño de sistemas OFDM basados en STC. A pesar de que los códigos propuestos en [1–3] fueron diseñados bajo la suposición de que no se disponía de CSI en el extremo transmisor, la utilización de CSI en transmisión permite reducir el impacto de los efectos adversos de la correlación mutua entre elementos de la matriz de canal. En este contexto se han propuesto recientemente varios esquemas de lazo cerrado basados en selección de antena [14–21]. En [14–16] se analizan las ventajas y el rendimiento de técnicas híbridas de selección/combinación de razón máxima. En [17–20] se estudió la capacidad alcanzable con técnicas de selección de antena en sistemas MIMO. En el contexto de multiplexación espacial, las ventajas de usar técnicas de selección se han considerado en [21]. El uso de técnicas de selección de antena en combinación con códigos espacio-temporales también ha despertado gran interés [22–26]. En [26] se demostró que la selección de subconjuntos de antenas junto a códigos espacio-tiempo produce un aumento de la SNR promedio, manteniendo el orden de diversidad (igual a aquel cuando se usan todas las antenas) cuando se dispone de conocimiento exacto del canal.

Los sistemas de lazo cerrado tienen como limitación la necesidad de mantener la cantidad de realimentación tan pequeña como sea posible. Para conseguir este objetivo, se han propuesto distintas formas de cuantificación de la información de canal; una revisión de este tema se puede encontrar en [27]. Adicionalmente, las técnicas de selección de antena son vulnerables a la desactualización de la información de realimentación en canales variables en el tiempo, donde su rendimiento se puede degradar significativamente. A pesar de que el problema de cuantificación y reducción de la información de realimentación ha sido tratado por distintos

autores, el problema de desactualización de esta información ha sido poco considerado en la literatura.

En esta tesis se propone una técnica de diversidad por selección de código espacio-tiempo (STCS) para sistemas TAD [28], con el objetivo de distribuir la potencia sobre las antenas que observen canales con mayor SNR instantánea, tomando en cuenta la desactualización de la CSI enviada desde el receptor. En esta técnica el receptor decide sobre cuantas y cuales antenas utilizar basándose en un conjunto predeterminado de niveles umbrales, y envía esta información al transmisor, el cual ajusta el código espacio-tiempo al número de antenas seleccionadas. Los niveles umbrales se hallan fuera de línea basándose en la relación entre la frecuencia Doppler del canal y la frecuencia de realimentación, de tal forma que la desactualización de la CSI en el transmisor sea tomada en cuenta. El algoritmo de selección propuesto permite que la transmisión se adapte a la CSI al seleccionar desde una hasta cuatro antenas transmisoras, usando solo cuatro bits de realimentación. A pesar de que los niveles umbrales han sido hallados bajo la suposición de canales incorrelados, la aplicación de la técnica de STCS permite compensar satisfactoriamente los efectos de la correlación.

Debido a que el interés en selección de antena en MIMO estuvo principalmente motivado por la reducción de circuitería de RF, los algoritmos de selección de antena generalmente seleccionan un número fijo de antenas y mantienen un mismo STC. Sin embargo, la selección de antena en transmisión ofrece ventajas adicionales, como el hecho de que la diversidad es un método eficiente para minimizar las pérdidas de capacidad y de diversidad debido a correlaciones de canal [29, 30]. Adicionalmente, las ventajas de reducción de circuitería podría desaparecer si se utiliza selección de antena en sistemas OFDM con un criterio de selección por subportadoras o subbandas (grupo de subportadoras). Finalmente en este trabajo se considera la aplicación de la técnica STCS a un sistema OFDM en la cual el receptor decide sobre las antenas a utilizar por subportadora basándose en un conjunto predeterminado de umbrales. Los canales OFDM a utilizarse se construyen mediante la colección de todas las subportadoras que cumplan con las restricciones impuestas por el conjunto de umbrales, los cuales se buscan fuera de línea tomando en cuenta la desactualización de la CSI. Para reducir el número de operaciones en recepción, la técnica de STCS se aplicó por grupos de subportadoras, en forma similar a la utilizada en sistemas OFDM con modulación adaptativa [31]. La información sobre las subportadoras a utilizar se realimenta al transmisor, el cual aplica un STC diferente a

cada grupo de subportadoras de acuerdo al número de antenas seleccionadas en esos tonos de frecuencia.

1.2. Estructura de la tesis

La estructura de la tesis es la siguiente: en el capítulo 1 se incluye una breve reseña histórica y una pequeña introducción a los temas a tratar más adelante, y se resumen las contribuciones realizadas en esta tesis. El capítulo 2 describe los principios y las principales técnicas utilizadas en los sistemas de diversidad, y se hace una revisión de la literatura acerca de las técnicas de codificación espacio-tiempo. De estas técnicas de codificación, sólo se describen en detalle la de OSTBC, única con la que trabajó en esta tesis, aunque el concepto de selección de código espacio-tiempo no esté limitado a este tipo de codificación. En el capítulo 3 se analiza el efecto de la correlación y de los errores de estimación de canal en el rendimiento de sistemas basados en OSTBCs. Así mismo, se propone una técnica sencilla de estimación de canal por mínimos cuadros para estos sistemas, la cual hace uso de símbolos pilotos y proporciona cierta ganancia respecto a técnicas propuestas en la literatura. Para finalizar ese capítulo, se propone una técnica diferencial de estimación de canal utilizando bases sobre-completas para sistemas con tres antenas transmisoras, aprovechando la naturaleza no invertible de la matriz de transmisión del OSTBC esporádico de tasa $3/4$. En el capítulo 4 se propone una nueva técnica de selección de código espacio-tiempo (STCS) en sistemas TAD, presentando resultados para canales de banda estrecha correlados o no, analizando su rendimiento de forma analítica y demostrando por medio de simulaciones que el sistema presenta mejor rendimiento que técnicas convencionales de selección de antena y sistemas de distribución de adaptación de fase y de adaptación de potencia y fase en transmisión. En el capítulo 5 se considera la aplicación de la técnica propuesta en sistemas OFDM, con buenos resultados para diferentes velocidades del móvil e índices de correlación. Finalmente, en el capítulo 6 se presentan las conclusiones de este trabajo y se esbozan posibles líneas futuras de trabajo.

1.3. Contribuciones de la tesis

A juicio del autor, esta tesis ofrece las siguiente contribuciones:

- Se realiza un análisis de los efectos del error de estimación de canal y de la correlación mutua entre elementos de la matriz de canal en sistemas basados en OSTBCs, cuantificando su impacto en función de la eficiencia del tipo de estimador (en términos de un factor de proporcionalidad entre la energía del ruido y la energía del error de estimación), de la relación señal a ruido y del índice de correlación.
- Se propone un método de estimación de canal LS para sistemas basados en OSTBCs con dos antenas transmisoras usando constelaciones complejas, y con tres o cuatro antenas transmisoras usando constelaciones reales o complejas.
- Se propone un método LS diferencial de estimación de canal basado en una representación sobre-completa para el OSTBC esporádico de tasa $3/4$ para tres antenas transmisoras.
- Se propone una nueva técnica de adaptación a la CSI en transmisión, consistente en la selección de código espacio-tiempo (STCS), basándose tanto en la CSI instantánea como en el tiempo entre instantes de realimentación.
- Se evalúa la aplicación de la técnica STCS a sistemas OFDM.

Referencias

- [1] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744–765, Mar. 1998.
- [2] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
- [3] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: performance results," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, pp. 451–460, Mar. 1999.
- [4] H. Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space-time block code," in *Proc. IEEE WCNC*, vol. 1, Sept. 2000, pp. 42–45.
- [5] N. Sharma and C. B. Papadias, "Improved quasi-orthogonal codes through constellation rotation," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, no. 3, pp. 332–335, Mar. 2003.
- [6] R. M. Buehrer and N. Kumar, "Impact of channel estimation error on space time block codes," in *IEEE Vehicular Technology Conference - VTC 2002 Fall*, Vancouver, Canada, Sept. 2002, pp. 1921–1925.
- [7] D. Mavares and R. P. Torres, "Channel estimation error and fading correlation effect on the performance of G2 STB and MRRC systems," in *5th European Personal Mobile Communications Conference (EMPCC 2003)*, Glasgow, UK, May 2003, pp. 328–331.

- [8] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela, "VBLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich scattering wireless channel," Bell Labs., Lucent Technol., Crawford Hill Lab., Holmdel, NJ, Tech. Rep., 1999.
- [9] Y. Gong and K. B. Letaief, "Low complexity channel estimation for space-time coded wideband OFDM systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 2, no. 5, pp. 876–882, Sept. 2003.
- [10] K. Lee and D. Williams, "A multirate pilot-symbol-assisted channel estimator for OFDM transmitter diversity systems," in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP '01)*, vol. 4, Salt Lake City, UT, USA, May 2001, pp. 2409–2412.
- [11] J. Guo, D. Wang, and C. Ran, "Simple channel estimation for STBC-based OFDM systems," *Electronic Letters*, vol. 39, no. 5, pp. 445–447, Mar. 2003.
- [12] D. Mavares and R. P. Torres, "Channel estimation for STBC-OFDM systems," in *5th IEEE International Workshop on Signal Processing Advances for Wireless Communications (SPAWC-2004)*, Lisbon, Portugal, July 2004.
- [13] R. V. Balan, Y. C. Eldar, and T. Strohmer, "Frames and overcomplete representations in signal processing, communications, and information theory," *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, vol. 2006, pp. Article ID 91 786, 2 pages, 2006.
- [14] A. F. Molisch, M. Z. Win, and J. H. Winters, "Reduced-complexity transmit/receive diversity systems," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 51, no. 11, pp. 2729–2738, Nov. 2003.
- [15] S. Thoen, L. V. der Perre, B. Gyselinckx, and M. Engels, "Performance analysis of combined transmit-SC/receive-MRC," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, pp. 5–8, Jan. 2001.
- [16] Z. Chen, J. Yuan, and B. Vucetic, "Analysis of transmit antenna selection/maximal-ratio combining in Rayleigh fading channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, no. 4, pp. 1312–1321, July 2005.

- [17] A. Gorokhov, D. Gore, and A. Paulraj, "Performance bounds for antenna selection in MIMO systems," in *in Proc. Int. Conf. Communications*, Anchorage, AL, May 2003, pp. 3021–3025.
- [18] R. S. Blum and J. H. Winters, "On optimum MIMO with antenna selection," in *Proc. Int. Conf. Communications*, 2002, pp. 386–390.
- [19] R. S. Blum, "MIMO capacity with antenna selection and interference," in *in Proc. ICASSP'03*, 2003, pp. 824–827.
- [20] S. Sanayei and A. Nosratinia, "Antenna selection in MIMO systems," *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, no. 10, pp. 68–73, Oct. 2004.
- [21] D. Gore, R. Heath Jr., and A. Paulraj, "Transmit selection in spatial multiplexing systems," *IEEE Communications Letters*, vol. 6, no. 11, pp. 491–493, Nov. 2002.
- [22] M. Katz, E. Tiirola, and J. Ylitalo, "Combining space-time block coding with diversity antenna selection for improved downlink performance," in *IEEE 54th Vehicular Technology Conference (VTC 2001)*, vol. 1, Atlantic City, NJ, USA, Oct. 2001, pp. 178–182.
- [23] Z. Chen, J. Yuan, B. Vucetic, and Z. Zhou, "Performance of Alamouti scheme with transmit antenna selection," *Electronic Letters*, vol. 39, no. 23, pp. 1666–1668, Nov. 2003.
- [24] I. Bahceci and T. M. Duman, "Antenna selection for multiple-antenna transmission systems: performance analysis and code construction," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, pp. 2669–2681, Oct. 2003.
- [25] W. Wong and E. Larsson, "Orthogonal space-time block coding with antenna selection and power allocation," *Electronic Letters*, vol. 39, no. 4, pp. 379–381, Feb. 2003.
- [26] D. Gore. and A. Paulraj, "MIMO antenna subset selection with space-time coding," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, no. 10, pp. 2580–2588, Oct. 2002.
- [27] J. Love, R. W. Heath Jr., W. Santipach, and M. L. Honig, "What is the value of limited feedback for MIMO channels?" *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, no. 10, pp. 54–59, Oct. 2004.

- [28] D. Mavares and R. P. Torres, "Space-time code selection for OFDM-MISO systems." Accepted for publication in the 3rd International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS'06), Sept. 2006.
- [29] P. Votz, "Characterization of the optimum transmitter correlation matrix for MIMO with antenna subset selection," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, pp. 1779–1782, 2003.
- [30] R. Narasimhan, "Spatial multiplexing with transmit antenna and constellation selection for correlated MIMO fading channels," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 51, no. 11, pp. 2829–2838, 2003.
- [31] T. Keller and L. Hanzo, "Adaptive modulation techniques for duplex OFDM transmission," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, no. 5, pp. 1893–1906, Sept. 2000.

Sistemas de diversidad

2.1. Introducción

El canal radio presenta un comportamiento dinámico producto de los efectos multicamino y del ensanchamiento Doppler, los cuales pueden afectar significativamente el rendimiento del sistema. Las técnicas de diversidad permiten en ocasiones evitar este deterioro a un costo relativamente bajo, pudiendo implementarse de diferentes formas tanto en transmisión como en recepción; la ganancia producto de su aplicación depende de las condiciones del entorno y del coste que se esté dispuesto a asumir.

Las técnicas de diversidad explotan la naturaleza aparentemente aleatoria del canal radio, disponiendo de más de una versión de la señal originalmente transmitida al experimentar cada una de las versiones un canal diferente. En la Fig. 2.1 se muestra un diagrama de bloques de un esquema general de diversidad, en el cual la señal se descompone en réplicas de la señal original y es transmitida por distintos canales. Si los canales varían independientemente, la probabilidad de que ocurra un desvanecimiento profundo simultáneamente en todos ellos es baja. En situaciones reales es de esperar que los canales no sean totalmente independientes, sin embargo, un índice de correlación bajo sería suficiente para obtener una disminución de la relación señal a ruido (SNR) media necesaria para alcanzar una determinada probabilidad de indisponibilidad. A esta disminución de SNR media se llama ganancia de diversidad. Las diferentes réplicas recibidas de la señal transmitida son combinadas en recepción y enviadas a un circuito de demodulación y detección. La clasificación de las técnicas de diversidad que

presentaremos más adelante depende del extremo del sistema en el que se implemente, del tipo de procesamiento que se realice sobre las diferentes réplicas de la señal o del tipo de fenómeno físico que se explote para obtener réplicas parcial o totalmente incorreladas.

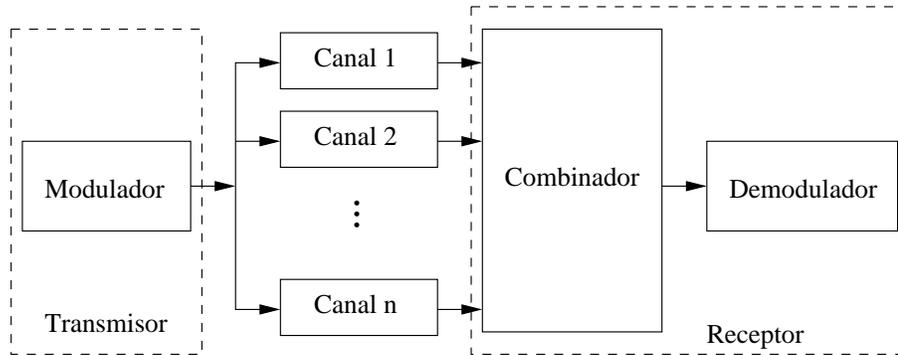


Figura 2.1: Sistema de diversidad.

En la Fig. 2.2(a) se muestra una realización de dos canales incorrelados en el dominio del tiempo discreto, mientras que en la Fig. 2.2(b) se puede observar el canal equivalente que vería el receptor en caso de usar diversidad por selección, en la cual se toma el mejor de, en este caso, dos canales, discriminando como mejor el canal con mayor envolvente. Se puede apreciar que a partir de dos canales incorrelados con desvanecimientos profundos, se obtiene un canal equivalente con profundidades de desvanecimiento mucho menores. En general, si la probabilidad de experimentar un desvanecimiento profundo en un canal es igual a p , la probabilidad de pérdida de la comunicación debido al desvanecimiento en sistemas de diversidad por selección con N canales independientes es igual a la probabilidad de experimentar un desvanecimiento simultáneamente en todos los canales, es decir, p^N .

2.2. Tipos de diversidad

La clasificación de los sistemas de diversidad depende del tipo de parámetro de interés. De esta forma, las siguientes clasificaciones son usadas en la literatura:

- De acuerdo al extremo del sistema en que se implemente: Diversidad en recepción y diversidad en transmisión.

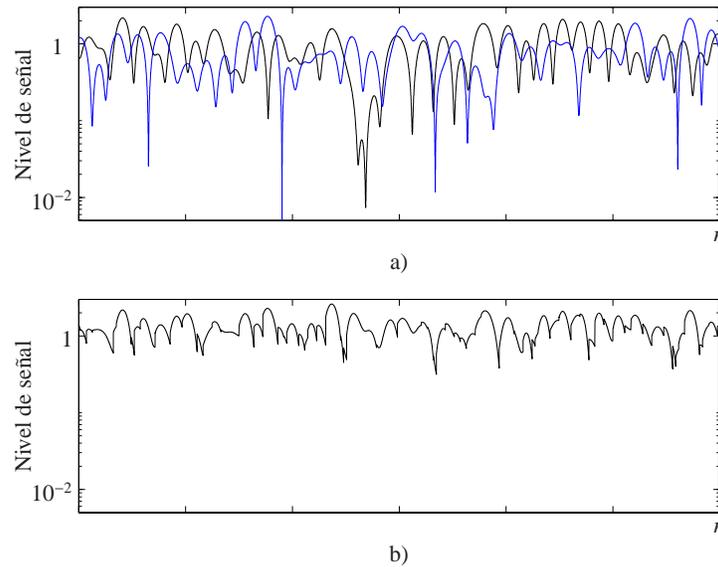


Figura 2.2: Canal equivalente en un sistema de diversidad de dos ramas.

- De acuerdo al fenómeno físico usado para lograr diferenciar las réplicas de la señal: diversidad de espacio o de antena, diversidad de frecuencia, diversidad de tiempo y diversidad de polarización.
- De acuerdo a la forma en que se utilizan las diferentes réplicas: diversidad por selección, diversidad por realimentación, diversidad por combinación de razón máxima (MRC) y diversidad por ganancia constante (EGC).

Diversidad de espacio

La diversidad de espacio, también conocida como diversidad de antena, es una de las formas de diversidad más comunes en los sistemas de comunicaciones inalámbricas. Para enlaces fijos la diversidad de espacio se implementa generalmente en las estaciones receptoras, donde se utilizan varias antenas para obtener recepción con diversidad. En los enlaces móviles se utiliza generalmente diversidad de espacio en la estación base con antenas separadas al menos la mitad de una longitud de onda, aunque también se puede usar diversidad en las unidades móviles o en ambos extremos. La Fig. 2.3 muestra un diagrama de bloques generalizado de la

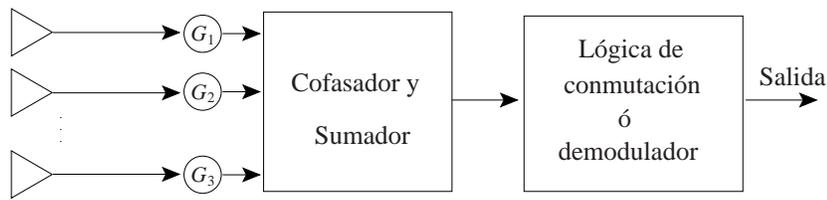


Figura 2.3: Diagrama de bloques generalizado de la diversidad en espacio.

diversidad de espacio.

Diversidad de frecuencia

Cuando se usa diversidad de frecuencia, la información se transmite en más de una portadora, de tal forma que señales con una separación de frecuencia mayor que determinado valor no experimenten el mismo desvanecimiento, siendo la separación en frecuencia necesaria para que los canales estén parcial o totalmente decorrelados una función del ancho de banda de coherencia del canal. Este valor puede corresponder a una fracción importante del ancho de banda total utilizado, y por lo tanto, esta técnica tiene la desventaja de necesitar generalmente un ancho de banda significativamente mayor, con un número igual de receptores que de canales de diversidad. Sin embargo, la diversidad en frecuencia se emplea usualmente en enlaces por línea de vista que usan FDM y para rutas críticas. En sistemas de diversidad en transmisión es posible utilizar la diversidad de frecuencia a través de códigos espacio-frecuencia, con la misma metodología empleada por los códigos espacio-tiempo que serán descritos más adelante.

Diversidad de tiempo

En los sistemas por diversidad de tiempo se transmite información repetidamente a espacios de tiempo, de tal forma que la repetición de la señal se haga en condiciones independientes de desvanecimiento. La retransmisión de las señales reduce la velocidad de transmisión efectiva y, debido a que la separación temporal entre transmisiones de las réplicas debe ser mayor que la duración media de los desvanecimientos, se produce también una considerable latencia. Por estas razones la diversidad de tiempo no se usa frecuentemente. El principio de la diver-

sidad de tiempo es utilizado por los receptores RAKE para sacar provecho de las réplicas de la señal producto de las múltiples trayectorias, aunque en este caso no exista retransmisión y probablemente los diferentes multicaminos experimenten similar desvanecimiento.

Diversidad de polarización

Se ha comprobado experimentalmente que las señales polarizadas horizontal y verticalmente presentan un grado significativo de decorrelación. Esta decorrelación es debida a las múltiples reflexiones en el canal entre el transmisor y el receptor con un coeficiente de reflexión distinto para cada tipo de polarización, lo que resulta en diferentes amplitudes y fases para cada señal. Luego de suficientes reflexiones aleatorias, las señales pueden mostrar un alto grado de decorrelación, haciendo posible la ganancia de diversidad.

Diversidad de ángulo

Las diferentes réplicas de la señal pueden experimentar también diferentes canales de acuerdo a la dirección en que apunten los lóbulos principales de la(s) antena(s), tanto en el transmisor como en el receptor. De esta forma, al incidir sobre diferentes superficies de dispersión ('scatterers'), se pueden obtener canales con bajas correlaciones.

Diversidad por selección

Al clasificar las técnicas de diversidad de acuerdo al procesamiento aplicado a las señales recibidas o transmitidas, una de las técnicas más sencillas es la de selección. Cuando se aplica en el receptor, su diagrama de bloques es similar al de la Fig. 2.3, donde se pueden utilizar m demoduladores y m cadenas de RF para proveer m ramas de diversidad, seleccionándose la rama con mayor SNR, o se pueden utilizar m antenas y solo un demodulador y cadena de RF, seleccionando la rama con la mayor relación portadora a ruido (CNR). En caso de su aplicación en transmisión, el receptor debe observar periódicamente todos los canales e informar al transmisor sobre el canal con mayor envolvente. En caso que todas las ramas tengan la misma SNR media, la amplitud de la señal de salida del combinador simplemente es la magnitud de la señal más fuerte

$$|\alpha_c| = \max(|\alpha_1|, |\alpha_2|, \dots, |\alpha_N|) \quad (2.1)$$

y la SNR instantánea es

$$\gamma_c = \max(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_N). \quad (2.2)$$

Para N ramas independientes, la probabilidad que todas las ramas tengan una SNR menor que γ_s es la probabilidad equivalente para una única rama elevada a N . Para el caso de canales Rayleigh viene dada por

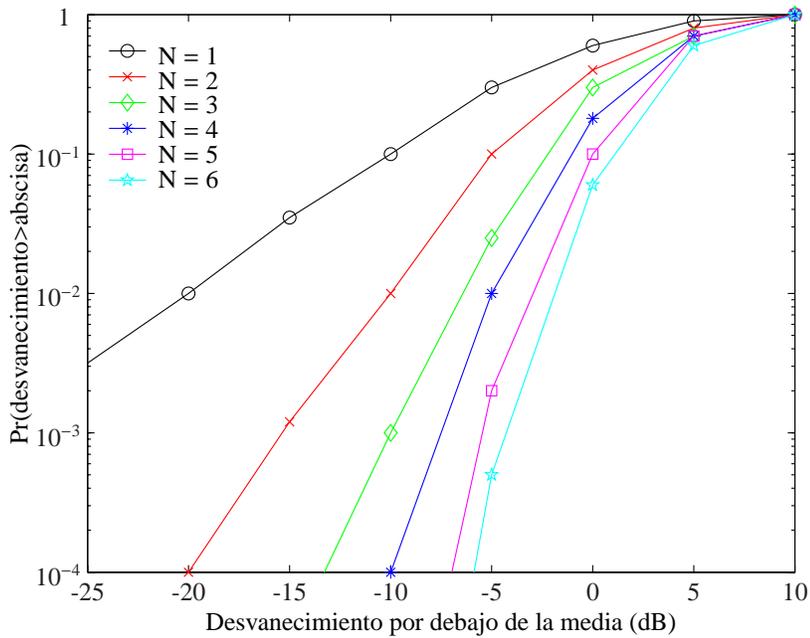


Figura 2.4: Ganancia de diversidad en función del número de ramas usando diversidad por selección.

$$p_{fade} = \Pr(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_N < \gamma_s) = \left(1 - e^{-\frac{\gamma_s}{\Gamma}}\right)^N. \quad (2.3)$$

Donde Γ representa la SNR media a la entrada de cada rama. En la Fig. 2.4 se puede observar la ganancia de diversidad obtenida para sistemas con distinto número de ramas [1]. Por ejemplo, para una indisponibilidad del 1 %, la ganancia de diversidad usando dos ramas es de 10 dB. Sin embargo, si la SNR media entre las ramas no es la misma, la probabilidad de encontrar un

desvanecimiento con profundidad menor de γ_s es igual a

$$Pr(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_N < \gamma_s) = \prod_{i=1}^N \left(1 - e^{-\frac{\gamma_s}{\Gamma}}\right). \quad (2.4)$$

Los sistemas de diversidad son particularmente sensibles a las diferencias de SNR media entre sus ramas. La ganancia por diversidad es máxima cuando todas las ramas presentan la misma SNR media, deteriorándose sensiblemente a medida que se incrementa la diferencia de SNR media entre ellas. Este comportamiento se puede observar en la Fig. 2.5, en donde se han graficado las curvas de probabilidad de error en función de la mayor SNR media y la diferencia entre las SNRs media de las ramas de un sistema de diversidad en recepción por selección entre dos ramas [1]. A pesar de conseguir prestaciones menores respecto a las técnicas que combinan más de una señal transmitida o recibida, la técnica de diversidad por conmutación es de particular interés debido a su simplicidad y el ahorro que implica utilizar una única cadena de RF. Al usar la técnica de diversidad en selección se puede seleccionar más de una antena receptora o transmisora, si se utiliza también las técnicas MRC ó ECG descritas más adelante.

Diversidad por conmutación

Este método es muy similar a la diversidad por selección, excepto que en lugar de usar la mejor de m señales, los canales son observados en una secuencia determinada hasta encontrar uno con envolvente por encima de un nivel umbral predeterminado. Este canal se mantiene hasta que cae por debajo del umbral y el proceso de búsqueda se reinicia. Las estadísticas de desvanecimiento son un poco inferiores a las obtenidas por el método anterior, pero su implementación es más sencilla, requiriendo de sólo un receptor. En la Fig. 2.6 se muestra un diagrama de bloques de este método.

Diversidad por combinación de razón máxima

En este método las señales provenientes de todas las ramas se ponderan de acuerdo a sus SNRs y se suman. Las señales individuales deben ser co-fasadas antes de ser sumadas, lo que requiere un receptor individual y un circuito de alineación de fase por cada antena. El método

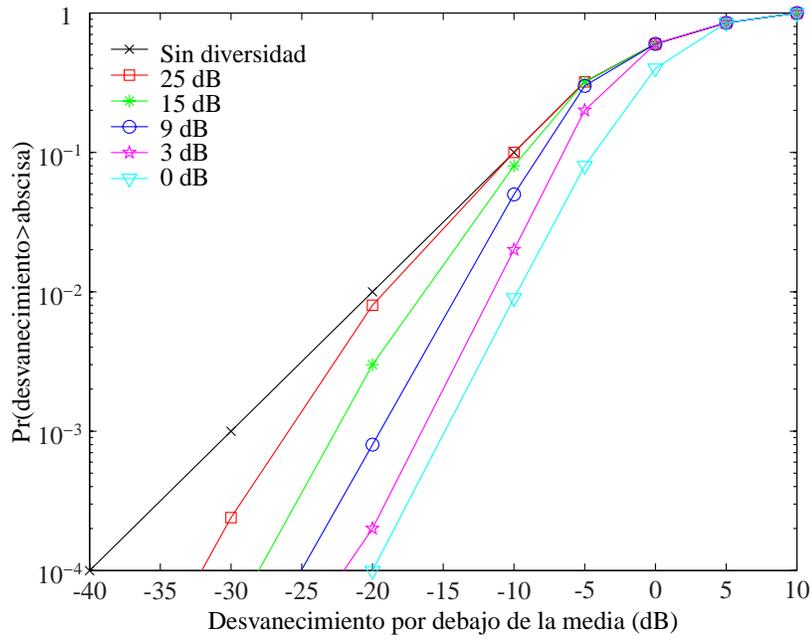


Figura 2.5: Comparación de diversidad en recepción por selección para canales con diferencias de SNR entre ramas.

de combinación de razón máxima produce una SNR a la salida igual a la suma ponderada de las SNR individuales, por lo que tiene la capacidad de producir una señal con una SNR aceptable aún cuando ninguna de las señales individuales la posean. Esta técnica proporciona la mejor reducción estadística de desvanecimiento de las técnicas de diversidad de combinación lineal. La Fig. 2.7 muestra un diagrama de bloques de este esquema de diversidad en recepción.

A continuación se presenta el desarrollo de la expresión de la SNR para un sistema MRC de dos ramas. Las señales recibidas son iguales a:

$$x_1 = sh_1 + n_1 \quad (2.5)$$

$$x_2 = sh_2 + n_2 \quad (2.6)$$

donde h_i y n_i son los coeficientes complejos del canal y las contribuciones del ruido aditivo para la rama i , respectivamente. Siguiendo el esquema de combinación, la señal de entrada al

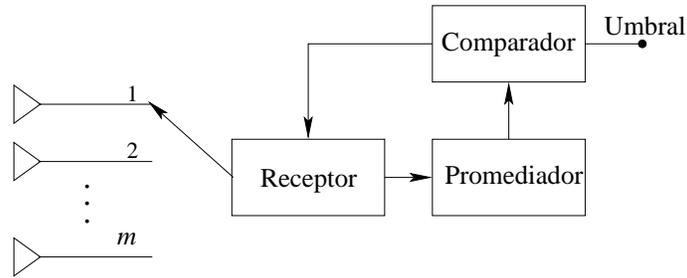


Figura 2.6: Diagrama de bloques de la diversidad por conmutación.

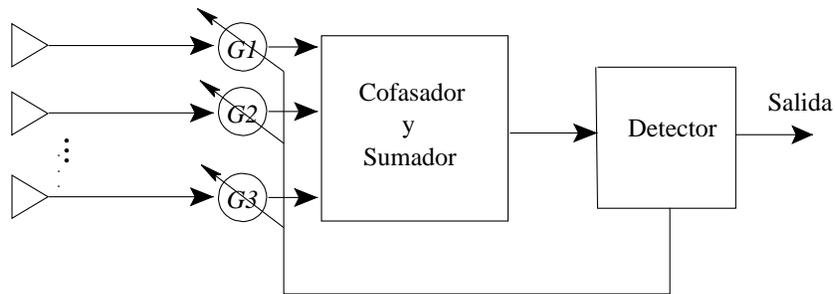


Figura 2.7: Diagrama de bloques de la diversidad por combinación de razón máxima.

receptor es

$$y = G_1 x_1 e^{-j\theta_1} + G_2 x_2 e^{-j\theta_2} \quad (2.7)$$

donde θ_i represente el componente de fase de h_i y los pesos G_i se determinan de acuerdo a

$$G_i = \frac{h_i^*}{P_N}, \quad (2.8)$$

representando $(.)^*$ la operación conjugada y P_N la potencia de ruido. Entonces, la salida del combinador es

$$y = (h_1 + n_1) \frac{h_1^*}{P_N} + (h_2 + n_2) \frac{h_2^*}{P_N}, \quad (2.9)$$

$$y = \frac{1}{P_N} (|h_1|^2 + |h_2|^2) + n_1 h_1^* + n_2 h_2^*. \quad (2.10)$$

La SNR instantánea a la salida del combinador es entonces

$$\gamma_c = \frac{(r_1 + r_2)^2}{2} \frac{2}{\mathbb{E} \left\{ |h_1^* n_1|^2 + |h_2^* n_2|^2 \right\}} = \frac{(r_1^2 + r_2^2)^2}{P_N(r_1^2 + r_2^2)}, \quad (2.11)$$

donde $\mathbb{E} \{.\}$ representa el valor esperado. Finalmente,

$$\gamma_c = \gamma_1 + \gamma_2. \quad (2.12)$$

Lo que demuestra que la salida del combinador de razón máxima viene dada por la suma de las SNRs de las ramas individuales. Para estos cálculos se ha supuesto que la correlación entre las ramas es cero. En la Fig. 2.8 se muestra el efecto que provoca la correlación entre ramas sobre la ganancia de diversidad [1]; en ella podemos observar que la ganancia de diversidad es todavía significativa incluso cuando la correlación es bastante alta. El coeficiente de correlación se definió como la correlación cruzada entre las envolventes de dos canales Rayleigh.

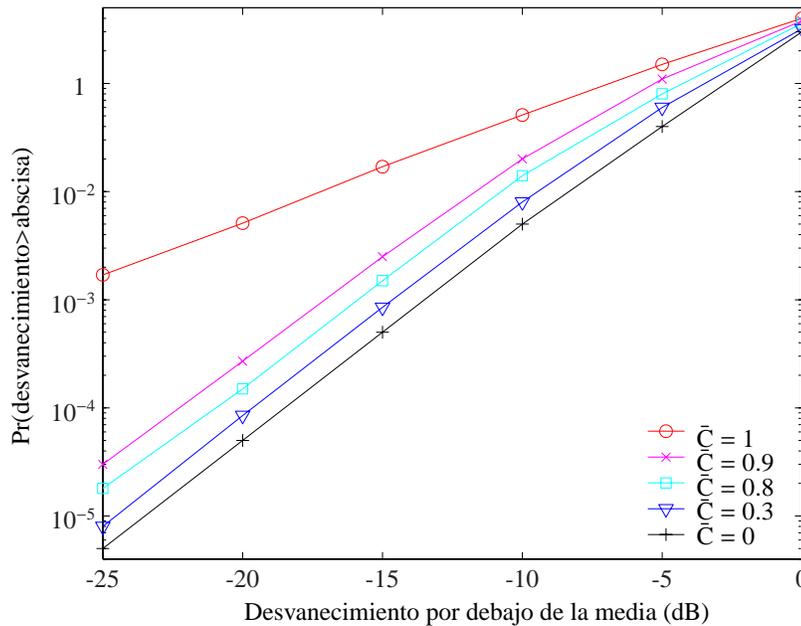


Figura 2.8: Efecto de correlación entre canales en un sistema diversidad por MRC.

Combinación de ganancia constante

En algunos casos no se dispone de la capacidad de ponderación variable del esquema anterior, por lo que todos los pesos se preestablecen como unitarios pero las señales son alineadas en fase, obteniéndose la diversidad por EGC. La posibilidad de producir una señal aceptable a partir de cierto número de entradas inaceptables se mantiene, y el desempeño es ligeramente menor que el de la MRC, pero superior aún al de diversidad por selección. La EGC ofrece una alternativa más sencilla a la MRC, pero las desviaciones de fase producidas por el canal deben ser estimadas para co-fasar las señales recibidas. Al estimar las desviaciones de fase es generalmente necesario hacer una estimación de canal (en módulo y fase), y solamente es necesario disponer de amplificadores de ganancia variable para aplicar MRC en recepción, obteniendo una ganancia de diversidad considerablemente mayor.

2.3. Diversidad en transmisión

Todos los esquemas de diversidad descritos hasta ahora se pueden, en principio, aplicar tanto en el transmisor como en el receptor. En muchos entornos dispersivos la diversidad de antena es una técnica práctica, efectiva y por lo tanto ampliamente aplicada para reducir el efecto del desvanecimiento multicamino. La solución clásica es usar múltiples antenas en el receptor junto con alguno de los métodos de combinación descritos para mejorar la calidad de la señal recibida. El principal problema al usar diversidad en recepción en sistemas móviles es el coste, tamaño y consumo de energía en las unidades móviles. El uso de múltiples antenas y cadenas de radio frecuencia (o circuitos de selección y conmutación) hace que las unidades móviles sean grandes y costosas. Una estación base a menudo sirve a cientos o a miles de unidades móviles, y es por lo tanto más económico añadir equipamiento a las estaciones base antes que a las unidades móviles. Por estas razones, las técnicas de diversidad han sido casi exclusivamente aplicadas a las estaciones base. Sin embargo, la misma estación base que sirve de receptora en el camino de subida ('uplink'), hace funciones de transmisora en el camino de bajada ('downlink'). De esta forma, las mismas antenas usadas en diversidad de recepción pueden ser usadas para obtener diversidad en transmisión, sirviendo a todas las unidades móviles dentro del área de cobertura de la estación base.

Existen distintas técnicas para obtener diversidad en el transmisor, las cuales se pueden

clasificar en técnicas de lazo abierto y técnicas de lazo cerrado, de acuerdo al uso o no de un lazo de realimentación del receptor al transmisor. En todos los casos, es necesario realizar algún procesamiento de señal tanto en el transmisor como en el receptor. Una extensa revisión del tema se puede encontrar en [2]. El primer esquema de este tipo fue propuesto por Wittneben en el contexto de MULTICAST [3], el cual incluye el esquema de diversidad de retardo de Seshadri y Winters [4] como un caso especial. En diversidad de tiempo o de retardo se usan dos antenas transmisoras y la señal transmitida por la primera antena se retarda un intervalo de tiempo para ser transmitida por la segunda antena. Wittneben demostró que los esquemas de diversidad de tiempo son óptimos en el sentido de que la diversidad obtenida con un receptor óptimo es proporcional al número de antenas. Más tarde, Foschini estudió arquitecturas espacio-temporales por capas para sistemas con múltiples antenas [5], las cuales consisten en esquemas de transmisión multicapa que permiten obtener diversidad espacio-tiempo con o sin codificación. En esos sistemas no existe ortogonalidad entre las señales transmitidas, razón por la cual estas llegan al receptor contaminadas por señales de otras capas, haciendo necesaria la aplicación de un proceso de cancelación de interferencia en recepción. Más tarde, la codificación espacio-temporal recibió una atención creciente debido a su buen desempeño para transmisión a altas velocidades en ambientes con desvanecimiento lento. En [6] se propuso la codificación trellis espacio-temporal, la cual está basada en un diseño conjunto de codificación, modulación y diversidad en transmisión y recepción. Aunque esta codificación ofrece un desempeño muy alto, su complejidad de decodificación (medida según el número de estados trellis en el decodificador) puede llegar a ser muy elevada al incrementarse exponencialmente con el nivel de la diversidad y la velocidad de transmisión.

En una célebre publicación, Alamouti [7] descubrió un esquema de diversidad en transmisión de lazo abierto usando dos antenas transmisoras y una antena receptora que fácilmente se extiende al uso de varias antenas receptoras; esquema que más tarde se conocería como código espacio-tiempo de bloques (STBC). La STBC proporciona diversidad espacial completa y hace uso de un algoritmo de decodificación muy sencillo que únicamente requiere de procesamiento lineal sobre las señales recibidas. Su simplicidad lo hace atractivo, por lo que más tarde fue generalizado por Tarokh para un número arbitrario de antenas transmisoras [8].

En caso de usar realimentación desde el receptor al transmisor, se puede adaptar la transmisión de las señales de acuerdo a las condiciones de la matriz de canal. Esta realimentación

obliga a establecer una comunicación bidireccional, por lo que se llaman de lazo cerrado. En [9] se estudia la capacidad de un sistema de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO) cuando se seleccionan las mejores antenas tanto en el transmisor como en el receptor, encontrando que la capacidad de este es muy similar al del sistema con complejidad completa. Más tarde se propuso un sistema híbrido de selección y combinación de razón máxima tanto en transmisión como en recepción [10], en la cual se seleccionan las mejores antenas en ambos extremos y las señales transmitidas son ponderadas de acuerdo a la envolvente de los canales; en recepción se utiliza un MRC convencional sobre las antenas seleccionadas. Ese esquema requiere de una información actualizada y detallada en el transmisor para poder realizar la ponderación de las señales transmitidas por las distintas antenas. Frecuentemente, esta intensa realimentación no es factible, lo que motiva la propuesta de sistemas con menor carga de realimentación.

En diversidad por selección se selecciona la mejor antena para la transmisión basándose en la calidad de la señal recibida en el receptor [11] [12], requiriendo sólo de un código de selección de antena como información de realimentación. Otro esquema similar es la diversidad por conmutación, donde se conmuta a otra antena transmisora cada vez que la señal recibida cae por debajo de un umbral establecido. La diversidad por conmutación se puede realizar también sin información de realimentación saltando de una antena a otra en períodos regulares [13]. Recientes estudios han hecho uso de diversidad por selección junto con codificación bloque espacio-tiempo [14, 15]. En estos esquemas, N de M antenas transmisoras disponibles son seleccionadas para la transmisión y un código espacio-tiempo (STC) se aplica sobre las antenas seleccionadas. Los resultados obtenidos para el caso de transmitir el código de Alamouti muestran una mejora del desempeño con respecto al esquema de Alamouti sin selección de antena a medida que el número de antenas disponible aumenta [16].

A continuación se presenta una descripción de algunos STBC ortogonales (OSTBC) utilizados en los sistemas de diversidad de transmisión de lazo abierto. Se muestran las expresiones de las señales recibidas y decodificadas y se hace una comparación de los sistemas de lazo abierto basados en STBCs. Seguidamente, se tratan algunos sistemas de diversidad de transmisión de lazo cerrado.

2.4. STBC ortogonales

Un código espacio-tiempo de bloque (STBC) se define por medio de una matriz de transmisión \mathbf{G} de dimensiones $p \times n$, cuyas entidades son combinaciones lineales de las variables s_1, s_2, \dots, s_k y sus conjugados, representando n el número de antenas transmisoras y p el número de intervalos de tiempo necesarios para transmitir un bloque de código. Los datos se codifican usando la matriz \mathbf{G} y se dividen en n flujos los cuales se transmiten simultáneamente utilizando las n antenas transmisoras. Supongamos que la transmisión en banda base emplea una constelación de señal A con 2^b elementos. En el intervalo temporal 1, kb bits llegan al codificador, el cual selecciona señales de la constelación s_1, s_2, \dots, s_k . Si la matriz \mathbf{C} representa los símbolos transmitidos, sus entradas son combinaciones lineales de las s_i y sus conjugados, y por lo tanto \mathbf{C} contiene símbolos específicos de la constelación o sus combinaciones lineales, los cuales son transmitidos desde las n antenas para cada kb bits. Sea c_i^t el elemento en la fila t -ésima y la columna i -ésima de \mathbf{C} , las entradas c_i^t , $i = 1, 2, \dots, n$ son transmitidas simultáneamente desde las antenas transmisoras $1, 2, \dots, n$ en cada intervalo de tiempo $t = 1, 2, \dots, p$. Así, la columna i -ésima de \mathbf{C} representa los símbolos transmitidos desde la antena i -ésima y la fila t -ésima de \mathbf{C} representa los símbolos transmitidos en el intervalo de tiempo t . Dado que se utilizan p intervalos de tiempo para transmitir k símbolos, la tasa del código es $R = k/p$.

Así pues, la señal recibida en cada antena receptora es una superposición lineal de las n señales transmitidas perturbadas por ruido. La decodificación puede hacerse mediante el criterio de máxima verosimilitud debido a la estructura ortogonal del STBC, obteniendo un algoritmo de decodificación basado únicamente en un procesamiento lineal en el receptor. Los STBCs se diseñan para alcanzar el máximo orden de diversidad para un número dado de antenas transmisoras y receptoras sujetas a la condición de tener un algoritmo de decodificación sencillo. Adicionalmente, existen STBCs no ortogonales [17–19] de tasa unitaria, pero que requieren de un procesamiento adicional en recepción para cancelar la interferencia entre símbolos. En esta tesis se tratan solamente STBC ortogonales.

2.4.1. Código de Alamouti

Esta técnica [7] es un esquema sencillo de diversidad en transmisión que mejora la calidad de la señal recibida usando dos antenas transmisoras y un procesamiento de señal sencillo en

el receptor. El orden de diversidad que se obtendría es igual al alcanzado si se aplicase combinación de razón máxima con dos antenas en el receptor, y el sistema se puede generalizar a dos antenas transmisoras y M antenas receptoras para proporcionar un orden de diversidad de $2M$. Todo esto se consigue sin ninguna realimentación desde el receptor al transmisor, con una pequeña complejidad de computación y sin expansión en ancho de banda, ya que la redundancia generalmente se aplica en el espacio. La disminución de la sensibilidad al desvanecimiento puede permitir el uso de esquemas de modulación de mayor nivel para incrementar la tasa de datos efectiva, para obtener menores factores de reuso en un entorno multicelular o para aumentar el área de cobertura de los sistemas. A continuación se presentan las expresiones de las señales recibidas al utilizar el código de Alamouti con solo una antena receptora.

En un período de símbolo se transmiten dos señales simultáneamente desde las dos antenas. La señal transmitida desde la antena número uno la denotamos por s_0 y desde la antena número dos por s_1 . En el siguiente período de símbolo la señal $-s_1^*$ se transmite desde la antena uno y s_0^* desde la antena dos, de esta manera, la codificación se hace en el espacio y en el tiempo (la codificación también se podría hacer en espacio y en frecuencia; de esta forma, en lugar de dos períodos de símbolo adyacentes se usarían dos portadoras adyacentes con codificación espacio-frecuencia, aunque esto involucraría una expansión del ancho de banda, y por tanto, una disminución de la capacidad del sistema en términos de b/s/Hz). La matriz de transmisión correspondiente al código de Alamouti es

$$\mathbf{G}_2 = \begin{pmatrix} s_0 & s_1 \\ -s_1^* & s_0^* \end{pmatrix}, \quad (2.13)$$

y la tasa del código es unitaria al necesitar dos intervalos de tiempo para transmitir dos símbolos. La Fig. 2.9 muestra un diagrama detallado de la estructura de un sistema que usa el código de Alamouti con un receptor y detección de máxima verosimilitud.

El canal i en el instante t se puede modelar por una distorsión multiplicativa compleja $h_i(t)$. Suponiendo que el desvanecimiento es constante para dos símbolos consecutivos,

$$h_0(t) = h_0(t + T) = h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0} \quad (2.14)$$

$$h_1(t) = h_1(t + T) = h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1} \quad (2.15)$$

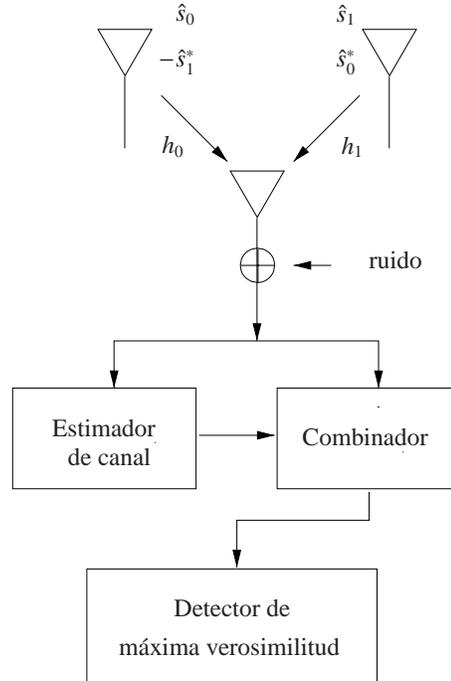


Figura 2.9: Sistema TAD-STBC con una antena receptora usando el código de Alamouti.

donde T representa la duración del símbolo, mientras que α_i y θ_i representan la amplitud y fase del canal i . Las señales recibidas se pueden expresar como

$$r_0 = r(t) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \quad (2.16)$$

$$r_1 = r(t + T) = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1, \quad (2.17)$$

donde r_0 y r_1 son las señales recibidas en el instante t y $t + T$ y n_0 y n_1 son variables aleatorias complejas representando el ruido en el receptor y la interferencia.

El esquema de recepción del combinador para el MRC en recepción de dos ramas es

$$\tilde{s}_0 = \hat{h}_0^* r_0 + \hat{h}_1 r_1^* \quad (2.18)$$

$$\tilde{s}_1 = \hat{h}_1^* r_0 - \hat{h}_0 r_1^*, \quad (2.19)$$

donde \hat{h}_i representa la estimación del canal h_i . Sustituyendo tenemos

$$\tilde{s}_0 = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + \hat{h}_0^* n_0 + \hat{h}_1 n_1^* \quad (2.20)$$

$$\tilde{s}_1 = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_1 - \hat{h}_0 n_1^* + \hat{h}_1^* n_0. \quad (2.21)$$

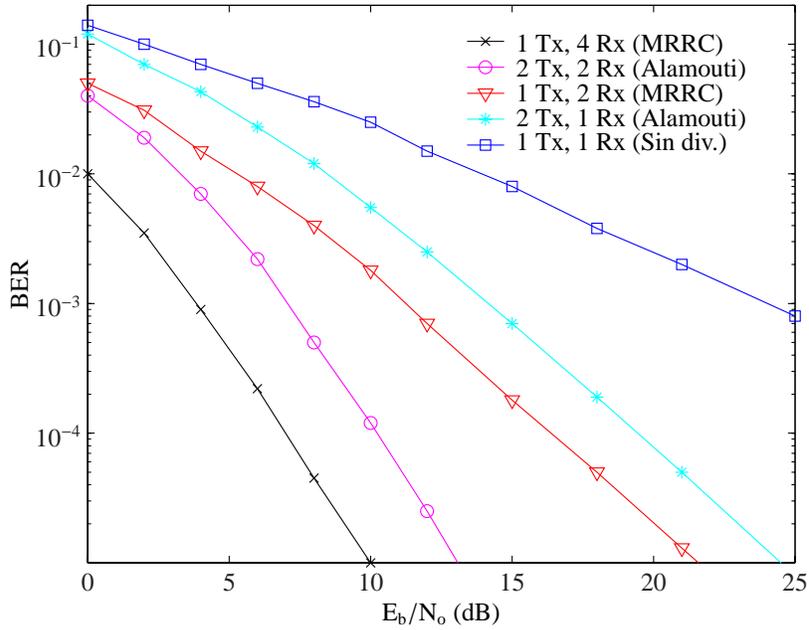


Figura 2.10: Comparación del rendimiento de TAD usando el código de Alamouti respecto a sistemas de diversidad en recepción por MRC.

En la Fig. 2.10 [7] se compara el rendimiento de sistemas de diversidad en recepción usando MRC en recepción respecto a sistemas de diversidad de transmisión usando el código de Alamouti. Se utilizó una modulación BPSK y los canales se modelaron como Rayleigh independientes idénticamente distribuidos (i.i.d.). La potencia total transmitida desde las dos antenas con el nuevo esquema es la misma que la potencia transmitida desde la única antena para el receptor MRC y se ha supuesto que se dispone de un conocimiento perfecto del canal en recepción. En la Fig. 2.10 se puede apreciar que el rendimiento del sistema de diversidad de antena en transmisión (TAD) con un receptor es 3 dB menor que aquel del MRC en recepción de dos ramas. Esta penalización de 3 dB se debe a que cada antena transmisora transmite la

mitad de la potencia para asegurar que la potencia total transmitida sea la misma que al utilizar una antena transmisora. Si la potencia transmitida por cada antena en el nuevo esquema fuera la misma que la transmitida por la única antena del esquema MRC en recepción, el rendimiento sería idéntico. En cualquier caso, incluso con esta suposición de igual potencia total radiada para ambos esquemas, la ganancia de diversidad para una BER de 10^{-4} está sobre 15 dB.

2.4.2. OSTBC para más de dos antenas transmisoras

Al extender los STBC ortogonales (OSTBC) para más de dos antenas, es inevitable tener una pérdida de capacidad del sistema, ya que la única solución que preserva la tasa de transmisión es la presentada por Alamouti para dos antenas transmisoras. Existen OSTBC que son extensiones del código de Alamouti para más de dos antenas que obtienen un buen desempeño, pero pagando el precio de reducir la tasa en un 50 %; son los llamados códigos de tasa $\frac{1}{2}$. Sin embargo, Tarokh demostró en [6] que existen códigos esporádicos para tres y cuatro antenas transmisoras que permiten mejorar el rendimiento respecto al código de Alamouti sacrificando la tasa en un 25 %; son los llamados códigos esporádicos de tasa $\frac{3}{4}$.

2.4.3. Códigos de tasa $\frac{1}{2}$ para tres y cuatro antenas transmisoras

Las respectivas matrices de transmisión de los OSTBC de tasa $\frac{1}{2}$ para 3 y 4 antenas son:

$$\mathbf{G}_3 = \begin{pmatrix} s_0 & -s_1 & -s_2 & -s_3 & s_0^* & -s_1^* & -s_2^* & -s_3^* \\ s_1 & s_0 & s_3 & -s_2 & s_1^* & s_0^* & s_3^* & -s_2^* \\ s_2 & -s_3 & s_0 & s_1 & s_2^* & -s_3^* & s_0^* & s_1^* \end{pmatrix}^T, \quad (2.22)$$

y

$$\mathbf{G}_4 = \begin{pmatrix} s_0 & -s_1 & -s_2 & -s_3 & s_0^* & -s_1^* & -s_2^* & -s_3^* \\ s_1 & s_0 & s_3 & -s_2 & s_1^* & s_0^* & s_3^* & -s_2^* \\ s_2 & -s_3 & s_0 & s_1 & s_2^* & -s_3^* & s_0^* & s_1^* \\ s_3 & s_2 & -s_1 & s_0 & s_3^* & s_2^* & -s_1^* & s_0^* \end{pmatrix}^T, \quad (2.23)$$

donde $(.)^T$ representa la operación trasposición. De nuevo, el algoritmo de decodificación de estos códigos consiste en una combinación lineal de las señales recibidas. Las expresiones de

las señales recibidas para el OSTBC correspondiente a cuatro antenas son:

$$r_0 = h_0 s_0 + h_1 s_1 + h_2 s_2 + h_3 s_3 + n_0 \quad (2.24)$$

$$r_1 = -h_0 s_1 + h_1 s_0 - h_2 s_3 + h_3 s_2 + n_1 \quad (2.25)$$

$$r_2 = -h_0 s_2 + h_1 s_3 + h_2 s_0 + h_3 s_1 + n_2 \quad (2.26)$$

$$r_3 = -h_0 s_3 - h_1 s_2 + h_2 s_1 + h_3 s_0 + n_3 \quad (2.27)$$

$$r_4 = h_0 s_0^* + h_1 s_1^* + h_2 s_2^* + h_3 s_3^* + n_4 \quad (2.28)$$

$$r_5 = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* - h_2 s_3^* + h_3 s_2^* + n_5 \quad (2.29)$$

$$r_6 = -h_0 s_2^* + h_1 s_3^* + h_2 s_0^* + h_3 s_1^* + n_6 \quad (2.30)$$

$$r_7 = -h_0 s_3^* - h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + h_3 s_0^* + n_7. \quad (2.31)$$

Suponiendo que el desvanecimiento es plano y constante durante ocho símbolos consecutivos, es decir

$$h_i(t) = h_i(t + kT) = h_i = \alpha_i e^{j\theta_i} \quad \forall i = 1, \dots, 4 \wedge k = 1, \dots, 8 \quad (2.32)$$

y que la combinación de las señales recibidas se hace obedeciendo a las siguientes expresiones:

$$\tilde{s}_0 = \hat{h}_0^* r_0 + \hat{h}_1^* r_1 + \hat{h}_2^* r_2 + \hat{h}_3^* r_3 + \hat{h}_0 r_4^* + \hat{h}_1 r_5^* + \hat{h}_2 r_6^* + \hat{h}_3 r_7^* \quad (2.33)$$

$$\tilde{s}_1 = \hat{h}_1^* r_0 - \hat{h}_0^* r_1 - \hat{h}_3^* r_2 + \hat{h}_2^* r_3 + \hat{h}_1 r_4^* - \hat{h}_0 r_5^* - \hat{h}_3 r_6^* + \hat{h}_2 r_7^* \quad (2.34)$$

$$\tilde{s}_2 = \hat{h}_2^* r_0 + \hat{h}_3^* r_1 - \hat{h}_0^* r_2 - \hat{h}_1^* r_3 + \hat{h}_2 r_4^* + \hat{h}_3 r_5^* - \hat{h}_0 r_6^* - \hat{h}_1 r_7^* \quad (2.35)$$

$$\tilde{s}_3 = \hat{h}_3^* r_0 - \hat{h}_2^* r_1 + \hat{h}_1^* r_2 - \hat{h}_0^* r_3 + \hat{h}_3 r_4^* - \hat{h}_2 r_5^* + \hat{h}_1 r_6^* - \hat{h}_0 r_7^*, \quad (2.36)$$

las expresiones de las señales decodificadas son:

$$\tilde{s}_0 = s_0 [2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2 + 2\alpha_3^2] + \hat{h}_0^* n_0 + \hat{h}_1^* n_1 + \hat{h}_2^* n_2 + \hat{h}_3^* n_3 + \hat{h}_0 n_4^* + \hat{h}_1 n_5^* + \hat{h}_2 n_6^* + \hat{h}_3 n_7^* \quad (2.37)$$

$$\tilde{s}_1 = s_1 [2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2 + 2\alpha_3^2] + \hat{h}_1^* n_0 - \hat{h}_0^* n_1 - \hat{h}_3^* n_2 + \hat{h}_2^* n_3 + \hat{h}_1 n_4^* - \hat{h}_0 n_5^* - \hat{h}_3 n_6^* + \hat{h}_2 n_7^* \quad (2.38)$$

$$\tilde{s}_2 = s_2 [2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2 + 2\alpha_3^2] + \hat{h}_2^* n_0 + \hat{h}_3^* n_1 - \hat{h}_0^* n_2 - \hat{h}_1^* n_3 + \hat{h}_2 n_4^* + \hat{h}_3 n_5^* - \hat{h}_0 n_6^* - \hat{h}_1 n_7^* \quad (2.39)$$

$$\tilde{s}_3 = s_3 \left[2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2 + 2\alpha_3^2 \right] + \hat{h}_3^* n_0 - \hat{h}_2^* n_1 + \hat{h}_1^* n_2 - \hat{h}_0^* n_3 + \hat{h}_3 n_4^* - \hat{h}_2 n_5^* + \hat{h}_1 n_6^* - \hat{h}_0 n_7^*. \quad (2.40)$$

Para el caso de tres antenas transmisoras, es suficiente con sustituir $h_3 = \hat{h}_3 = \bar{0}$. Las expresiones resultantes son:

$$\tilde{s}_0 = s_0 \left[2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2 \right] + \hat{h}_0^* n_0 + \hat{h}_1^* n_1 + \hat{h}_2^* n_2 + \hat{h}_0 n_4^* + \hat{h}_1 n_5^* + \hat{h}_2 n_6^* \quad (2.41)$$

$$\tilde{s}_1 = s_1 \left[2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2 \right] + \hat{h}_1^* n_0 - \hat{h}_0^* n_1 + \hat{h}_2^* n_3 + \hat{h}_1 n_4^* - \hat{h}_0 n_5^* + \hat{h}_2 n_7^* \quad (2.42)$$

$$\tilde{s}_2 = s_2 \left[2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2 \right] + \hat{h}_2^* n_0 - \hat{h}_0^* n_2 - \hat{h}_1^* n_3 + \hat{h}_2 n_4^* - \hat{h}_0 n_6^* - \hat{h}_1 n_7^* \quad (2.43)$$

$$\tilde{s}_3 = s_3 \left[2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2 \right] - \hat{h}_2^* n_1 + \hat{h}_1^* n_2 - \hat{h}_0^* n_3 - \hat{h}_2 n_5^* + \hat{h}_1 n_6^* - \hat{h}_0 n_7^*. \quad (2.44)$$

2.4.4. Códigos esporádicos de tasa $\frac{3}{4}$ para tres y cuatro antenas transmisoras

Las respectivas matrices de transmisión de los OSTBC esporádicos para 3 y 4 antenas son:

$$\mathbf{H}_3 = \begin{pmatrix} s_0 & s_1 & \frac{s_2}{\sqrt{2}} \\ -s_1^* & s_0^* & \frac{s_2}{\sqrt{2}} \\ \frac{s_2^*}{\sqrt{2}} & \frac{s_2^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-s_0 - s_0^* + s_1 - s_1^*)}{2} \\ \frac{s_2^*}{\sqrt{2}} & -\frac{s_2^*}{\sqrt{2}} & \frac{(s_1 + s_1^* + s_0 - s_0^*)}{2} \end{pmatrix} \quad (2.45)$$

y

$$\mathbf{H}_4 = \begin{pmatrix} s_0 & s_1 & \frac{s_2}{\sqrt{2}} & \frac{s_2}{\sqrt{2}} \\ -s_1^* & s_0^* & \frac{s_2}{\sqrt{2}} & -\frac{s_2}{\sqrt{2}} \\ \frac{s_2^*}{\sqrt{2}} & \frac{s_2^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-s_0 - s_0^* + s_1 - s_1^*)}{2} & \frac{(-s_1 - s_1^* + s_0 - s_0^*)}{2} \\ \frac{s_2^*}{\sqrt{2}} & -\frac{s_2^*}{\sqrt{2}} & \frac{(s_1 + s_1^* + s_0 - s_0^*)}{2} & -\frac{(s_0 + s_0^* + s_1 - s_1^*)}{2} \end{pmatrix}. \quad (2.46)$$

El algoritmo de decodificación de estos códigos, al igual que en el caso de Alamouti, consiste en una combinación lineal de las señales recibidas. Las expresiones de las señales recibidas para el OSTBC correspondiente a cuatro antenas son:

$$r_0 = h_0 s_0 + h_1 s_1 + \frac{h_2}{\sqrt{2}} s_2 + \frac{h_3}{\sqrt{2}} s_2 + n_0 \quad (2.47)$$

$$r_1 = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + \frac{h_2}{\sqrt{2}} s_2 - \frac{h_3}{\sqrt{2}} s_2 + n_1 \quad (2.48)$$

$$r_2 = \frac{h_0}{\sqrt{2}} s_2^* + \frac{h_1}{\sqrt{2}} s_2^* + \frac{h_2}{2} (-s_0 + s_0^* + s_1 + s_1^*) + \frac{h_3}{2} (s_0 - s_0^* - s_1 - s_1^*) + n_2 \quad (2.49)$$

$$r_3 = \frac{h_0}{\sqrt{2}} s_2^* - \frac{h_1}{\sqrt{2}} s_2^* + \frac{h_2}{2} (s_0 - s_0^* + s_1 - s_1^*) - \frac{h_3}{2} (s_0 - s_0^* + s_1 - s_1^*) + n_3 \quad (2.50)$$

y la combinación de las señales recibidas se hace obedeciendo a las siguientes expresiones:

$$\tilde{s}_0 = \hat{h}_0^* r_0 + \hat{h}_1^* r_1 + \frac{1}{2} (\hat{h}_2^* - \hat{h}_3^*) (r_3 - r_2) - \frac{1}{2} (\hat{h}_2 + \hat{h}_3) (r_3 + r_2)^* \quad (2.51)$$

$$\tilde{s}_1 = \hat{h}_1^* r_0 - \hat{h}_0^* r_1 + \frac{1}{2} (\hat{h}_2^* - \hat{h}_3^*) (r_3 + r_2) + \frac{1}{2} (\hat{h}_2 + \hat{h}_3) (r_3 - r_2)^* \quad (2.52)$$

$$\tilde{s}_2 = \frac{\hat{h}_2^*}{\sqrt{2}} (r_0 + r_1) + \frac{\hat{h}_3^*}{\sqrt{2}} (r_0 - r_1) + \frac{(\hat{h}_0 + \hat{h}_1)}{\sqrt{2}} r_2^* + \frac{(\hat{h}_0 - \hat{h}_1)}{\sqrt{2}} r_3^*. \quad (2.53)$$

Finalmente, las expresiones de las señales decodificadas son:

$$\tilde{s}_0 = s_0 [2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2 + 2\alpha_3^2] + \hat{h}_0^* n_0 + \hat{h}_1^* n_1 + \frac{1}{2} (\hat{h}_2^* - \hat{h}_3^*) (n_3 - n_2) - \frac{1}{2} (\hat{h}_2 + \hat{h}_3) (n_3 + n_2)^* \quad (2.54)$$

$$\tilde{s}_1 = s_1 [2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2 + 2\alpha_3^2] + \hat{h}_1^* n_0 - \hat{h}_0^* n_1 + \frac{1}{2} (\hat{h}_2^* - \hat{h}_3^*) (n_3 + n_2) + \frac{1}{2} (\hat{h}_2 + \hat{h}_3) (n_3 - n_2)^* \quad (2.55)$$

$$\tilde{s}_2 = s_2 [2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2 + 2\alpha_3^2] + \frac{\hat{h}_2^*}{\sqrt{2}} (n_0 + n_1) + \frac{\hat{h}_3^*}{\sqrt{2}} (n_0 - n_1) + \frac{(\hat{h}_0 + \hat{h}_1)}{\sqrt{2}} n_2^* + \frac{(\hat{h}_0 - \hat{h}_1)}{\sqrt{2}} n_3^*. \quad (2.56)$$

Para el caso de tres antenas transmisoras, es suficiente con sustituir $h_3 = \hat{h}_3 = \bar{0}$. Las expresiones resultantes son:

$$\tilde{s}_0 = s_0 [2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2] + \hat{h}_0^* n_0 + \hat{h}_1^* n_1 + \frac{\hat{h}_2^*}{2} (n_3 - n_2) - \frac{\hat{h}_2}{2} (n_3 + n_2)^* \quad (2.57)$$

$$\tilde{s}_1 = s_1 [2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2] + \hat{h}_1^* n_0 - \hat{h}_0^* n_1 + \frac{\hat{h}_2^*}{2} (n_3 + n_2) + \frac{\hat{h}_2}{2} (n_3 - n_2)^* \quad (2.58)$$

$$\tilde{s}_2 = s_2 [2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2] + \frac{\hat{h}_2^*}{\sqrt{2}} (n_0 + n_1) + \frac{(\hat{h}_0 + \hat{h}_1)}{\sqrt{2}} n_2^* + \frac{(\hat{h}_0 - \hat{h}_1)}{\sqrt{2}} n_3^*. \quad (2.59)$$

2.4.5. Comparación del rendimiento de los OSTBC

La Fig. 2.12 muestra la BER para un sistema con transmisión de 3 b/s/Hz. Los resultados se presentan para una, dos, tres y cuatro antenas transmisoras con sólo una antena receptora. Para el caso de utilizar una antena transmisora, es decir, sin utilizar STC, la modulación utilizada es 8PSK. La transmisión usando dos antenas transmisoras emplea la constelación 8PSK y la matriz de transmisión \mathbf{G}_2 . Para tres y cuatro antenas transmisoras, la constelación es 16QAM y las matrices de transmisión \mathbf{H}_3 y \mathbf{H}_4 , respectivamente. Así, la tasa de transmisión total en cada caso es 3 b/s/Hz. En esta figura se puede observar que para una BER de 10^{-5} la matriz \mathbf{H}_4 tiene alrededor de 7 dB de ganancia sobre el uso de \mathbf{G}_2 .

En la Fig. 2.11 se muestra la BER para una transmisión de 2 b/s/Hz usando una, dos, tres y cuatro antenas transmisoras. Las transmisiones con una y dos antenas transmisoras emplean la constelación QPSK con el uso de la matriz \mathbf{G}_2 para el segundo caso. Para tres y cuatro antenas la constelación es 16QAM y las matrices \mathbf{G}_3 y \mathbf{G}_4 respectivamente. En este caso, para una BER de 10^{-5} la ganancia de \mathbf{G}_4 sobre \mathbf{G}_2 está alrededor de 5 dB.

2.5. Diversidad de lazo cerrado

Los STC propuestos en [6–8] son adecuados para sistemas de lazo abierto, pues fueron diseñados bajo la hipótesis de que el transmisor no dispone de información sobre la matriz de canal. Si existe un enlace de realimentación por medio del cual el receptor le informe al transmisor sobre el estado o la estadística de la matriz de canal, o provea algún otro tipo de información, el transmisor puede adaptarse a las condiciones del entorno, constituyendo así un sistema TAD de lazo cerrado. Los sistemas TAD de lazo cerrado pueden ofrecer diversidad completa y un incremento de la SNR recibida, usando o no STC, superando generalmente en rendimiento a aquellos de lazo abierto, principalmente en entornos de baja movilidad y baja latencia. Los sistemas TAD de lazo cerrado se pueden enmarcar dentro de las técnicas de adaptación de transmisión, junto a las técnicas de modulación adaptativa [20, 20–24], codificación adaptativa [25–27] y control de potencia [27–30], las cuales pueden variar el tamaño de la constelación, la tasa de símbolo, la tasa de codificación, el nivel de potencia de transmisión o los pesos asignados a las diferentes antenas. Las especificaciones 3GPP FDD WCDMA actualmente incluyen dos modos de TAD de lazo cerrado con dos antenas transmisoras, haciendo

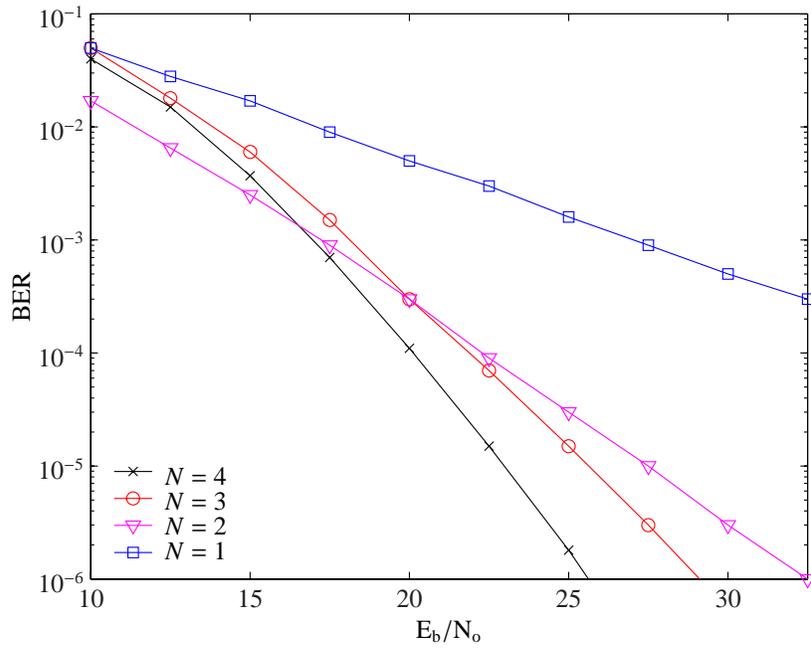


Figura 2.11: Comparación del rendimiento de sistemas TAD usando diferentes OSTBC transmitiendo a 2 b/s/Hz.

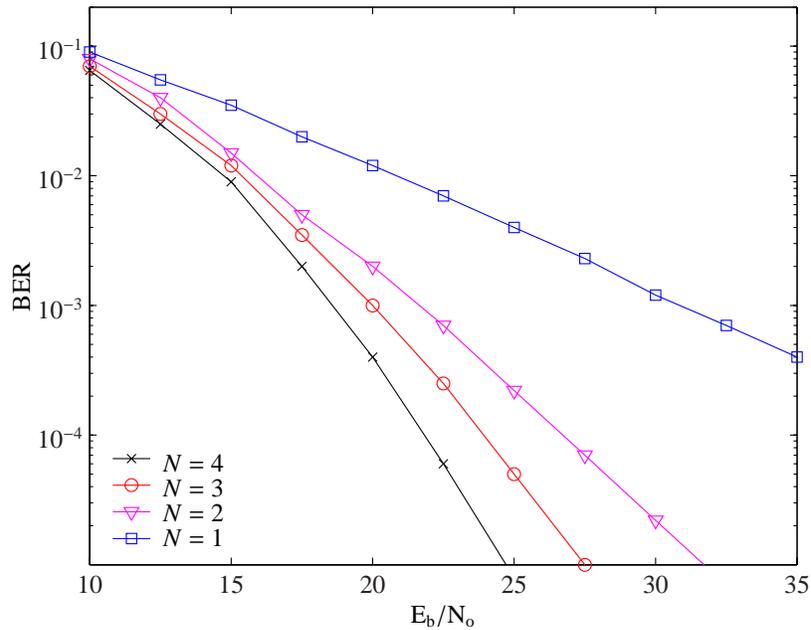


Figura 2.12: Comparación del rendimiento de sistemas TAD usando diferentes OSTBC transmitiendo a 3 b/s/Hz.

adaptación de fase solamente (Modo 1) o de fase y potencia (Modo 2) [31].

2.5.1. Sistemas TAD-STC de potencia variable

A continuación se describirá un sistema propuesto en [32] en el cual se combina un STC con un ajuste de la potencia de transmisión en cada antena. Un diagrama de bloques del sistema se muestra en la Fig. 2.13, en el cual el transmisor combina el codificador STC con un pesaje de la potencia transmitida en cada antena. Los pesos de transmisión (w_i) se calculan basándose en la información de realimentación desde el receptor bajo la condición de límite de potencia

$$|w_1|^2 + |w_2|^2 = 1. \quad (2.60)$$

Para codificar las señales transmitidas se utiliza el código de Alamouti. Asumiendo N_r antenas

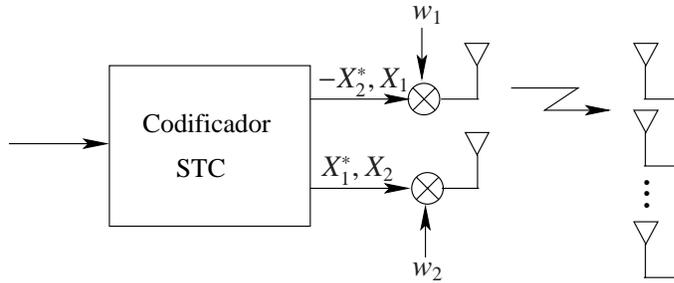


Figura 2.13: Extemo transmisor de un TAD-STC de potencia variable.

receptoras, como se muestra en la Fig. 2.13, las señales recibidas $r_i(n)$ y $r_i(n+1)$ correspondientes a dos intervalos de símbolo sucesivos en la antena receptora i se pueden expresar como

$$\begin{bmatrix} r_1(n) \\ r_1^*(n+1) \\ r_2(n) \\ r_2^*(n+1) \\ \vdots \\ r_{N_r}(n) \\ r_{N_r}^*(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_1 h_{11} & w_2 h_{21} \\ w_2 h_{21}^* & -w_1 h_{11}^* \\ w_1 h_{12} & w_2 h_{22} \\ w_2 h_{22}^* & -w_1 h_{12}^* \\ \vdots & \vdots \\ w_1 h_{1N_r} & w_2 h_{2N_r} \\ w_2 h_{2N_r}^* & -w_1 h_{1N_r}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1(n) \\ v_1^*(n+1) \\ v_2(n) \\ v_2^*(n+1) \\ \vdots \\ v_{N_r}(n) \\ v_{N_r}^*(n+1) \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

donde h_{ij} son los coeficientes del canal desde la antena transmisora i hasta la antena receptora j y $v(n)$ es el ruido aditivo blanco Gaussiano de desviación estándar σ_v , el cual es independiente para todas las antenas receptoras. En la Fig. 2.14 se muestra el diagrama de bloques del receptor, en el cual las señales se combinan, decodifican y liberan de interferencias cruzadas debidas a la pérdida de ortogonalidad del OSTBC producto de la ponderación de potencia en el transmisor. La señal a la salida de esta última etapa viene dada por

$$\begin{bmatrix} \hat{X}_1 \\ \hat{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |A|^2 + |B|^2 & 0 \\ 0 & |A|^2 + |B|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X1 \\ X2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A^* & -B \\ B^* & A \end{bmatrix} \tilde{V}(n) \quad (2.62)$$

donde

$$A = w_1 \sum_{i=1}^{N_r} |h_{1i}|^2 + w_2 \sum_{i=1}^{N_r} |h_{2i}|^2, \quad (2.63)$$

$$B = w_2 \sum_{i=1}^{N_r} h_{1i}^* h_{2i} - w_1 \sum_{i=1}^{N_r} h_{1i}^* h_{2i}. \quad (2.64)$$

La SNR de la señal de salida se calcula como

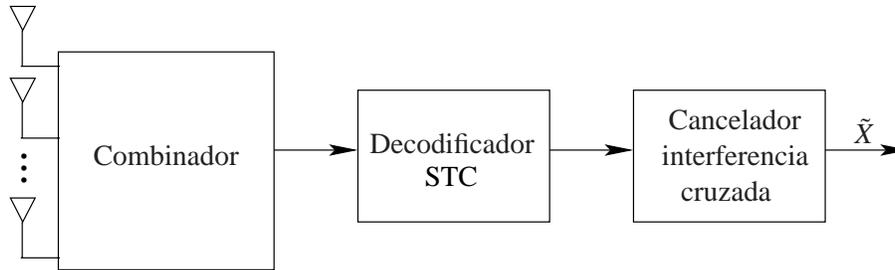


Figura 2.14: Extremo receptor de un TAD-STC de potencia variable.

$$SNR|_{h_{ij}} = \frac{(|A|^2 + |B|^2) E_s}{\sigma_v^2 \sum_i \sum_j |h_{ij}|^2}, \quad (2.65)$$

donde E_s es la energía de la señal transmitida y σ_v^2 es la potencia del ruido blanco. La SNR en (2.65) se puede maximizar bajo la restricción de la potencia de transmisión (2.60) a fin de buscar los pesos de transmisión óptimos. Para simplificar este problema y tomando en

cuenta que el término A en (2.64) contribuye predominantemente a la energía de señal, se puede maximizar la SNR en función solamente del término A . Así, se puede encontrar el peso óptimo calculando $\partial A / \partial w_1 = 0$ junto con la restricción de potencia dada en (2.60). De esta manera

$$\begin{aligned} w_1 &= \left[1 + \left(\frac{\sum_{i=1}^{N_r} |h_{2i}|^2}{\sum_{i=1}^{N_r} |h_{1i}|^2} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} \\ w_2 &= \left[1 + \left(\frac{\sum_{i=1}^{N_r} |h_{1i}|^2}{\sum_{i=1}^{N_r} |h_{2i}|^2} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}}. \end{aligned} \quad (2.66)$$

Estas expresiones muestran que sólo la razón de la suma de las magnitudes de los canales de propagación es suficiente como información de realimentación para que el transmisor calcule los pesos de transmisión óptimos. Sustituyendo estos pesos dentro de la expresión (2.65), la SNR de salida es

$$SNR|_{h_{ij}} = \frac{\left[\left(\sum_{i=1}^{N_r} |h_{1i}|^2 \right)^3 + \left(\sum_{i=1}^{N_r} |h_{2i}|^2 \right)^3 \right] E_s}{\left[\left(\sum_{i=1}^{N_r} |h_{1i}|^2 \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^{N_r} |h_{2i}|^2 \right)^2 \right] \sigma_v^2}. \quad (2.67)$$

La SNR media se podría calcular conociendo la función densidad de probabilidad del canal. Suponiendo que todos los canales de propagación, h_{ij} , son independientes e i.i.d. con desvanecimiento Rayleigh de función densidad de probabilidad

$$f(h_{ij}) = \frac{h_{ij}}{\sigma_0^2} e^{-h_{ij}^2 / 2\sigma_0^2}, \quad (2.68)$$

la SNR de salida media se obtiene integrando el producto de la función densidad de probabilidad conjunta y la SNR de (2.67). La ganancia de rendimiento de esta técnica con respecto al sistema sin adaptación para dos antenas transmisoras y una antena receptora (2×1), dos antenas receptoras (2×2) y cuatro antenas receptoras (2×4) es

$$\frac{SNR_{(2 \times 1)}}{SNR_{Alamouti}} = 1,55 \text{ dB}, \quad \frac{SNR_{(2 \times 2)}}{SNR_{Alamouti}} = 0,8 \text{ dB}, \quad \frac{SNR_{(2 \times 4)}}{SNR_{Alamouti}} = 0,4 \text{ dB}. \quad (2.69)$$

Como se puede observar, el sistema con adaptación de potencia tiene un mejor desempeño que aquel de un sistema de potencia constante, consiguiendo una ganancia de hasta 1.55 dB para el caso de una antena receptora. Sin embargo, esta ganancia disminuye cuando el número de

antenas receptoras aumenta.

2.5.2. Diversidad en transmisión por selección de antena

Una de las principales desventajas de utilizar múltiples antenas en transmisión y/o en recepción es el incremento de la complejidad de la circuitería y su costo. Para reducir el costo de los circuitos a través del uso de un menor número de cadenas de RF y para aprovechar la CSI en transmisión, se han propuesto varios esquemas de lazo cerrado basados en selección de antena [10,33–39]. En [10,33,34] se analizaron las ventajas y el rendimiento de técnicas híbridas de selección/MRC. En [35–38] se estudió la capacidad alcanzable en los sistemas MIMO cuando se usa selección de antena. En el contexto de multiplexación espacial, las ventajas de utilizar técnicas de selección han sido consideradas en [39].

En las técnicas de diversidad en transmisión por selección de antena (SAS), el receptor selecciona la mejor antena transmisora y envía esta información al transmisor. El criterio de decisión está basado generalmente en la SNR de las señales recibidas. El vector de señales recibidas es

$$y = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.70)$$

donde $\mathbf{x} = (x_1, \dots, x_{N_t})^T$ es el vector de señales transmitidas, \mathbf{H} la matriz de canal de $N_r \times N_t$, $\mathbf{n} = (n_1, \dots, n_{N_r})$ es el vector de ruido blanco Gaussiano de media cero y varianza N_0 y N_t y N_r son el número de antenas transmisoras y receptoras, respectivamente. La matriz de canal se puede expresar como

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N_t} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N_t} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ h_{N_r,1} & h_{N_r,2} & \dots & h_{N_r,N_t} \end{bmatrix}. \quad (2.71)$$

donde el canal entre la i -ésima antena transmisora y la j -ésima antena receptora h_{ij} se modela como una variable aleatoria Gaussiana compleja de media cero y varianza unitaria (desvanecimiento Rayleigh). El receptor calcula en el instante t la siguiente métrica

$$\vartheta(t) = \sum_{j=1}^{N_r} |h_{ji}(t)|^2 \quad (2.72)$$

para $i = 1, \dots, N_t$. La mejor antena transmisora i_b^t se determina según

$$i_b^t = \arg_i \max [\vartheta(t)]. \quad (2.73)$$

El receptor envía esta información al transmisor usando $\log_2(N_t)$ bits de información. El rendimiento del sistema es sensiblemente afectado por la frecuencia de realimentación y por la velocidad del móvil. En [11] se demostró que el rendimiento de un sistema de selección de una antena transmisora se aproxima al del código de Alamouti para $f_D T_s > 0,5$, donde $f_D T_s$ es la frecuencia Doppler del canal (f_D) normalizada al tiempo del símbolo (T_s). Sin embargo, para $f_D T_s < 0,5$, el sistema de selección de antena supera al código de Alamouti en hasta 2 dB.

2.5.3. Combinación de STC y selección de antena

El uso de técnicas de selección de antena en combinación con STCs ha despertado también considerable interés [15, 16, 30, 40, 41]. En [16] se demostró que la selección de un subconjunto de las antenas transmisoras disponibles en combinación con STCs proporciona un incremento en la SNR promedio cuando se dispone de conocimiento exacto del canal, manteniendo el orden de diversidad igual a aquel obtenido cuando se usan todas las antenas disponibles. En caso de utilizar el código de Alamouti en un sistema con N_t antenas transmisoras y N_r antenas receptoras, se seleccionan dos antenas transmisoras de un total de C_2^N posibles pares, donde

$$C_2^N = \binom{N}{2}. \quad (2.74)$$

El receptor estima todos los posibles canales durante un período de entrenamiento, evalúa el par de antenas óptimo para transmitir el STC y realimenta esta información de selección al transmisor a través del enlace de realimentación. Suponiendo que se seleccionan las antenas transmisoras m y n , la SNR recibida sobre cada flujo de datos es

$$\gamma_i = \gamma_0 \sum_{i=1}^{N_r} (|h_{im}|^2 + |h_{in}|^2) \quad (2.75)$$

donde $\gamma_0 = E_s/2N_o$ es la energía por antena transmisora dividida por la potencia de ruido. El criterio de selección utilizado en [14, 16] es el de elegir las columnas de la matriz de canal \mathbf{H} ($N_r \times N_t$) que maximicen (2.75). Claramente, se elegirían las columnas con las dos normas más altas. El valor esperado de la SNR, o equivalentemente, la SNR media con selección de antena viene dada por

$$\mathbb{E}\{\gamma\} = \gamma_0 \mathbb{E} \left\{ \sum_{i=1}^{N_r} (|h_{im}|^2 + |h_{in}|^2) \right\} = \gamma_0 \mathbb{E} \left\{ \sum_{i=1}^{N_r} |h_{im}|^2 \right\} + \gamma_0 \mathbb{E} \left\{ \sum_{i=1}^{N_r} |h_{in}|^2 \right\}, \quad (2.76)$$

donde $\mathbb{E}\{\cdot\}$ representa el valor esperado. Haciendo un análisis estadístico se obtiene [42]

$$\mathbb{E}\{\gamma\} = \mathbb{E}\{\gamma_0(X_{N_t} + X_{N_r-1})\} \quad (2.77)$$

donde X_i es un conjunto de variables aleatorias gamma i.i.d. ordenadas de tal manera que $X_1 \leq X_2 \leq \dots \leq X_i \leq \dots \leq X_{N_t-1} \leq X_{N_t}$ y donde X_i es la i -ésima columna de más alta norma al cuadrado. Continuando con el desarrollo se llega a

$$\mathbb{E}\{X_{N_t}\} = \frac{N_t}{(N_r - 1)!} \sum_{r=0}^{N_t-1} (-1)^r C_r^{N_t-1} \sum_{s=0}^{(N_r-1)r} a_s(N_r, r) \frac{(N_r + s)!}{(r + 1)^{(N_r+s+1)}}, \quad (2.78)$$

donde $a_s(N_r, r)$ es el coeficiente de x^s en la expansión de

$$\left(\sum_{l=0}^{N_r-1} \frac{x^l}{l!} \right)^r$$

y

$$\mathbb{E}\{X_{N_r-1}\} = \frac{N_t(N_t - 1)}{(N_r - 1)!} \sum_{r=0}^{N_t-2} (-1)^r C_r^{N_t-2} \sum_{s=0}^{(N_r-1)(r+1)} a_s(N_r, r + 1) \frac{(N_r + s)!}{(r + 2)^{(N_r+s+1)}} \quad (2.79)$$

donde $a_s(N_r, r + 1)$ es el coeficiente x^s en la expansión de

$$\left(\sum_{l=0}^{N_r-1} \frac{x^l}{l!} \right)^{(r+1)}.$$

La ganancia de esta técnica de selección de antena con respecto al esquema estándar de Alamouti se define como

$$g(\text{dB}) = 10 \log_{10} \left(\frac{\mathbb{E} \{X_{N_t} + X_{N_t-1}\}}{2N_r} \right). \quad (2.80)$$

En la Fig. 2.15 se muestra la ganancia expresada por (2.80), donde cada curva representa la ganancia en SNR media (dB) para un número fijo de antenas receptoras y un número variable de antenas transmisoras. Se observan ganancias entre 2 y 3 dB para un número razonable de antenas transmisoras y para dos antenas receptoras. También cabe destacar que la ganancia va decreciendo a medida que aumenta el número de antenas receptoras. Para un caso más

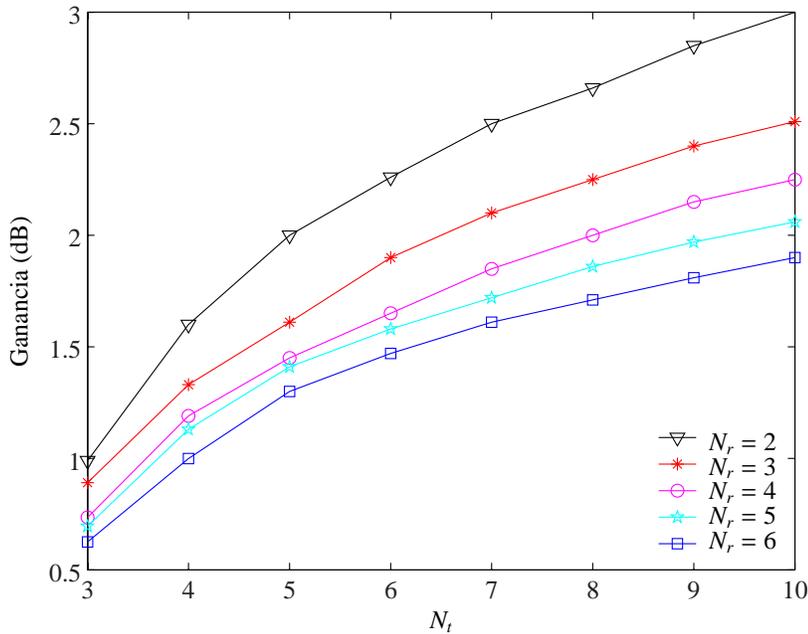


Figura 2.15: Ganancia por diversidad de selección usando el código de Alamouti en función del número de antenas transmisoras.

general donde se seleccionan M_t de N_t antenas transmisoras y transmitiendo un código bloque espacio-tiempo por las M_t antenas seleccionadas, con N_r antenas receptoras [16], la ganancia se calcula como

$$g = 10 \log_{10} \left(\frac{\mathbb{E} \{\gamma\}}{\gamma_0 N_r M_t} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{\mathbb{E} \{\gamma_0 (X_{N_t} + X_{N_t-1} + \dots + X_{N_t-M_t+1})\}}{\gamma_0 N_r M_t} \right), \quad (2.81)$$

donde

$$\gamma_0 = \frac{E_s}{M_t N_0} \quad (2.82)$$

$$\mathbb{E}\{X_k\} = \frac{N_t!}{(k-1)!(N_t-k)!(N_r-1)!} \sum_{r=0}^{k-1} (-1)^r \binom{k-1}{r} \left[\sum_{s=0}^{(N_r-1)(N_t-k+r)} \frac{a_s (N_r, N_t-k+r) (N_r+s)!}{(N_t-k+r+1)^{(N_r+s+1)}} \right] \quad (2.83)$$

siendo $\gamma_0 N_r M_t$ la SNR media del código OSTBC transmitido sin selección de antena.

2.5.4. Combinación de OSTBC y codificación adaptativa por subgrupos de antenas

La técnica de lazo cerrado consistente en la combinación de OSTBC y codificación adaptativa por subgrupos de antenas (OSTBC-SGE) [43] ofrece la explotación del potencial de diversidad de arreglos con más de dos antenas transmisoras sin introducir interferencia entre las señales transmitidas por cada una de ellas. Para aprovechar la ortogonalidad de un STBC para dos antenas transmisoras, las antenas se dividen en subgrupos de dos, con cada subgrupo correspondiendo a una de las dos salidas del codificador STBC. Se emplean vectores de codificación adaptativos en cada subgrupo para mejorar la ganancia de diversidad y mantener la ortogonalidad entre las señales transmitidas entre los diferentes grupos. Un método de restricción de cuadrante de fase permite reducir la cantidad de información de realimentación y la complejidad computacional. La cantidad de información de realimentación puede ir desde 1 y 2 bits para sistemas con 3 o 4 antenas, ventaja que puede ser de interés práctico en el diseño de sistemas de comunicaciones.

Estructura del sistema

Se considera un sistema con M antenas transmisoras y una antena receptora. El diagrama de bloques de la representación en banda base del sistema se muestra en la Fig. 2.16. En transmisión, los datos binarios se codifican y modulan, para luego alimentar los símbolos modulados al codificador STBC. Sin pérdida de generalidad, se asume que a intervalos de símbolos consecutivos t_1 y t_2 , la entrada al codificador STBC es s_1 y s_2 , respectivamente, donde $s_j \in \mathbb{S}$, para $j = 1, 2$, con \mathbb{S} representando el conjunto de símbolos modulados, y la energía de modulación del símbolo es $\mathbb{E}\{|s_j|^2\} = E_s$. En el codificador STBC los símbolos s_1 y s_2 son

demultiplexados en dos trenes de datos, y la salida del codificador STBC se puede escribir como

$$\mathbf{d}_1 = [d_{11} \ d_{21}]^T = [s_1 \ s_2^*]^T \in \mathbb{C}^{2 \times 1}, \quad (2.84)$$

$$\mathbf{d}_2 = [d_{12} \ d_{22}]^T = [s_2 \ -s_1^*]^T \in \mathbb{C}^{2 \times 1}, \quad (2.85)$$

donde \mathbf{d}_k corresponde al k -ésimo tren de salida del codificador STBC, transmitiendo d_{kj} al instante t_j .

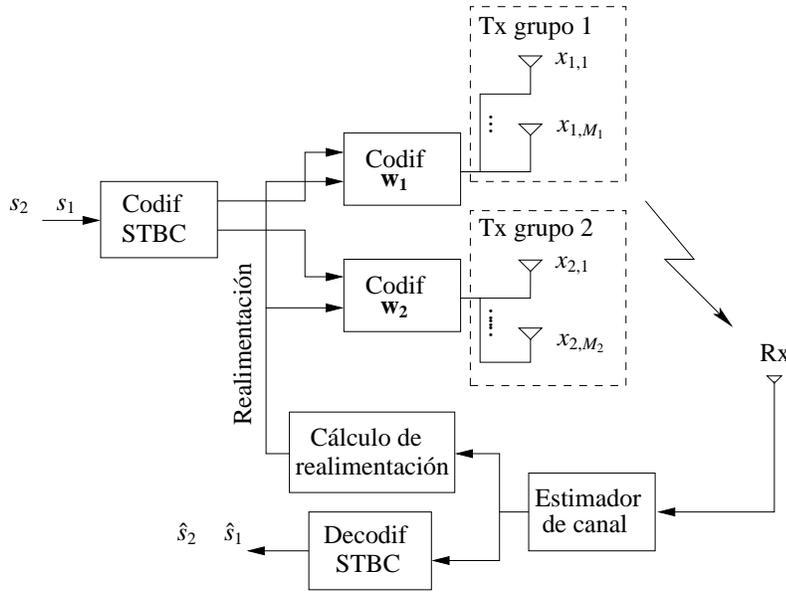


Figura 2.16: Diagrama de bloques del sistema de codificación adaptativa por subgrupos.

Las M antenas transmisoras se dividen en dos subgrupos de antenas, donde cada subgrupo corresponde a una de las salidas \mathbf{d}_1 , \mathbf{d}_2 del codificador STBC. El número de antenas del grupo k -ésimo es M_k , para $k = 1, 2$, con $M_1 + M_2 = M$. Se emplean codificadores adaptativos lineales en cada subgrupo de antenas, los cuales son usados para colocar los dos trenes de datos en las M antenas transmisoras con la ayuda de la información de realimentación. Si se define el vector de codificación del subgrupo k -ésimo como

$$\mathbf{w}_k = [w_{k,1} \ w_{k,2} \ \dots \ w_{k,M_k}] \in \mathbb{C}^{1 \times M_k}, \text{ para } k = 1, 2, \quad (2.86)$$

con la restricción de potencia $\mathbf{w}_1 \mathbf{w}_1^H + \mathbf{w}_2 \mathbf{w}_2^H = 1$, entonces las señales codificadas a ser transmitidas por el subgrupo k -ésimo se pueden escribir en formato matricial de la siguiente forma

$$\mathbf{X}_k = \mathbf{d}_k \mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{2 \times M_k}, \text{ para } k = 1, 2, \quad (2.87)$$

con los símbolos de la primera fila de \mathbf{X}_k transmitidos en el período t_1 y los símbolos de la segunda fila transmitidos en t_2 .

En el canal, las señales transmitidas son corrompidas por el desvanecimiento multicamino y el ruido AWGN. Las señales recibidas son la suma de las señales propagadas en todas las antenas más ruido, y pueden representarse por

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= [\mathbf{X}_1 \mathbf{X}_2] \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 \\ \mathbf{h}_2 \end{bmatrix} + \mathbf{z}, \\ &= \mathbf{d}_1 \mathbf{w}_1 \mathbf{h}_1 + \mathbf{d}_2 \mathbf{w}_2 \mathbf{h}_2 + \mathbf{z}, \end{aligned} \quad (2.88)$$

donde $\mathbf{r} = [r_1 \ r_2]^T$, $\mathbf{z} = [z_1 \ z_2]^T$ son el vector recibido y el vector de ruido AWGN, respectivamente, con r_k y z_k correspondiendo al instante t_k , mientras que $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{M_k \times 1}$ representa la respuesta impulsiva del canal definida como

$$\mathbf{h}_k = [h_{k,1} \ h_{k,2} \ \dots \ h_{k,M_k}]^T, \text{ para } k = 1, 2, \quad (2.89)$$

con el elemento $h_{k,m}$, para $m = 1, 2, \dots, M_k$, siendo la respuesta impulsiva del canal entre la m -ésima antena transmisora del subgrupo k -ésimo y la antena receptora.

Combinando (2.85) y (2.88), la relación entrada-salida se puede reescribir como

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1 \mathbf{h}_1 & \mathbf{w}_2 \mathbf{h}_2 \\ -\mathbf{h}_2^H \mathbf{w}_2^H & \mathbf{h}_1^H \mathbf{w}_1^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2^* \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{H} \mathbf{s} + \tilde{\mathbf{z}}, \end{aligned} \quad (2.90)$$

donde $(\cdot)^H$ representa la operación traspuesta conjugada, y $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2]^T$, $\mathbf{z} = [z_1 \ z_2^*]^T$ son los vectores de señal y ruido, respectivamente, mientras que la matriz ortogonal de canal \mathbf{H} se

definió como

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1 \mathbf{h}_1 & \mathbf{w}_2 \mathbf{h}_2 \\ -\mathbf{h}_2^H \mathbf{w}_2^H & \mathbf{h}_1^H \mathbf{w}_1^H \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{2 \times 2}. \quad (2.91)$$

De (2.90) y (2.91) se puede computar el vector de decisión $\mathbf{y} = [y_1 \ y_2]^T$ como

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{H}^H \mathbf{r} \\ &= (|\mathbf{h}_1 \mathbf{w}_1|^2 + |\mathbf{h}_2 \mathbf{w}_2|^2) \mathbf{s} + \mathbf{v}, \end{aligned} \quad (2.92)$$

donde $\mathbf{v} = \mathbf{H}^H \mathbf{z}$ es el componente de ruido con matriz de co-varianza $(|\mathbf{h}_1 \mathbf{w}_1|^2 + |\mathbf{h}_2 \mathbf{w}_2|^2) \mathbf{I}_2 N_o$, y $N_o = \mathbb{E}\{|z_k|^2\}$.

Restricción de cuadrante de fase

Para alcanzar la máxima SNR en recepción, el criterio de diseño óptimo para los vectores de codificación \mathbf{w}_1 y \mathbf{w}_2 es

$$(\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2) = \underset{(\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2) \in \mathcal{W}}{\operatorname{argmax}} \{|\mathbf{h}_1 \mathbf{w}_1|^2 + |\mathbf{h}_2 \mathbf{w}_2|^2\}, \quad (2.93)$$

donde \mathcal{W} es el conjunto de todos los posibles pares de vectores de codificación que satisfacen $\mathbf{w}_1 \mathbf{w}_1^H + \mathbf{w}_2 \mathbf{w}_2^H = \mathbf{I}$. Los valores óptimos de \mathbf{w}_1 y \mathbf{w}_2 se pueden obtener por medio de una búsqueda exhaustiva de todos los elementos de \mathcal{W} . El tamaño de \mathcal{W} aumenta exponencialmente con el número de antenas transmisoras, y por lo tanto este método de diseño del vector de codificación no es apropiado para un alto número de antenas. Para reducir la complejidad y la cantidad de información de realimentación se utiliza un método de restricción de cuadrante de fase. Para un sistema con M antenas transmisoras, sea $M_1 = M_2 = \frac{M}{2}$ si M es par, y $M_1 = \frac{M+1}{2}, M_2 = \frac{M-1}{2}$ si M es impar. Se define el vector de codificación \mathbf{w}_k como

$$\mathbf{w}_k = \frac{1}{\sqrt{M}} \left[1 \quad \exp(-j \frac{q_{k,2} \pi}{2}) \quad \dots \quad \exp(-j \frac{q_{k,M_k} \pi}{2}) \right], \quad (2.94)$$

donde $q_{k,m} \in 0, 1, 2, 3$, para $m = 2, 3, \dots, M_k$ y $k = 1, 2$, es la información de realimentación, con cada $q_{k,m}$ conteniendo 2 bits de información. Para sistemas con M antenas transmisoras, el número total de bits de realimentación requeridos por el algoritmo es $2M - 4$. Por conveniencia

de representación, sea $q_{1,1} = q_{2,1} = 0$. Finalmente, la información de realimentación $q_{k,m}$ se puede computar como

$$f(n) = \begin{cases} \lfloor \frac{\tilde{\theta}_{k,m} + \pi/4}{\pi/2} \rfloor, & \tilde{\theta}_{k,m} \in [\pi/4, 7\pi/4), \\ 0, & \text{en otro caso.} \end{cases}, \quad (2.95)$$

donde $\lfloor \cdot \rfloor$ representa el entero menor más cercano.

2.5.5. Combinación de beamforming y OSTBCs

En la técnica de combinación de beamforming y OSTBCs (OSTBC-BF) [44] se utiliza un esquema de transmisión que adapta un STC predeterminado a la CSI por medio de una transformación lineal. Los OSTBCs pertenecientes a los tipos descritos en este capítulo son procesados linealmente para tomar en cuenta la CSI. De esta forma, se combinan los beneficios de la transmisión con beamforming y las ventajas de los OSTBCs.

En la Fig. 2.17 se ilustra un sistema de comunicaciones con múltiples antenas transmisoras tanto en transmisión como en recepción. Se asume que el transmisor tiene algún conocimiento de la realización del canal. Para utilizar este conocimiento sin sacrificar las ventajas de los STC convencionales, el transmisor realiza la codificación espacio-tiempo seguida de una transformación lineal \mathbf{W} . El STC codifica los datos a ser transmitidos $s(n)$, donde n es el índice de tiempo discreto, en palabras código que son divididas en un conjunto de secuencias paralelas y generalmente diferentes. Estas palabras código son transformadas linealmente para adaptar el código a la CSI. Así se forma un nuevo conjunto de secuencias de símbolos paralelos, siendo Gaussiana cada secuencia transmitida por su correspondiente antena. Finalmente, los datos transmitidos se recuperan por medio de un decodificador de máxima verosimilitud.

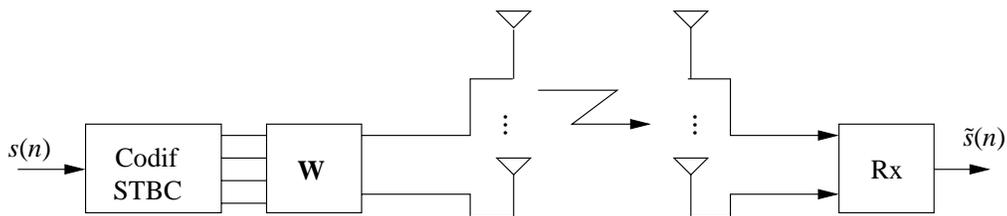


Figura 2.17: Diagrama de bloques del sistema de combinación de OSTBC y beamforming.

Las señales de información son transmitidas a través de una matriz de canal cuyos elementos se han supuesto como no selectivos en frecuencia. Sea M y N el número de antenas transmisoras y receptoras, respectivamente. La salida de cada antena receptora es una superposición ponderada de M señales transmitidas, contaminadas por ruido. Agrupando las salidas filtradas y muestreadas en banda base de cada antena receptora en un vector $\mathbf{x}(n)$ de $N \times 1$, la señal recibida en el instante n se puede escribir como

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{H}^H \mathbf{c}(n) + \mathbf{v}(n). \quad (2.96)$$

El canal se asume que obedece a una distribución compleja con vector de media \mathbf{m}_h y matriz de co-varianza \mathbf{R}_{hh} . Los símbolos transformados linealmente, transmitidos por las M antenas en el instante n se pueden representar por

$$\mathbf{c}(n) = [c_1(n) \ c_2(n) \ \dots \ c_M(n)]^T = \mathbf{W}\bar{\mathbf{c}}(n). \quad (2.97)$$

Aquí, $\bar{\mathbf{c}}(n)$ corresponde a la salida del STC y \mathbf{W} es la mencionada matriz de transformación lineal, la cual se determina de tal forma que se minimice cierto límite superior de probabilidad de error de palabra código; para detalles sobre la determinación de \mathbf{W} se recomienda consultar [44]. El término de ruido $\mathbf{v}(n)$ se asume como una VA AWGN con matriz de co-varianza $\sigma^2 \mathbf{I}_N$.

El problema de optimización que conduce a la solución de \mathbf{W} puede resolverse en forma cerrada para unos pocos casos especiales. En particular, tomando en cuenta la calidad de la CSI, se pueden diferenciar casos donde no exista CSI y donde la CSI es perfecta. En el primer caso se considera que no se tiene conocimiento del canal. En esta situación, la transformación lineal óptima es una matriz unitaria escalada, una solución obvia dada por $\mathbf{W} = \mathbf{I}_M/M$. De esta forma, las palabras código son transmitidas sin modificación. Esto es razonable, pues tomando en cuenta las suposiciones bajo las cuales se diseñaron los OSTBCs, se interpreta que si el transmisor no conoce el canal, la mejor solución sería una solución ‘neutral’. El segundo caso se supone que el CSI es perfecta. Sea $\mathbf{\Omega}_k^{(m)}$ el k -ésimo bloque de tamaño $M \times M$ en la diagonal de $\mathbf{m}_{h|\hat{h}} \mathbf{m}_{h|\hat{h}}^H$, donde $\mathbf{m}_{h|\hat{h}}$ denota la matriz de media del canal verdadero condicionado a la CSI. Defínase Θ como

$$\Theta = \sum_{k=1}^N \mathbf{\Omega}_k^{(m)}. \quad (2.98)$$

Suponiendo que uno de los eigenvalores de Θ es estrictamente mayor que todos los restantes, la solución corresponde a la siguiente transformación lineal asintótica:

$$\mathbf{W} = [\nu_M \mathbf{0} \dots \mathbf{0}] \quad (2.99)$$

donde ν_M es el eigenvector de Θ correspondiente al mayor eigenvalor.

Debido a la estructura especial de los OSTBCs y a que solo una columna de \mathbf{W} es diferente de cero, (2.99) se puede interpretar como el beamforming en la dirección de ν_M . Para visualizarlo, considérese el ejemplo de dos antenas transmisoras con el código de Alamouti dado por (2.13). Usando (2.99), se puede observar que la señal transmitida por las dos antenas durante los instantes n y $n + 1$ se puede escribir como

$$\mathbf{C} = \mathbf{W}\mathbf{G}_2 = [\mathbf{c}(n) \mathbf{c}(n + 1)] = [\nu_M s(n) \nu_M s(n + 1)]. \quad (2.100)$$

Claramente, se realiza un beamforming en la dirección de ν_M .

Nótese que debido a la CSI perfecta, $\mathbf{m}_{\mathbf{h}\hat{\mathbf{h}}} \rightarrow \mathbf{h}$, donde $\mathbf{h} = \text{vec}(\mathbf{H})$, en el sentido cuadrático medio, o sea, $\mathbf{m}_{\mathbf{h}\hat{\mathbf{h}}}$ es esencialmente igual a \mathbf{h} . En consecuencia, $\mathbf{m}_{\mathbf{h}\hat{\mathbf{h}}}\mathbf{m}_{\mathbf{h}\hat{\mathbf{h}}}^H \rightarrow \mathbf{h}\mathbf{h}^H$, o lo que es igual, $\Theta \rightarrow \mathbf{H}\mathbf{H}^H$, ambos en el sentido cuadrático medio. De esta forma, para propósitos prácticos ν_M se puede considerar igual al vector singular izquierdo de \mathbf{H} correspondiente al valor singular más alto. La transmisión se conduce de la misma forma que en un esquema que utiliza la descomposición de valor singular de la matriz de canal para convertir el sistema MIMO en un conjunto de subcanales paralelos. Ese método fue examinado, por ejemplo, en [45], donde se utilizó un procedimiento de ‘water-filling’ para distribuir la potencia transmitida entre todos los subcanales. Sin embargo, debido a la estructura del OSTBC, el OSTBC-BF difiere en que solamente se usa el subcanal más fuerte. Producto de la ortogonalidad del STC, la decodificación de los símbolos se desacopla, permitiendo el estudio del esquema de transmisión a partir de los símbolos considerados por separado.

Luego de resolver un problema de optimización convexo, el procedimiento general para determinar \mathbf{W} se puede resumir como [44]

1. Sea $l = 1$
2. Resuélvase respecto a μ

$$1 + \frac{M-l+1}{\alpha\eta} - \sum_{k=l}^M \frac{\alpha\eta N + \sqrt{\alpha^2\eta^2 N^2 + 4\alpha\eta\hat{\lambda}_k\mu}}{2\alpha\mu\eta} = 0 \quad (2.101)$$

donde α representa la varianza condicional de los coeficientes del canal, $\eta = \mu_{min}/\sigma^2$, siendo μ_{min} un factor de escala que depende del STC utilizado, $\hat{\lambda}_k$ es el k -ésimo eigenvalor obtenido a partir de la CSI, y μ es el multiplicador de Lagrange correspondiente a la restricción de potencia.

3. Compútese

$$\lambda_i = \frac{\alpha\eta N + \sqrt{\alpha^2\eta^2 N^2 + 4\alpha\eta\hat{\lambda}_k\mu}}{2\alpha\mu\eta} - \frac{1}{\alpha\mu}, \quad i = l, \dots, M.$$

4. Si $\lambda_l < 0$, hágase $\lambda_l = 0, l = l + 1$ y repítase el procedimiento a partir del paso 2.
5. Compútese $\mathbf{W}_{opt} = \hat{\mathbf{V}}\mathbf{\Lambda}^{1/2}$, donde $\mathbf{\Upsilon} = \hat{\mathbf{V}}\hat{\mathbf{\Lambda}}\hat{\mathbf{V}}^H$ es la descomposición de eigenvalores (EVD) de la matriz

$$\mathbf{\Upsilon} = \frac{1}{\alpha} \sum_{k=1}^N \mathbf{\Omega}_k^{(m)}. \quad (2.102)$$

Escenario simplificado

En un escenario simplificado en donde las antenas, tanto en transmisión como en recepción, están suficientemente separadas como para obtener un desvanecimiento independiente y con una situación de ‘scattering’ rico, sin línea de vista, los coeficientes h_{ij} de la matriz de canal se pueden modelar como VAs i.i.d Gaussianas complejas de media cero. Sea σ_h^2 la varianza de cada coeficiente de canal individual. Los coeficientes del canal estimado \hat{h}_{ij} se modelan de la misma forma. Si h_{ij} y \hat{h}_{ij} son en conjunto Gaussianos complejos, la distribución del canal verdadero y la CSI en transmisión está completamente caracterizada por las matrices de covarianza $\mathbf{R}_{hh} = \sigma_h^2 \mathbf{I}_{MN}$, $\mathbf{R}_{h\hat{h}} = \sigma_h^2 \rho \mathbf{I}_{MN}$, $\mathbf{R}_{\hat{h}h} = \sigma_h^2 \mathbf{I}_{MN}$ y los vectores media $\mathbf{m}_h = \mathbf{m}_{\hat{h}} = \mathbf{0}$, donde $\rho = \mathbb{E}\{h_{ij}\hat{h}_{ij}^*\}/\sigma_h^2$. Este modelo conduce a una distribución de canal condicional descrita

por

$$\mathbf{m}_{\mathbf{h}|\hat{\mathbf{h}}} = \rho \hat{\mathbf{h}} \quad (2.103)$$

$$\mathbf{R}_{\mathbf{h}|\hat{\mathbf{h}}} = \sigma_h^2(1 - |\rho|^2)\mathbf{I}_{MN}. \quad (2.104)$$

Para utilizar el esquema de transmisión mostrado en la Fig. 2.17, α y $\hat{\mathbf{Y}}$ deben ser calculadas. Basándose en (2.104),

$$\hat{\mathbf{Y}} = \frac{1}{\alpha} \sum_{k=1}^N \boldsymbol{\Omega}_k^{(m)} = \frac{|\rho|^2}{\alpha} \hat{\mathbf{H}}\hat{\mathbf{H}}^H. \quad (2.105)$$

donde $\alpha = \sigma_h^2(1 - |\rho|^2)$.

Por ejemplo, para un sistema con una única antena receptora y un escenario simplificado, se sigue que

$$\hat{\mathbf{Y}} = \frac{|\rho|^2}{\alpha} \hat{\mathbf{h}}\hat{\mathbf{h}}^H. \quad (2.106)$$

Expresiones analíticas para los eigenvalores y para el eigenvector correspondiente al mayor eigenvalor se obtienen fácilmente por medio de

$$\hat{\lambda}_1 = \dots = \hat{\lambda}_{M-1} = 0, \quad \hat{\lambda}_M = \frac{|\rho|^2}{\alpha} |\hat{\mathbf{h}}|^2, \quad (2.107)$$

y

$$\mathbf{u}_M = \frac{\hat{\mathbf{h}}}{|\hat{\mathbf{h}}|} \quad (2.108)$$

respectivamente.

2.6. Conclusiones

En este capítulo se ha realizado una revisión de la literatura sobre técnicas de diversidad. Los sistemas de diversidad se han establecido como una herramienta efectiva para proveer mejoras en la recepción en sistemas inalámbricas a costos relativamente bajos. Existe un amplio rango de implementaciones de diversidad, muchas de las cuales son prácticas y ofrecen ganancias significativas con bajos costos añadidos, llegando a ser la diversidad en recepción una técnicas completamente madura. En este informe se describen los principios físicos que

justifican el concepto de diversidad, se revisan las principales implementaciones de diversidad en recepción y se comparan estas en términos de ganancia contra complejidad.

Debido a la madurez de las técnicas de diversidad en recepción y al hecho de que el incremento de la ganancia por diversidad disminuye con el número de antenas receptoras, en los últimos años ha surgido un considerable interés por las técnicas de diversidad en transmisión. El aumentar la capacidad de los sistemas de comunicación y el disminuir la complejidad de los receptores han sido dos de las motivaciones que han impulsado el estudio de los sistemas de diversidad de transmisión. En este capítulo se han descrito distintas técnicas de diversidad en transmisión de lazo cerrado que permiten la adaptación de la transmisión al estado de la matriz del canal, algunas de las cuales servirán más adelante como referencia para la evaluación de alguna de las propuestas realizadas en esta tesis.

Referencias

- [1] S. R. Saunders, *Antennas and propagation for wireless communication systems*. John Wiley & Sons (UK), 1999.
- [2] A. R. Calderbank, “The art of signaling: Fifty years of coding theory,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 6, pp. 2561–2595, 1998.
- [3] A. Wittneben, “Base station modulation diversity for digital SIMULCAST,” in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC)*, May 1991, pp. 505–511.
- [4] N. Seshadri and J. Winters, “Two signaling schemes for improving the error performance of frequency-division-duplex (FDD) transmissions systems using transmitter antenna diversity,” in *IEEE Vehicular Technology Conf.*, Seacacus, NJ, USA, May 1993.
- [5] G. Foschini, “Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas,” *Bell Labs Technical Journal*, vol. 1, no. 2, pp. 41–59, 1996.
- [6] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, “Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744–765, Mar. 1998.
- [7] S. Alamouti, “A simple transmit diversity technique for wireless communications,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, Oct. 1998.

- [8] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: performance results," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, pp. 451–460, Mar. 1999.
- [9] J. H. Winters, "On the capacity of radio communications systems with diversity in Rayleigh fading environments," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, pp. 871–878, June 1987.
- [10] A. F. Molisch, M. Z. Win, and J. H. Winters, "Reduced-complexity transmit/receive diversity systems," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 51, no. 11, pp. 2729–2738, Nov. 2003.
- [11] A. Abrardo and C. Maraffon, "Analytical evaluation of transmit selection diversity for wireless channels with multiple receive antennas," in *ICC 2003 - IEEE International Conference on Communications*, no. 1. IEEE, May 2003, pp. 3200–3204.
- [12] J. H. Winters, "Switched diversity with feedback for DPSK mobile radio systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. VT-32, pp. 134–150, Feb. 1983.
- [13] H. Olofsson, M. Almgren, and M. Hookin, "Transmitter diversity with antenna hopping for wireless communication systems," *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 3, pp. 1743–1747, May 1997.
- [14] D. Gore and A. Paulraj, "Space-time block coding with optimal antenna selection," in *Proc. IEEE ICASSP 2001*, vol. 4, Salt Lake City, UT, USA, 2001, pp. 2441–2444.
- [15] M. Katz, E. Tiirola, and J. Ylitalo, "Combining space-time block coding with diversity antenna selection for improved downlink performance," in *IEEE 54th Vehicular Technology Conference (VTC 2001)*, vol. 1, Atlantic City, NJ, USA, Oct. 2001, pp. 178–182.
- [16] D. Gore. and A. Paulraj, "MIMO antenna subset selection with space-time coding," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, no. 10, pp. 2580–2588, Oct. 2002.
- [17] O. Tirkkonen, A. Boariu, and A. Hottinen, "Minimal nonorthogonality rate 1 space-time block code for 3+ tx antennas," in *Proc. IEEE ISSSTA*, vol. 2, Sept. 2000, pp. 429–432.

- [18] H. Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space-time block code," in *Proc. IEEE WCNC*, vol. 1, Sept. 2000, pp. 42–45.
- [19] N. Sharma and C. B. Papadias, "Improved quasi-orthogonal codes through constellation rotation," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, no. 3, pp. 332–335, Mar. 2003.
- [20] M. Alouini, X. Tang, and A. Goldsmith, "An adaptive modulation scheme for simultaneous voice and data transmission over fading channels," *IEEE Journal of Selected Areas in Communications: Special Issue on Multi-Media Network Radios*, vol. 17, no. 5, pp. 837–850, May 1999.
- [21] L. Goeckel, "Strongly robust adaptive signaling for time-varying channels," in *ICC 1998 - IEEE International Conference on Communications*, no. 1, Atlanta, GA, USA, June 1998, pp. 454–458.
- [22] T. Keller and L. Hanzo, "Adaptive multicarrier modulation: A convenient framework for time-frequency processing in wireless communications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 88, pp. 611–642, May 2000.
- [23] ———, "Adaptive modulation techniques for duplex OFDM transmission," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, no. 5, pp. 1893–1906, Sept. 2000.
- [24] S. T. Chung and A. Goldsmith, "Degrees of freedom in adaptive modulation: A unified view," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 9, pp. 1561–1571, Sept. 2001.
- [25] B. Vucetic, "An adaptive coding scheme for time varying channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 39, pp. 653–663, May 1991.
- [26] D. Cygan and E. Lutz, "A concatenated two-stage adaptive (CTSA) error control scheme for data transmission in time-varying channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, no. 2/3/4, pp. 795–803, Feb/Mar/Apr 1995.
- [27] P. Agrawal, B. Narendran, J. Sienicki, and S. Yajnik, "An adaptive power control and coding scheme for mobile radio systems," in *IEEE International Conference on Personal Wireless Communications (ICPWC '96)*, 1996.

- [28] A. Goldsmith and S. Chua, "Variable-rate variable-power MQAM for fading channels," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference*, Atlanta, GA, USA, Apr. 1996, pp. 815–819.
- [29] 3GPP standard contribution, "STTD with adaptive transmit power allocation," Huawei, Tech. Rep. TSGR1#26(02)0711.
- [30] W. Wong and E. Larsson, "Orthogonal space-time block coding with antenna selection and power allocation," *Electronic Letters*, vol. 39, no. 4, pp. 379–381, Feb. 2003.
- [31] 3GPP RAN WG1, "Physical layer - general description," 3GPP TS 25.201, Ver. 3.1.0, Tech. Rep., June 2000.
- [32] J. Horng, L. Li, and J. Zhang, "Adaptive space-time transmit diversity for MIMO systems," in *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 2003)*, vol. 2, Apr. 2003, pp. 1070–1073.
- [33] S. Thoen, L. V. der Perre, B. Gyselinckx, and M. Engels, "Performance analysis of combined transmit-SC/receive-MRC," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, pp. 5–8, Jan. 2001.
- [34] Z. Chen, J. Yuan, and B. Vucetic, "Analysis of transmit antenna selection/maximal-ratio combining in Rayleigh fading channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, no. 4, pp. 1312–1321, July 2005.
- [35] A. Gorokhov, D. Gore, and A. Paulraj, "Performance bounds for antenna selection in MIMO systems," in *in Proc. Int. Conf. Communications*, Anchorage, AL, May 2003, pp. 3021–3025.
- [36] R. S. Blum and J. H. Winters, "On optimum MIMO with antenna selection," in *Proc. Int. Conf. Communications*, 2002, pp. 386–390.
- [37] R. S. Blum, "MIMO capacity with antenna selection and interference," in *in Proc. ICASSP'03*, 2003, pp. 824–827.
- [38] S. Sanayei and A. Nosratinia, "Antenna selection in MIMO systems," *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, no. 10, pp. 68–73, Oct. 2004.

- [39] D. Gore, R. Heath Jr., and A. Paulraj, "Transmit selection in spatial multiplexing systems," *IEEE Communications Letters*, vol. 6, no. 11, pp. 491–493, Nov. 2002.
- [40] Z. Chen, J. Yuan, B. Vucetic, and Z. Zhou, "Performance of Alamouti scheme with transmit antenna selection," *Electronic Letters*, vol. 39, no. 23, pp. 1666–1668, Nov. 2003.
- [41] I. Bahceci and T. M. Duman, "Antenna selection for multiple-antenna transmission systems: performance analysis and code construction," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, pp. 2669–2681, Oct. 2003.
- [42] N. Balakrishnan and A. C. Cohen, *Order Statistics and Inference Estimation Methods*. New York: Academic Press, 1991.
- [43] J. Wu, H. Horng, J. Zhang, J. Olivier, and C. Xiao, "Combining orthogonal space time block codes with adaptive sub-group antenna encoding," *Intern. J. Wireless Info. Networks*, vol. 12, pp. 179–186, July 2005.
- [44] G. Jöngren, M. Skoglund, and B. Ottersten, "Combining beamforming and orthogonal space-time block coding," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48, no. 3, pp. 611–627, Mar. 2002.
- [45] G. G. Raleigh and J. M. Cioffi, "Spatio-temporal coding for wireless communications," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, pp. 357–366, Mar. 1998.

Estimación de canal en sistemas OFDM-STBC

3.1. Introducción

En un sistema OFDM es necesario tener una referencia de fase y amplitud de la constelación en cada suportadora para estimar los bits recibidos. La constelación de cada subportadora sufre desplazamientos de fase y cambios de amplitud aleatorios, causados por desviaciones de la frecuencia de portadora, por pérdida de sincronización o por el desvanecimiento selectivo en frecuencia. Para compensar esas variaciones aleatorias de fase y amplitud, existen los métodos de detección coherente y de detección diferencial. En la detección coherente se utilizan amplitudes y fases de referencia para determinar las fronteras de decisión más adecuadas para la constelación en cada subportadora. La información de referencia está limitada por la cantidad de sobrecarga que se puede introducir al sistema, razón por la cual existen distintas técnicas de estimación de canal. En la detección diferencial no se utiliza una referencia absoluta de amplitud y fase, sino que se trabaja con las diferencias de amplitud y fase entre símbolos consecutivos. La detección diferencial se puede hacer en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia, comparando en el primer caso la amplitud y fase de cada subportadora con aquellas del símbolo OFDM anterior, o como en el segundo caso comparando con las subportadoras adyacentes dentro del mismo símbolo OFDM. En este capítulo se describirán algunas técnicas de estimación de canal coherente en el dominio de la frecuencia para sistemas basados

en códigos espacio-temporales ortogonales.

3.2. Estimación de canal coherente en sistemas SISO-OFDM

La Fig. 3.1 muestra un diagrama de bloques de un receptor de un sistema OFDM de única entrada-única salida (SISO) coherente. Luego de bajar la portadora a frecuencia intermedia y realizar la conversión analógico-digital, se utiliza la transformada directa de Fourier (FFT) para demodular las N subportadoras de la señal OFDM. Para cada símbolo, la salida de la FFT contiene N símbolos modulados MPSK o MQAM. Sin embargo, estos valores contienen desplazamientos de fase y amplitud aleatorios, por lo que el bloque de estimación de canal debe obtener referencias de fase y amplitud para cada subportadora. Basándose en dichas señales de referencia, existen las técnicas de estimación de canal descritas a continuación.

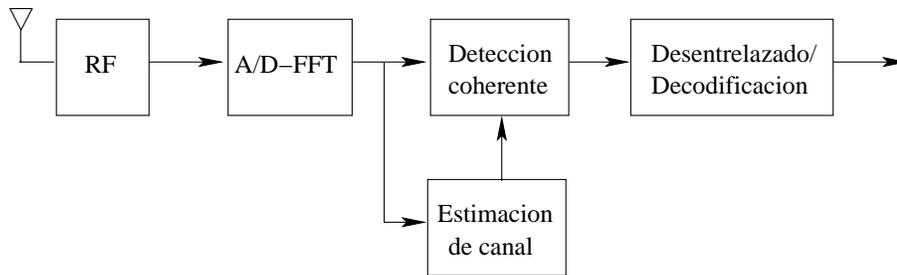


Figura 3.1: Diagrama de bloques de un receptor OFDM coherente.

3.2.1. Estimadores bidimensionales de canal

En general, los canales de radio poseen desvanecimientos tanto en tiempo como en frecuencia, razón por la cual un estimador de canal debe estimar amplitudes y fases en todas las subportadoras. Una forma de lograrlo es usando un estimador bidimensional que estime el valor de referencia basado en unos pocos símbolos pilotos. El concepto se ilustra en la Fig. 3.2, en donde se dibujó un bloque de 9 símbolos OFDM con 14 subportadoras. Las subportadoras marcadas en color son pilotos conocidos. Es posible obtener valores de referencia para todas las subportadoras basándose en dichos pilotos [1–4]. Para poder interpolar los canales estimados en tiempo y frecuencia a partir de los pilotos disponibles, el espaciamiento entre

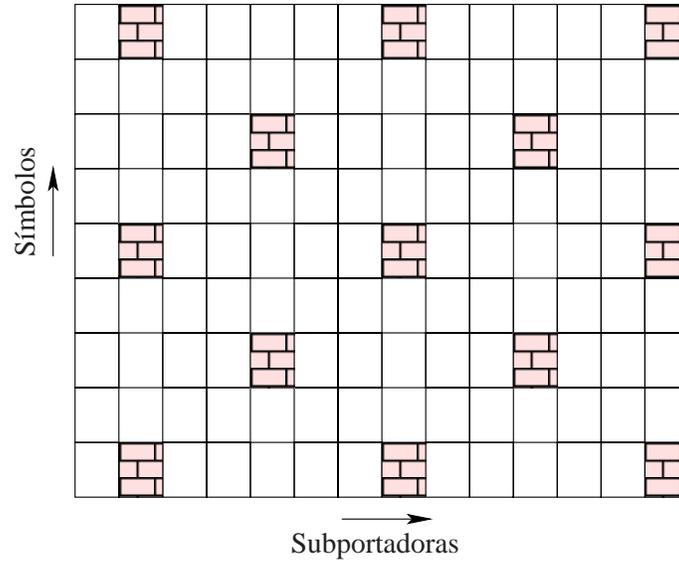


Figura 3.2: Ejemplo de disposición de pilotos en un bloque de 9 símbolos OFDM con 14 subportadoras.

Los pilotos deben cumplir con el teorema de Nyquist, el cual afirma que el intervalo de muestreo debe ser menor que el inverso del ancho de banda doble de la señal muestreada. En el caso de OFDM, esto significa que existe un mínimo espaciado entre las subportadoras y un mínimo espaciado entre los símbolos piloto. Si se cumplen estos requisitos se puede obtener una buena estimación de canal por medio de un algoritmo sencillo. Sin embargo, mientras más pilotos se usen menor será la SNR efectiva disponible para los datos. Por lo tanto, la densidad de pilotos es un compromiso entre el rendimiento de la estimación de canal y la pérdida de SNR efectiva.

Para determinar el espaciado mínimo entre pilotos en tiempo y frecuencia, es necesario encontrar el ancho de banda de la variación del canal en tiempo y en frecuencia. Esos anchos de banda son iguales al ensanchamiento Doppler B_d en el dominio del tiempo y a la máxima dispersión de retardo τ_{max} en el dominio de la frecuencia [5]. Por lo tanto, los requerimientos para el espaciado en el tiempo y la frecuencia s_t y s_f son

$$s_t < \frac{1}{B_d} \quad (3.1)$$

$$s_f < \frac{1}{\tau_{max}}. \quad (3.2)$$

Sea $\hat{\mathbf{p}}$ el vector de pilotos y \mathbf{h} el vector de canal que se ha de estimar; el problema de estimación de canal consiste en encontrar una estimación de canal $\hat{\mathbf{h}}$ a través de una combinación lineal de los elementos de $\hat{\mathbf{p}}$. De acuerdo con [6], la estimación de error cuadrático medio (LS) para este problema está dada por

$$\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{R}_{\mathbf{h}\hat{\mathbf{p}}} \mathbf{R}_{\hat{\mathbf{p}}\hat{\mathbf{p}}}^{-1} \hat{\mathbf{p}} \quad (3.3)$$

donde $\mathbf{R}_{\mathbf{h}\hat{\mathbf{p}}}$ es la matriz de co-varianza cruzada entre \mathbf{h} y los pilotos estimados ruidosos $\hat{\mathbf{p}}$, dada por

$$\mathbf{R}_{\mathbf{h}\hat{\mathbf{p}}} = \mathbb{E}\{\mathbf{h}\hat{\mathbf{p}}^H\}, \quad (3.4)$$

donde $\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{p}}\hat{\mathbf{p}}}$ representa la matriz de auto co-varianza de los pilotos estimados

$$\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{p}}\hat{\mathbf{p}}} = \mathbb{E}\{\hat{\mathbf{p}}^H \hat{\mathbf{p}}\} = \mathbf{R}_{\mathbf{p}\mathbf{p}} + \sigma_n^2 (\mathbf{p}\mathbf{p}^H)^{-1}. \quad (3.5)$$

Suponiendo que todos los pilotos tienen la misma potencia, la matriz de auto co-varianza de los pilotos se puede reescribir como

$$\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{p}}\hat{\mathbf{p}}} = \mathbf{R}_{\mathbf{p}\mathbf{p}} + \frac{1}{\gamma} \mathbf{I}, \quad (3.6)$$

donde γ es la SNR por piloto y $\mathbf{R}_{\mathbf{p}\mathbf{p}}$ es la matriz de auto co-varianza de los pilotos libres de ruido. Por lo tanto, la estimación de canal se puede expresar de la siguiente forma

$$\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{R}_{\mathbf{h}\hat{\mathbf{p}}} \left(\mathbf{R}_{\mathbf{p}\mathbf{p}} + \frac{1}{\gamma} \mathbf{I} \right)^{-1} \hat{\mathbf{p}}. \quad (3.7)$$

La estimación de canal por medio de la multiplicación de una matriz de interpolación con los pilotos estimados es representada por (3.7). Se puede observar que la matriz de interpolación no depende de los símbolos recibidos, sino solamente del número y posición de los pilotos, y por lo tanto puede diseñarse como una matriz constante.

Los elementos de las matrices de co-varianza $\mathbf{R}_{\mathbf{h}\hat{\mathbf{p}}}$ y $\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{p}}\hat{\mathbf{p}}}$ se pueden calcular como sigue. Ambas matrices contienen los valores de correlación entre subportadoras para diferentes espaciamientos de tiempo y frecuencia. Si k y l son el número de la subportadora y el número del

símbolo OFDM, respectivamente, los valores de correlación están dados por

$$\mathbb{E}\{h_{k,l}\hat{p}_{k',l'}^*\} = \mathbb{E}\{p_{k,l}\hat{p}_{k',l'}^*\} = r_f(k - k')r_t(l - l'), \quad (3.8)$$

donde $r_t(l)$ y $r_f(k)$ son las funciones de correlación en el tiempo y la frecuencia, respectivamente. Para un perfil potencia retardo (PDP) con decaimiento exponencial, $r_f(k)$ está dada por

$$r_f(k) = \frac{1}{1 + 2\pi j\tau_{rms}k/T} \quad (3.9)$$

donde $1/T$ es el espaciamiento entre portadoras, es decir, el inverso del intervalo FFT. Para un desvanecimiento temporal con frecuencia Doppler máxima f_{max} y un espectro de Jakes, la función de correlación temporal $r_t(l)$ está dada por

$$r_t(l) = J_0(2\pi f_{max}lT_s), \quad (3.10)$$

donde $J_0(x)$ es la función de Bessel de orden cero del primero tipo y T_s es la duración del símbolo OFDM (la duración del intervalo FFT más el tiempo de guarda).

3.2.2. Estimadores de canal unidimensionales

La técnica de estimación de canal descrita en la sección anterior realiza una interpolación bidimensional para estimar en puntos de la rejilla tiempo-frecuencia basados en pilotos dispuestos convenientemente. En lugar de realizar directamente una interpolación bidimensional, es posible separar el proceso de interpolación en dos fases unidimensionales, como se ilustra en la Fig. 3.3 [7]. Usando esta técnica se interpola en el dominio de la frecuencia para todos los símbolos que contienen pilotos; luego, se interpola en el dominio del tiempo para cada subportadora.

3.2.3. Estimación de canal dirigida por decisión

Las técnicas de estimación descritas anteriormente están basadas en pilotos. La principal desventaja de la inserción de pilotos es el costo en potencia de transmisión y en eficiencia espectral. Para evitar estos costos, la estimación de canal dirigida por decisión utiliza una esti-

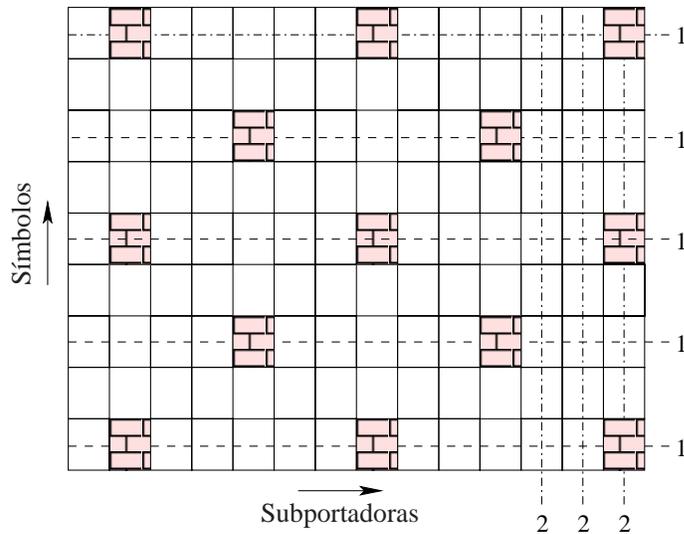


Figura 3.3: Estimación de canal usando interpolación separada en frecuencia (1) y tiempo (2).

mación de los datos para demodular la subportadora recibida, la cual puede ser luego utilizada para estimar el canal. Sin embargo, ¿cómo puede ser esto posible, si se necesita una estimación de canal para realizar la demodulación?. Si el canal visto por esa subportadora varía con relativa lentitud, se puede utilizar el canal estimado en instantes previos [8]. Este método permite obtener una mayor eficiencia espectral que los basados en pilotos, pero requiere que exista una buena correlación entre símbolos adyacentes, y está sujeto a ráfaga de errores. Para comenzar con la estimación de canal dirigida por decisión debe transmitirse al menos un símbolo OFDM conocido. Esto permite que el receptor obtenga estimaciones para todas las subportadoras. Finalmente, una vez que se han separado los datos del canal estimado, se pueden aplicar técnicas de interpolación unidimensional o bidimensional.

3.3. Estimación de canal en sistemas OFDM-STC

Un sistema OFDM basado en un STBC se muestra en la Fig 3.4. Al momento de la transmisión (n), un bloque de datos binarios $\{b[n, k] : k = 0, 1, \dots\}$ es codificado en p señales diferentes, $\{t_i[n, k] : k = 0, 1, \dots, p-1\}$, para $i = 1, 2, \dots, p$, donde p es el número total de antenas transmisoras. Los vectores codificados se modulan utilizando una transformada inversa de Fourier discreta (IDFT) de N puntos formando una secuencia de símbolos OFDM. Se agrega una extensión

cíclica a cada símbolo OFDM, y las señales resultantes son transmitidas. A continuación se usará la siguiente notación: $h_i[n, k]$ representa la respuesta impulsiva del k -ésimo tono al instante n entre la antena transmisora q -ésima y la antena receptora. T_G representa la longitud del prefijo cíclico, el cual debe ser mayor o igual al orden de $h_i[n, k]$ (L). La transformada discreta de Fourier (DFT) de la señal recibida es la superposición de p señales distorsionadas, las cuales se pueden expresar como

$$r[n, k] = \sum_{i=1}^p h_i[n, k]t_i[n, k] + w[n, k], \quad (3.11)$$

donde $w[n, k]$ es el ruido aditivo Gaussiano complejo, de media cero y varianza σ_n^2 , incorrelado para distintos n y k . Luego de recibir y demodular Q señales consecutivas, siendo Q la longitud del STBC, las señales son combinadas con los canales estimados de acuerdo al código usado.

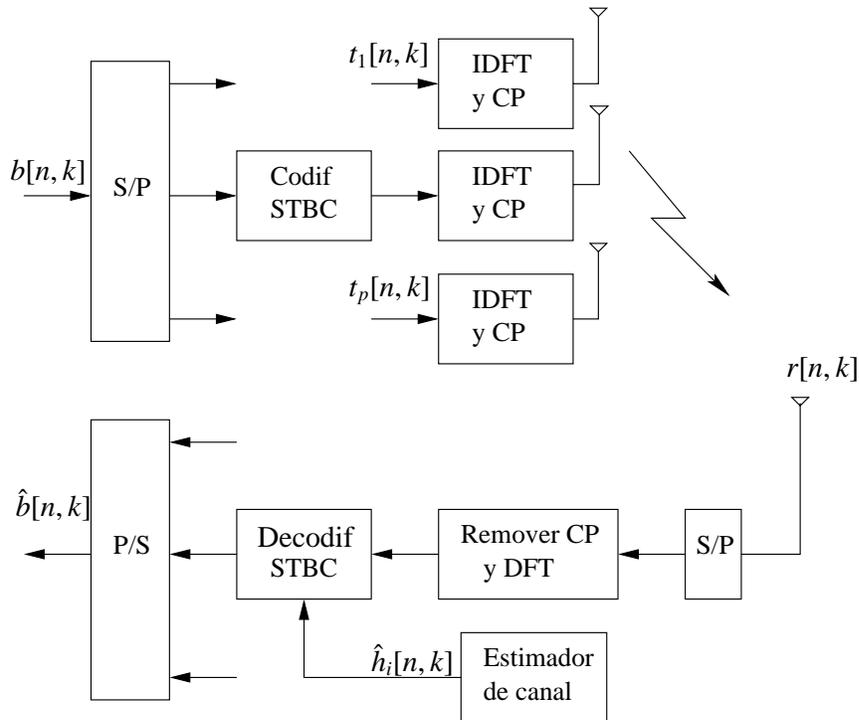


Figura 3.4: Sistema OFDM-STBC.

3.4. Efecto del error de estimación de canal en OSTBC

En el contexto de sistemas TAD, los OSTBCs no utilizan información de realimentación, pero necesitan estimar el canal proveniente de cada antena transmisora en recepción. La estimación de canal en la práctica produce errores que afecta el rendimiento de los códigos; el impacto del error de estimación de canal ha sido estudiado por varios autores [9, 10]. En cuanto a los efectos de la correlación en los sistemas basados en OSTBCs, gracias a la codificación espacio-tiempo no se depende de la decorrelación entre los elementos de la matriz de canal para separar las señales en recepción, pero la cuantificación del deterioro de su rendimiento con el índice de correlación podría proveer información útil al considerar la aplicación de estos códigos. A continuación se presentan las expresiones de las señales recibidas para los OSTBC de tasa 1, $\frac{1}{2}$ y $\frac{3}{4}$ en presencia de errores de estimación de canales Rayleigh en canales de banda estrecha. Se muestra a través de simulaciones cómo sufre el rendimiento de dichos códigos como consecuencia de la pérdida de ortogonalidad debida a errores de estimación de canal [9–11]. Estos resultados aplican a sistemas OFDM-OSTBC cuando sus subportadoras experimentan canales no dispersivos de distribución Rayleigh. Para el código de Alamouti, las expresiones de las señales decodificada son:

$$\tilde{s}_0 = As_0 + Bs_1 + \hat{h}_0^* n_0 + \hat{h}_1 n_1^* \quad (3.12)$$

$$\tilde{s}_1 = As_1 + Cs_0 - \hat{h}_0 n_1^* + \hat{h}_1^* n_0. \quad (3.13)$$

Donde

$$A = \hat{\alpha}_0 \alpha_0 e^{j\Delta\theta_0} + \hat{\alpha}_1 \alpha_1 e^{j\Delta\theta_1} \quad (3.14)$$

$$B = \hat{\alpha}_0 \alpha_1 e^{j(\theta_1 - \hat{\theta}_0)} - \hat{\alpha}_1 \alpha_0 e^{j(\hat{\theta}_1 - \theta_0)} \quad (3.15)$$

$$C = \hat{\alpha}_1 \alpha_0 e^{j(\theta_0 - \hat{\theta}_1)} - \hat{\alpha}_0 \alpha_1 e^{j(\hat{\theta}_0 - \theta_1)}. \quad (3.16)$$

Se puede observar que las señales detectadas son corrompidas por el ruido y por los errores de estimación de canal tanto en amplitud como en fase (3.12 y 3.13), pero también por un término cruzado (3.15 y 3.16), que se cancela solamente al tener estimación perfecta de canal. Si $\hat{h}_0 = \bar{h}_0$ y $\hat{h}_1 = \bar{h}_1$

$$\tilde{s}_0 = s_0 (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* \quad (3.17)$$

$$\tilde{s}_1 = s_1 (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) + h_1^* n_0 - h_0 n_1^*, \quad (3.18)$$

como se estableció en [12]. Para le OSTBC de tasa $\frac{1}{2}$ para cuatro antenas, las expresiones de las señales decodificada son:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 = & \bar{s}_0 \Gamma_4 + \bar{s}_1 [I_{10} + I_{23}] + \bar{s}_2 [I_{20} + I_{31}] + \bar{s}_3 [I_{12} + I_{30}] + \hat{h}_0^* \bar{n}_0 + \hat{h}_1^* \bar{n}_1 + \hat{h}_2^* \bar{n}_2 + \\ & \hat{h}_3^* \bar{n}_3 + \hat{h}_0 \bar{n}_4^* + \hat{h}_1 \bar{n}_5^* + \hat{h}_2 \bar{n}_6^* + \hat{h}_3 \bar{n}_7^* \end{aligned} \quad (3.19)$$

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 = & \bar{s}_1 \Gamma_4 + \bar{s}_0 [I_{01} + I_{32}] + \bar{s}_2 [I_{21} + I_{03}] + \bar{s}_3 [I_{20} + I_{31}] + \hat{h}_1^* \bar{n}_0 - \hat{h}_0^* \bar{n}_1 - \hat{h}_3^* \bar{n}_2 + \\ & \hat{h}_2^* \bar{n}_3 + \hat{h}_1 \bar{n}_4^* - \hat{h}_0 \bar{n}_5^* - \hat{h}_3 \bar{n}_6^* + \hat{h}_2 \bar{n}_7^* \end{aligned} \quad (3.20)$$

$$\begin{aligned} \tilde{s}_2 = & \bar{s}_2 \Gamma_4 + \bar{s}_0 [I_{02} + I_{13}] + \bar{s}_1 [I_{12} + I_{30}] + \bar{s}_3 [I_{02} + I_{32}] + \hat{h}_2^* \bar{n}_0 + \hat{h}_3^* \bar{n}_1 - \hat{h}_0^* \bar{n}_2 - \\ & \hat{h}_1^* \bar{n}_3 + \hat{h}_2 \bar{n}_4^* + \hat{h}_3 \bar{n}_5^* - \hat{h}_0 \bar{n}_6^* - \hat{h}_1 \bar{n}_7^* \end{aligned} \quad (3.21)$$

$$\begin{aligned} \tilde{s}_3 = & \bar{s}_3 \Gamma_4 + \bar{s}_0 [I_{21} + I_{03}] + \bar{s}_1 [I_{02} + I_{13}] + \bar{s}_2 [I_{10} + I_{23}] + \hat{h}_3^* \bar{n}_0 - \hat{h}_2^* \bar{n}_1 + \hat{h}_1^* \bar{n}_2 - \\ & \hat{h}_0^* \bar{n}_3 + \hat{h}_3 \bar{n}_4^* - \hat{h}_2 \bar{n}_5^* + \hat{h}_1 \bar{n}_6^* - \hat{h}_0 \bar{n}_7^* \end{aligned}, \quad (3.22)$$

donde

$$\Gamma_4 = 2\alpha_0 \hat{\alpha}_0 \cos(\Delta\theta_0) + 2\alpha_1 \hat{\alpha}_1 \cos(\Delta\theta_1) + 2\alpha_2 \hat{\alpha}_2 \cos(\Delta\theta_2) + 2\alpha_3 \hat{\alpha}_3 \cos(\Delta\theta_3), \quad (3.23)$$

$$I_{nm} = 2\alpha_n \hat{\alpha}_m \cos(\theta_n - \hat{\theta}_m) - 2\alpha_m \hat{\alpha}_n \cos(\theta_m - \hat{\theta}_n) \quad (3.24)$$

y $\bar{h}_i = \hat{\alpha}_i e^{j\hat{\theta}_i}$ es el canal estimado entre la antena transmisora i y la antena receptora. Se puede demostrar que si $\hat{h}_i = \bar{h}_i$

$$\tilde{s}_0 = \bar{s}_0 [2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2 + 2\alpha_3^2] + \hat{h}_0^* \bar{n}_0 + \hat{h}_1^* \bar{n}_1 + \hat{h}_2^* \bar{n}_2 + \hat{h}_3^* \bar{n}_3 + \hat{h}_0 \bar{n}_4^* + \hat{h}_1 \bar{n}_5^* + \hat{h}_2 \bar{n}_6^* + \hat{h}_3 \bar{n}_7^* \quad (3.25)$$

$$\tilde{s}_1 = \bar{s}_1 [2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2 + 2\alpha_3^2] + \hat{h}_1^* \bar{n}_0 - \hat{h}_0^* \bar{n}_1 - \hat{h}_3^* \bar{n}_2 + \hat{h}_2^* \bar{n}_3 + \hat{h}_1 \bar{n}_4^* - \hat{h}_0 \bar{n}_5^* - \hat{h}_3 \bar{n}_6^* + \hat{h}_2 \bar{n}_7^* \quad (3.26)$$

$$\tilde{s}_2 = \bar{s}_2 [2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2 + 2\alpha_3^2] + \hat{h}_2^* \bar{n}_0 + \hat{h}_3^* \bar{n}_1 - \hat{h}_0^* \bar{n}_2 - \hat{h}_1^* \bar{n}_3 + \hat{h}_2 \bar{n}_4^* + \hat{h}_3 \bar{n}_5^* - \hat{h}_0 \bar{n}_6^* - \hat{h}_1 \bar{n}_7^* \quad (3.27)$$

$$\tilde{s}_3 = \bar{s}_3 [2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2 + 2\alpha_3^2] + \hat{h}_3^* \bar{n}_0 - \hat{h}_2^* \bar{n}_1 + \hat{h}_1^* \bar{n}_2 - \hat{h}_0^* \bar{n}_3 + \hat{h}_3 \bar{n}_4^* - \hat{h}_2 \bar{n}_5^* + \hat{h}_1 \bar{n}_6^* - \hat{h}_0 \bar{n}_7^*, \quad (3.28)$$

como se estableció en [13]. Para el caso del OSTBC de tasa $\frac{1}{2}$ y tres transmisores, es suficiente con hacer $\hat{h}_3 = \bar{h}_3 = \bar{0}$ en (3.19) para obtener la correspondiente expresión. Para el OSTBC de

tasa $\frac{3}{4}$ y cuatro antenas transmisoras, las expresiones de las señales decodificada son:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 = & \bar{s}_0 [\Omega_4 + 2\alpha_0\hat{\alpha}_0\sinh(\Delta\theta_0) - \alpha_2\hat{\alpha}_2\sinh(\Delta\theta_2) - \alpha_3\hat{\alpha}_3\sinh(\Delta\theta_3)] + \bar{s}_1 D_{10} + \\ & \bar{s}_1^* \left[\frac{1}{2} (D_{32} + D_{23}) + \alpha_2\hat{\alpha}_2\sinh(\Delta\theta_2) - \alpha_3\hat{\alpha}_3\sinh(\Delta\theta_3) \right] - \frac{\bar{s}_0}{2} (D_{32} + D_{23}) + \\ & \frac{\bar{s}_2}{\sqrt{2}} (D_{20} + D_{30}) + \frac{\bar{s}_2^*}{\sqrt{2}} (D_{13} - D_{12}) + \hat{h}_0^* \bar{n}_0 + \frac{(\hat{h}_2 - \hat{h}_3)^*}{2} (\bar{n}_2 - \bar{n}_3) + \\ & \hat{h}_1^* \bar{n}_1 - \frac{\hat{h}_2 + \hat{h}_3}{2} (\bar{n}_2 + \bar{n}_3)^* \end{aligned} \quad (3.29)$$

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 = & \bar{s}_1 [\Omega_4 + 2\alpha_1\hat{\alpha}_1\sinh(\Delta\theta_1) - \alpha_2\hat{\alpha}_2\sinh(\Delta\theta_2) - \alpha_3\hat{\alpha}_3\sinh(\Delta\theta_3)] + \bar{s}_0 D_{01} + \\ & \bar{s}_0^* \left[\frac{1}{2} (D_{23} - D_{32}) - \alpha_2\hat{\alpha}_2\sinh(\Delta\theta_2) + \alpha_3\hat{\alpha}_3\sinh(\Delta\theta_3) \right] - \bar{s}_1 \frac{1}{2} (D_{32} + D_{23}) + \\ & \frac{\bar{s}_2}{\sqrt{2}} (D_{21} + D_{31}) - \frac{\bar{s}_2^*}{\sqrt{2}} (D_{02} - D_{03}) + \hat{h}_1^* \bar{n}_0 - \hat{h}_0 \bar{n}_1 + \frac{(\hat{h}_2 - \hat{h}_3)^*}{2} (\bar{n}_2 + \bar{n}_3) + \\ & \frac{\hat{h}_2 + \hat{h}_3}{2} (\bar{n}_3 - \bar{n}_2)^* \end{aligned} \quad (3.30)$$

$$\begin{aligned} \tilde{s}_2 = & \bar{s}_2 \Omega_4 + \frac{\bar{s}_0}{\sqrt{2}} (D_{02} + D_{03}) + \frac{\bar{s}_0^*}{\sqrt{2}} (D_{12} - D_{13}) + \frac{\bar{s}_1}{\sqrt{2}} (D_{12} + D_{13}) + \\ & \frac{\bar{s}_1^*}{\sqrt{2}} (D_{03} - D_{02}) + \frac{\hat{h}_2^*}{\sqrt{2}} (\bar{n}_0 + \bar{n}_1) + \frac{\hat{h}_3^*}{\sqrt{2}} (\bar{n}_0 - \bar{n}_1) + \frac{\hat{h}_0}{\sqrt{2}} (\bar{n}_3 + \bar{n}_2)^* - \\ & \frac{\hat{h}_1}{\sqrt{2}} (\bar{n}_3 - \bar{n}_2)^*, \end{aligned} \quad (3.31)$$

donde

$$\Omega_4 = \alpha_0\hat{\alpha}_0 e^{-j\Delta\theta_0} + \alpha_1\hat{\alpha}_1 e^{-j\Delta\theta_1} + \alpha_2\hat{\alpha}_2 e^{-j\Delta\theta_2} + \alpha_3\hat{\alpha}_3 e^{-j\Delta\theta_3} \quad (3.32)$$

y

$$D_{mn} = \alpha_n \hat{\alpha}_m e^{j(\theta_n - \hat{\theta}_m)} - \alpha_m \hat{\alpha}_n e^{-j(\theta_m - \hat{\theta}_n)}. \quad (3.33)$$

Se puede demostrar que si $\hat{h}_i = \bar{h}_i$

$$\tilde{s}_0 = \bar{s}_0 [\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2] + \hat{h}_0^* \bar{n}_0 + \hat{h}_1^* \bar{n}_1 + \frac{(\hat{h}_2 - \hat{h}_3)^*}{2} (\bar{n}_2 - \bar{n}_3) - \frac{(\hat{h}_2 + \hat{h}_3)}{2} (\bar{n}_2 + \bar{n}_3)^* \quad (3.34)$$

$$\tilde{s}_1 = \bar{s}_1 [\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2] + \hat{h}_1^* \bar{n}_0 - \hat{h}_0 \bar{n}_1^* + \frac{(\hat{h}_2 - \hat{h}_3)^*}{2} (\bar{n}_2 + \bar{n}_3) + \frac{(\hat{h}_2 + \hat{h}_3)}{2} (\bar{n}_2 - \bar{n}_3)^* \quad (3.35)$$

$$\tilde{s}_2 = \bar{s}_2 [\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2] + \frac{\hat{h}_2^*}{\sqrt{2}} (\bar{n}_0 + \bar{n}_1) + \frac{\hat{h}_3^*}{\sqrt{2}} (\bar{n}_0 - \bar{n}_1) + \frac{\hat{h}_0}{\sqrt{2}} (\bar{n}_3 + \bar{n}_2)^* - \frac{\hat{h}_1}{\sqrt{2}} (\bar{n}_3 - \bar{n}_2)^*, \quad (3.36)$$

como se estableció en [13].

3.4.1. Modelo de error de estimación de canal en OSTBC

A continuación se describe el modelo de error de estimación de canal usado para comparar el rendimiento de los STBCs sobre canales Rayleigh i.i.d. en presencia de errores de estimación de canal, el cual modela el ruido de estimación de canal como proporcional a la potencia de ruido, reproduciendo el comportamiento de un estimador real, como se muestra al comparar con el interpolador tipo sinc.

El canal Rayleigh se modeló como una variable aleatoria (VA) Gaussiana compleja, circular, simétrica y normalizada de media cero y varianza unitaria, y por lo tanto se puede usar un estimador lineal por cada componente del canal. Debido a que el error de estimación de una VA Gaussiana usando estimadores lineales es también una VA Gaussiana [14], este ha sido modelado como ruido blanco con desviación estándar σ_w , dada por

$$\sigma_w = \lambda \sigma_n \quad \lambda \in \mathfrak{R}^+ \quad (3.37)$$

donde σ_n es la desviación estándar de AWGN. De esta forma, el error de estimación de canal es inversamente proporcional a la energía de bit sobre ruido (E_b/N_o), como es de esperar en un estimador real.

3.5. Estimación de canal en sistemas OFDM-SFC

En sistemas basados en STC es posible estimar el canal en recepción o en transmisión. La estimación de canal en recepción es una técnica que puede estar basada en símbolos pilotos en combinación con técnicas de interpolación, siendo este el caso más común, o usando técnicas ciegas, en las cuales no se utilizan secuencias de entrenamiento, extrayéndose la estimación de

canal directamente de los datos durante la transmisión de información [15, 16]. Una extensa revisión de las técnicas de estimación de canal en recepción para sistemas basados en STBCs se puede hallar en [17]. Las técnicas de estimación de canal en el transmisor requieren de un canal duplex y se basan en información de realimentación desde el receptor o en la satisfacción del principio de reciprocidad. A continuación se describen técnicas de estimación de canal en recepción para sistemas con múltiples antenas transmisoras. Una descripción de las técnicas de estimación de canal en transmisión puede encontrarse en [18].

3.5.1. Estimación de mínimos cuadrados

En sistemas SISO el canal generalmente se estima usando secuencias de entrenamiento enviadas por el transmisor. El receptor conoce la secuencia de entrenamiento prefijada $F[k]$. La señal recibida luego de la transmisión de esta secuencia será

$$[y[k] \dots y[k+T-1]] = \mathbf{h}\mathcal{T} + [n[k] \dots n[k+T-1]], \quad (3.38)$$

donde \mathcal{T} representa los símbolos pilotos construidos a partir de $F[k]$. El canal estimado puede obtenerse usando una estrategia de mínimo error cuadrático

$$\widehat{\mathbf{h}} = [y[k] \dots y[k+T-1]] \mathcal{T}^\dagger \quad (3.39)$$

donde $(.)^\dagger$ representa la solución inversa de Moore-Penrose [19], la cual llamaremos en adelante simplemente pseudoinversa.

En sistemas con múltiples antenas transmisoras, las señales de entrenamiento deben ser mutuamente ortogonales en alguna dimensión, ya sea en el dominio del tiempo (transmitiendo en diferentes espacios de tiempo), en el dominio de la frecuencia (diferentes tonos en sistemas OFDM) o en el dominio del código. Aunque la ortogonalidad no es un requerimiento indispensable, las señales ortogonales generalmente proporcionan la mejor exactitud para una potencia dada. Adicionalmente, las secuencias de entrenamiento deben poseer buenas propiedades de auto-correlación y correlación cruzada.

En su aplicación a sistemas OFDM, los sistemas basados en codificación espacio-frecuencia (SFC) consisten en la aplicación a OFDM de técnicas de STBC desarrolladas para sistemas de

portadora única, cambiando el índice de tiempo por el índice de frecuencia. Para la transmisión de un STBC de p antenas y longitud Q , cada símbolo OFDM es codificado en espacio-frecuencia en bloques de longitud Q y transmitidos simultáneamente a través de las p antenas transmisoras, según se describió en la sección 3.3. La Fig. 3.5 muestra la distribución de los bloques de entrenamiento en la rejilla tiempo-frecuencia, donde los cuadros representan los bloques de q símbolos y d y D representa la separación entre bloques de entrenamiento para estimación de canal y la longitud del símbolo OFDM, respectivamente.

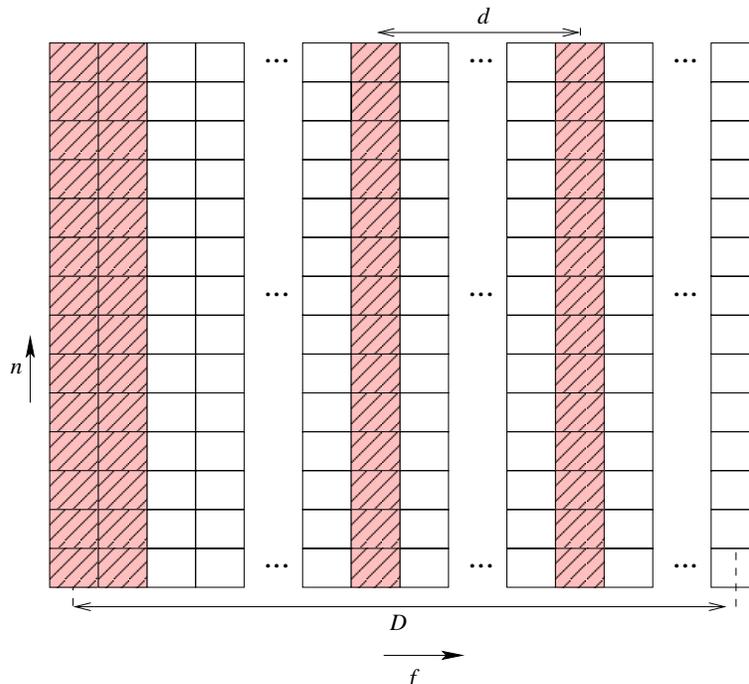


Figura 3.5: Distribución de pilotos en el rejilla tiempo-frecuencia.

La técnica de estimación de canal descrita por (3.39) es aplicable, haciendo corresponder a \mathbf{h} y \mathcal{T} con matrices y vectores que reflejen la estructura de múltiples antenas transmisoras. En esta línea de trabajo, un estimador de baja complejidad fue investigado en [20], usando una secuencia especial de pilotos de entrenamiento sin solapamiento, de tal forma que los pilotos transmitidos desde diferentes antenas ocupen diferentes bandas de frecuencia. A continuación se propone un estimador de canal sencillo para sistemas basados en OSTBC [21], el cual puede utilizarse con constelaciones complejas para hasta cuatro antenas transmisoras como bloques

de entrenamiento en conjunto con alguna otra técnica de STC o multiplexación espacial, o insertando pilotos en el tren de datos y codificándolos en espacio-tiempo de la misma forma que los datos. Tomando en cuenta la ortogonalidad de los pilotos transmitidos, solo se necesita un procesamiento lineal en el receptor.

Para obtener la CSI en muestras específicas, se puede usar modulación asistida por símbolos pilotos (PSAM) como se describe en [22], pero utilizando disposiciones de pilotos y decodificación de acuerdo al STBC en uso. Se supone que los canales son quasi-estáticos, i.e., constantes durante la duración del código. Los pilotos insertados son símbolos del sistema de modulación en uso. P representa la amplitud de las partes real e imaginaria de un piloto complejo, o la parte real de un piloto real. Si \mathbf{E} es la matriz de canal estimada,

$$\mathbf{E} = \left(\hat{h}_0 \quad \hat{h}_1 \quad \cdots \quad \hat{h}_p \right)^T \quad (3.40)$$

y \mathbf{R} el vector de señales recibidas, entonces

$$\mathbf{R} = \left(r_0 \quad r_1 \quad \cdots \quad r_Q \right)^T, \quad (3.41)$$

donde \hat{h}_i es el i -ésimo canal estimado, r_k es la señal recibida en la muestra k y p es el número de transmisores. En general

$$\mathbf{E} = \mathbf{A}\mathbf{R}, \quad (3.42)$$

donde \mathbf{A} es la matriz que especifica el procesamiento lineal necesario para obtener la matriz de canales estimados \mathbf{E} . A continuación se presentan las matrices \mathbf{A} para los OSTBC descritos.

- Para el código de Alamouti y constelaciones reales:

$$\mathbf{A} = \frac{1}{2P} \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}. \quad (3.43)$$

y para constelaciones complejas

$$\mathbf{A} = \frac{1}{4P} \begin{pmatrix} 1-j & -1-j \\ 1-j & 1+j \end{pmatrix}. \quad (3.44)$$

- Para el código de tasa $\frac{1}{2}$ para tres antenas transmisoras \mathbf{G}_3 y constelaciones reales:

$$\mathbf{A} = \frac{1}{8P} \begin{pmatrix} 1 & -1 & -1 & -1 & 1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 & 1 & 1 \end{pmatrix}, \quad (3.45)$$

y para constelaciones complejas

$$\mathbf{A} = \frac{1}{16P} \begin{pmatrix} 1-j & -1+j & -1+j & -1+j & 1+j & -1-j & -1-j & -1-j \\ 1-j & 1-j & 1-j & -1+j & 1+j & 1+j & 1+j & -1-j \\ 1-j & -1+j & 1-j & 1-j & 1+j & -1-j & 1+j & 1+j \end{pmatrix}. \quad (3.46)$$

- Para el código de tasa $\frac{1}{2}$ para cuatro antenas transmisoras \mathbf{G}_4 y constelaciones reales:

$$\mathbf{A} = \frac{1}{8P} \begin{pmatrix} 1 & -1 & -1 & -1 & 1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 & 1 \end{pmatrix}, \quad (3.47)$$

y para constelaciones complejas

$$\mathbf{A} = \frac{1}{16P} \begin{pmatrix} 1-j & -1+j & -1+j & -1+j & 1+j & -1-j & -1-j & -1-j \\ 1-j & 1-j & 1-j & -1+j & 1+j & 1+j & 1+j & -1-j \\ 1-j & -1+j & 1-j & 1-j & 1+j & -1-j & 1+j & 1+j \\ 1-j & 1-j & -1+j & 1-j & 1+j & 1+j & -1-j & 1+j \end{pmatrix}. \quad (3.48)$$

- Para el código de tasa $\frac{3}{4}$ para tres antenas transmisoras \mathbf{H}_3 y constelaciones reales:

$$\mathbf{A} = \frac{1}{4P} \begin{pmatrix} 1 & -1 & \sqrt{2} & \sqrt{2} \\ \frac{4}{3} & \frac{4}{3} & \frac{2\sqrt{2}}{3} & -\frac{2\sqrt{2}}{3} \\ \frac{2\sqrt{2}}{3} & \frac{2\sqrt{2}}{3} & -\frac{4}{3} & \frac{4}{3} \end{pmatrix}, \quad (3.49)$$

y para constelaciones complejas

$$\mathbf{A} = \frac{1}{6P} \begin{pmatrix} 1-j & -(1+j) & \frac{1+j}{\sqrt{2}} & \frac{1+j}{\sqrt{2}} \\ 1-j & 1+j & \frac{1+j}{\sqrt{2}} & -\frac{1+j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1-j}{\sqrt{2}} & \frac{1-j}{\sqrt{2}} & -(1+j) & 1-j \end{pmatrix}. \quad (3.50)$$

- Para el código de tasa $\frac{3}{4}$ para cuatro antenas transmisoras \mathbf{H}_4 y constelaciones reales:

$$\mathbf{A} = \frac{1}{3P} \begin{pmatrix} 1 & -1 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 1 & 1 & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & -1 & 1 \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} & -1 & -1 \end{pmatrix}, \quad (3.51)$$

y para constelaciones complejas

$$\mathbf{A} = \frac{1}{6P} \begin{pmatrix} 1-j & -1-j & \frac{1+j}{\sqrt{2}} & \frac{1+j}{\sqrt{2}} \\ 1-j & 1+j & \frac{1+j}{\sqrt{2}} & -\frac{1+j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1-j}{\sqrt{2}} & \frac{1-j}{\sqrt{2}} & -1-j & 1-j \\ \frac{1-j}{\sqrt{2}} & \frac{-1+j}{\sqrt{2}} & -1-j & -1+j \end{pmatrix}. \quad (3.52)$$

3.5.2. Estimación de canal diferencial sobre-completa para tres antenas transmisoras

Un método para la representación de señales usando bases ‘sobre-completas’ permite un mayor número que de funciones bases que de muestras en la señal de entrada [23], [24]. En [24] se demostró que las representaciones sobre-completas ofrecen una mayor estabilidad frente a pequeñas perturbaciones de la señal. El aplicar técnicas de representación sobre-completas a la estimación de canal en sistemas basados en OSTBCs permite escoger un conjunto de funciones base de acuerdo a la razón piloto-a-ruido. Entre los OSTBCs prácticos, el esporádico de tasa 3/4 para tres antenas transmisoras [13] ofrece un buen compromiso entre la ganancia de diversidad, la velocidad de transmisión y el número de cadenas de RF, y puede usarse como alternativa el código de Alamouti en ambientes hostiles. En esta sección se describe una representación sobre-completa para el OSTBC esporádico de tasa 3/4 para tres antenas transmisoras, permitiendo una estimación de canal diferencial mediante la selección de señales recibidas.

Suponiendo que los canales son quasi-estáticos, para obtener la CSI en una muestra específica se puede utilizar PSAM insertando pilotos idénticos (símbolos del sistema de modulación en uso). Sea el símbolo piloto

$$P_a = P + jP, \quad (3.53)$$

con $P \in \mathfrak{R}$. La matriz de transmisión para el OSTBC esporádico de tasa 3/4 para tres antenas

transmisoras es

$$\mathbf{H}_3 = \begin{pmatrix} s_0 & s_1 & \frac{s_2}{\sqrt{2}} \\ -s_1^* & s_0^* & \frac{s_2}{\sqrt{2}} \\ \frac{s_2^*}{\sqrt{2}} & \frac{s_2^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-s_0 - s_0^* + s_1 - s_1^*)}{2} \\ \frac{s_2^*}{\sqrt{2}} & -\frac{s_2^*}{\sqrt{2}} & \frac{(s_1 + s_1^* + s_0 - s_0^*)}{2} \end{pmatrix}. \quad (3.54)$$

El vector de señales recibidas \mathbf{r} está dado por

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}_3 \mathbf{x}, \quad (3.55)$$

donde \mathbf{x} es el vector de canal. Debido a que la matriz de transmisión no es invertible, se puede obtener una solución a través de la pseudoinversa, i.e., la mínima solución de Frobenius a

$$\min_{\mathbf{x}} \|\mathbf{H}_3 \mathbf{x} - \mathbf{r}\|_F \quad (3.56)$$

Sustituyendo $s_i = P_a$, $i = 1, 2, 3$ en (3.54), la matriz de procesamiento para obtener la estimación de canal está dada por (3.50). Aún cuando la pseudoinversa proporcione el mejor ajuste en el sentido del mínimo cuadrado, ofreciendo resultados satisfactorios (como se podrá observar en las simulaciones), una mejor solución podría obtenerse seleccionando de un banco de estimadores para cada situación, aprovechando la redundancia de la representación sobre-completa para obtener inmunidad frente al ruido. Transmitiendo simultáneamente símbolos pilotos por las tres antenas transmisoras usando la matriz de transmisión \mathbf{H}_3 y descomponiendo las señales recibidas y los canales en sus partes real e imaginaria, las señales recibidas pueden expresarse de la siguiente forma

$$\mathbf{R} = P \begin{pmatrix} 1 & 1 & \frac{1}{\sqrt{2}} & -1 & -1 & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & 1 & \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 1 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -1 & 1 & \frac{1}{\sqrt{2}} & -1 & 1 & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -1 & \frac{1}{\sqrt{2}} & -1 & 1 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & -1 & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & -1 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & -1 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -1 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & 1 \end{pmatrix} \mathbf{x}, \quad (3.57)$$

donde

$$\mathbf{R} = \left(r_{0r} \ r_{0i} \ r_{1r} \ r_{1i} \ r_{2r} \ r_{2i} \ r_{3r} \ r_{3i} \right)^T, \quad (3.58)$$

$$\mathbf{x} = \left(a_0 \ a_1 \ a_2 \ b_0 \ b_1 \ b_2 \right)^T, \quad (3.59)$$

$(.)^T$ representa la operación trasposición, r_{jr} y r_{ji} son la parte real e imaginaria, respectivamente, de la j -ésimo señal recibida, mientras que a_i y b_i son la parte real e imaginaria, respectivamente, del i -ésimo canal. De (3.57), los 6 componentes de \mathbf{x} se pueden expresar en función de 6 de las 8 señales recibidas disponibles. Tomando en cuenta las 16 posibles combinaciones de 6 componentes e invirtiendo las matrices resultantes, se han encontrado 16 expresiones para cada componente de \mathbf{x} ; sin embargo, solo 8 de ellas son linealmente independientes para a_0 , b_0 , a_1 y b_1 , mientras 4 soluciones son posibles para a_2 y b_2 . Estos conjuntos de ecuaciones se resumen en las siguientes expresiones:

$$\hat{a}_0 = \begin{pmatrix} 1 & \frac{1}{3} & -1 & 1 & \frac{2\sqrt{2}}{3} & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & -1 & \frac{1}{3} & 0 & 0 & 0 & -\frac{2\sqrt{2}}{3} \\ 1 & \frac{4}{3} & -1 & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{3} & 0 & 0 & -\sqrt{2} \\ 0 & \frac{1}{3} & 0 & 1 & \frac{2\sqrt{2}}{3} & -\sqrt{2} & \sqrt{2} & 0 \\ 0 & \frac{4}{3} & 0 & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{3} & -\sqrt{2} & \sqrt{2} & -\sqrt{2} \\ 0 & 1 & 0 & \frac{1}{3} & 0 & -\sqrt{2} & \sqrt{2} & -\frac{2\sqrt{2}}{3} \\ 1 & 0 & -1 & \frac{4}{3} & \sqrt{2} & 0 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{3} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{4}{3} & \sqrt{2} & -\sqrt{2} & \sqrt{2} & \frac{\sqrt{2}}{3} \end{pmatrix} \frac{\mathbf{R}}{4P} \quad (3.60)$$

$$\hat{b}_0 = \begin{pmatrix} -\frac{1}{3} & 1 & -1 & -1 & 0 & \frac{2\sqrt{2}}{3} & 0 & 0 \\ -1 & 1 & -\frac{1}{3} & -1 & 0 & 0 & \frac{2\sqrt{2}}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & 0 & -1 & 0 & \sqrt{2} & \frac{2\sqrt{2}}{3} & 0 & \sqrt{2} \\ -\frac{4}{3} & 1 & 0 & -1 & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{3} & \sqrt{2} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{4}{3} & 0 & \sqrt{2} & \sqrt{2} & -\frac{\sqrt{2}}{3} & \sqrt{2} \\ 0 & 1 & -\frac{4}{3} & -1 & 0 & \sqrt{2} & -\frac{\sqrt{2}}{3} & 0 \\ -1 & 0 & -\frac{1}{3} & 0 & \sqrt{2} & 0 & \frac{2\sqrt{2}}{3} & \sqrt{2} \\ -\frac{4}{3} & 0 & 0 & 0 & \sqrt{2} & -\frac{\sqrt{2}}{3} & \sqrt{2} & \sqrt{2} \end{pmatrix} \frac{\mathbf{R}}{4P} \quad (3.61)$$

$$\hat{a}_1 = \begin{pmatrix} \frac{1}{3} & 1 & 1 & -1 & 0 & -\frac{2\sqrt{2}}{3} & 0 & 0 \\ 1 & 1 & \frac{1}{3} & -1 & 0 & 0 & -\frac{2\sqrt{2}}{3} & 0 \\ \frac{1}{3} & 0 & 1 & 0 & \sqrt{2} & -\frac{2\sqrt{2}}{3} & 0 & \sqrt{2} \\ \frac{4}{3} & 1 & 0 & -1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{3} & -\sqrt{2} & 0 \\ 1 & 0 & \frac{1}{3} & 0 & \sqrt{2} & 0 & -\frac{2\sqrt{2}}{3} & \sqrt{2} \\ \frac{4}{3} & 0 & 0 & 0 & \sqrt{2} & \frac{\sqrt{2}}{3} & -\sqrt{2} & \sqrt{2} \\ 0 & 1 & \frac{4}{3} & -1 & 0 & -\sqrt{2} & \frac{\sqrt{2}}{3} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{4}{3} & 0 & \sqrt{2} & -\sqrt{2} & \frac{\sqrt{2}}{3} & \sqrt{2} \end{pmatrix} \frac{\mathbf{R}}{4P} \quad (3.62)$$

$$\hat{b}_1 = \begin{pmatrix} -1 & \frac{1}{3} & 1 & 1 & \frac{2\sqrt{2}}{3} & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 1 & \frac{1}{3} & 0 & 0 & 0 & -\frac{2\sqrt{2}}{3} \\ -1 & \frac{4}{3} & 1 & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{3} & 0 & 0 & -\sqrt{2} \\ 0 & \frac{1}{3} & 0 & 1 & \frac{2\sqrt{2}}{3} & \sqrt{2} & -\sqrt{2} & 0 \\ -1 & 0 & 1 & \frac{4}{3} & \sqrt{2} & 0 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{3} \\ 0 & \frac{4}{3} & 0 & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{3} & \sqrt{2} & -\sqrt{2} & -\sqrt{2} \\ 0 & 1 & 0 & \frac{1}{3} & 0 & \sqrt{2} & -\sqrt{2} & -\frac{2\sqrt{2}}{3} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{4}{3} & \sqrt{2} & \sqrt{2} & -\sqrt{2} & \frac{\sqrt{2}}{3} \end{pmatrix} \frac{\mathbf{R}}{4P} \quad (3.63)$$

$$\hat{a}_2 = \begin{pmatrix} \frac{2\sqrt{2}}{3} & \frac{2\sqrt{2}}{3} & 0 & 0 & -\frac{4}{3} & \frac{4}{3} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2\sqrt{2}}{3} & \frac{2\sqrt{2}}{3} & 0 & -\frac{4}{3} & 0 & \frac{4}{3} & 0 \\ \frac{2\sqrt{2}}{3} & 0 & 0 & \frac{2\sqrt{2}}{3} & 0 & \frac{4}{3} & 0 & \frac{4}{3} \\ 0 & 0 & \frac{2\sqrt{2}}{3} & \frac{2\sqrt{2}}{3} & 0 & 0 & \frac{4}{3} & \frac{4}{3} \end{pmatrix} \frac{\mathbf{R}}{4P} \quad (3.64)$$

$$\hat{b}_2 = \begin{pmatrix} -\frac{2\sqrt{2}}{3} & \frac{2\sqrt{2}}{3} & 0 & 0 & -\frac{4}{3} & -\frac{4}{3} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2\sqrt{2}}{3} & -\frac{2\sqrt{2}}{3} & 0 & -\frac{4}{3} & 0 & -\frac{4}{3} & 0 \\ -\frac{2\sqrt{2}}{3} & 0 & 0 & \frac{2\sqrt{2}}{3} & 0 & -\frac{4}{3} & 0 & \frac{4}{3} \\ 0 & 0 & -\frac{2\sqrt{2}}{3} & \frac{2\sqrt{2}}{3} & 0 & 0 & -\frac{4}{3} & \frac{4}{3} \end{pmatrix} \frac{\mathbf{R}}{4P}. \quad (3.65)$$

Sea \mathbf{x}_{ref} un vector canal de referencia. El estimador de canal sobre-completo se puede seleccionar calculando la siguiente métrica de decisión

$$\min_{\hat{\mathbf{x}}} \|\mathbf{x}_{\text{ref}} - \hat{\mathbf{x}}\|_2, \quad (3.66)$$

sobre todos los posibles $\hat{\mathbf{x}}$ dados por (3.60) a (3.65).

3.6. Resultados y discusión

3.6.1. Efecto del error de estimación de canal en OSTBC

Las simulaciones sobre el rendimiento de los OSTBCs descritos anteriormente en presencia de errores de estimación de canal se hicieron usando el método de Monte Carlo y tienen como propósito confirmar y cuantificar algunas tendencias que pueden esperarse a partir de la observación de las expresiones analíticas. El factor de proporcionalidad λ entre la desviación estándar del ruido y la desviación estándar del error de estimación de canal definida en (3.37) se utilizó al trabajar con el modelo de error de estimación de canal. Para generar el canal se empleó el modelo de Jake, con una frecuencia Doppler normalizada de $f_d T_s = 4 \times 10^{-3}$, donde f_d representa la frecuencia Doppler (Hz) y T_s representa el tiempo de símbolo. Se realizó una normalización de la potencia de transmisión, distribuyéndola entre las antenas transmisoras. Al simular sistemas que usan las matrices de transmisión, \mathbf{G}_2 , \mathbf{G}_3 , \mathbf{G}_4 , \mathbf{H}_3 y \mathbf{H}_4 , se aplicaron distintos sistemas de modulación para comparar códigos de diferente tasas. De esa forma, 8PSK se asoció con el código de Alamouti (de tasa unitaria), 64QAM con los códigos de tasa $\frac{1}{2}$ (\mathbf{G}_3 y \mathbf{G}_4), y 16QAM a los códigos de tasa $\frac{3}{4}$ (\mathbf{H}_3 y \mathbf{H}_4), resultando en una eficiencia espectral igual a 3 b/s/Hz, dada por

$$T_{hr} = R_{cc} \nu \quad (3.67)$$

donde R_{cc} representa la tasa del código y ν representa la eficiencia espectral del sistema de modulación.

En la Fig. 3.6 se comparan los resultados obtenidos cuando se usa el modelo de error de estimación de canal sobre símbolos pilotos [22] insertados cada 16 símbolos y utilizando un interpolador tipo sinc, para las matrices \mathbf{G}_2 , \mathbf{G}_4 y \mathbf{H}_4 . Se puede observar que se obtienen resultados muy similares de BER cuando se selecciona el valor apropiado de λ . Los resultados observados en la Fig. 3.6 respaldan los resultados presentados más adelante correspondientes a la degradación de los OSTBC respecto al error de estimación de canal (Figs. 3.8 a 3.10).

3.6.2. Efecto del error de la correlación en OSTBC

La Fig. 3.7 muestra el efecto de la correlación sobre sistemas que utilizan el código de Alamouti en función de la E_b/N_0 con BPSK coherente usando dos receptores. Se puede observar

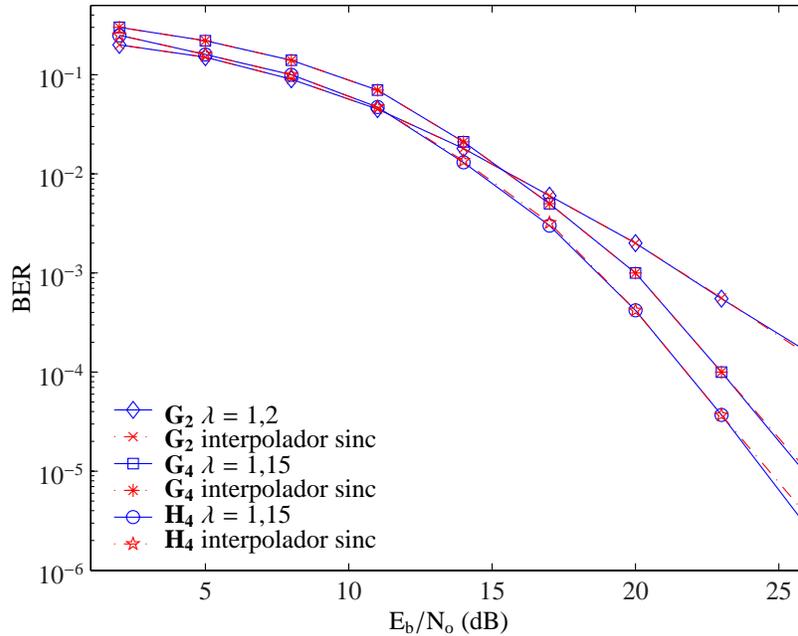


Figura 3.6: Comparación de rendimiento de los OSTBCs para dos y cuatro antenas transmisoras usando el modelo de error de estimación de canal y PSAM con interpolador tipo sinc sobre canales Rayleigh incorrelados.

que la correlación degrada el rendimiento del sistema de forma no lineal; para bajos índices de correlación, como $\bar{C} = 0.2$, la degradación es muy pequeña, pero crece no linealmente con el incremento de \bar{C} . Los canales correlados fueron generados siguiendo el procedimiento descrito en [25], con el coeficiente de correlación definido como la correlación cruzada entre las envolventes cuadráticas de dos canales Rayleigh. La Fig. 3.8 muestra el desempeño de los distintos STBCs en función del índice de correlación y de los errores de estimación de canal. Se puede observar en esa figura el desempeño de los códigos en dos situaciones, una que hemos llamado ‘ideal’, en la cual no existen errores de estimación de canal sobre canales incorrelados. En una segunda situación, llamada ‘no-ideal’, se consideran errores de estimación de canal con $\lambda = 1$, con canales mutuamente correlados con un coeficiente de correlación $\bar{C} = 0.8$. Los resultados para la situación ideal coinciden con los publicados en [26], pero se puede apreciar la degradación en el rendimiento al pasar al caso no ideal.

Cuando se evalúa la degradación de S/N de los códigos, definida como la diferencia entre la E_b/N_0 necesaria con un valor de λ dado para lograr un determinado objetivo de BER y aquella necesaria para obtener la misma BER con estimación perfecta de canal, se utilizó el

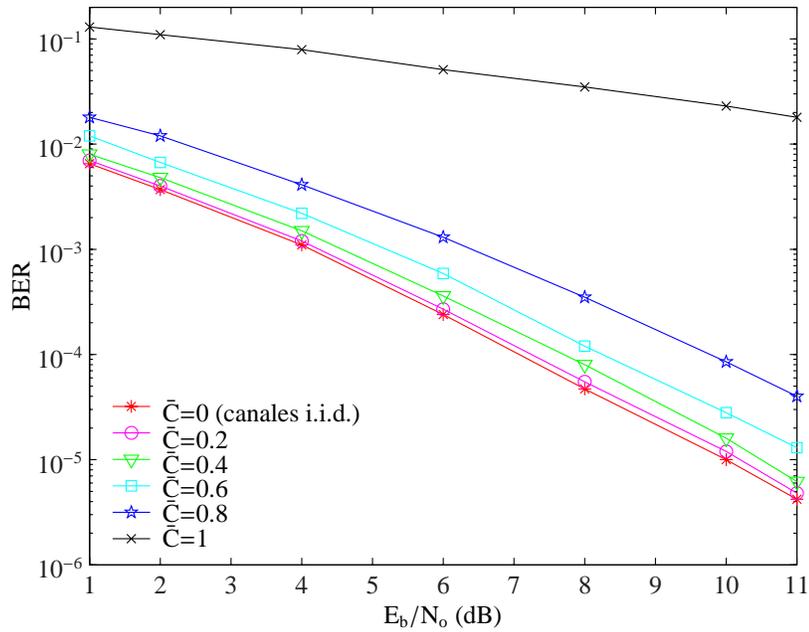


Figura 3.7: Comparación de rendimiento del código de Alamouti con dos receptores en función del índice de correlación.

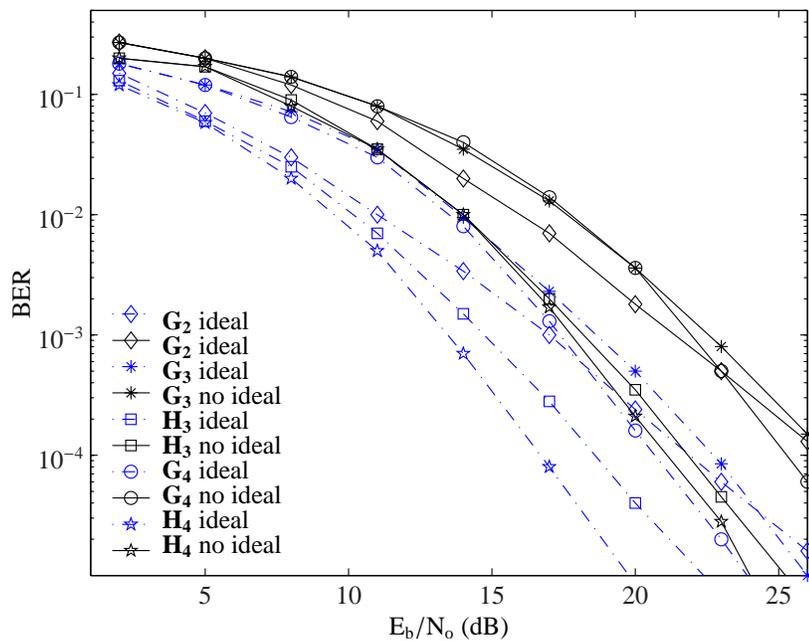


Figura 3.8: Comparación del rendimiento de los OSTBCs para dos y cuatro antenas transmisoras con eficiencia espectral de 3 b/s/Hz en condiciones ideales (PCSI en recepción y $\bar{C} = 0$) y no ideales (no-PCSI en recepción y $\bar{C} = 0.8$).

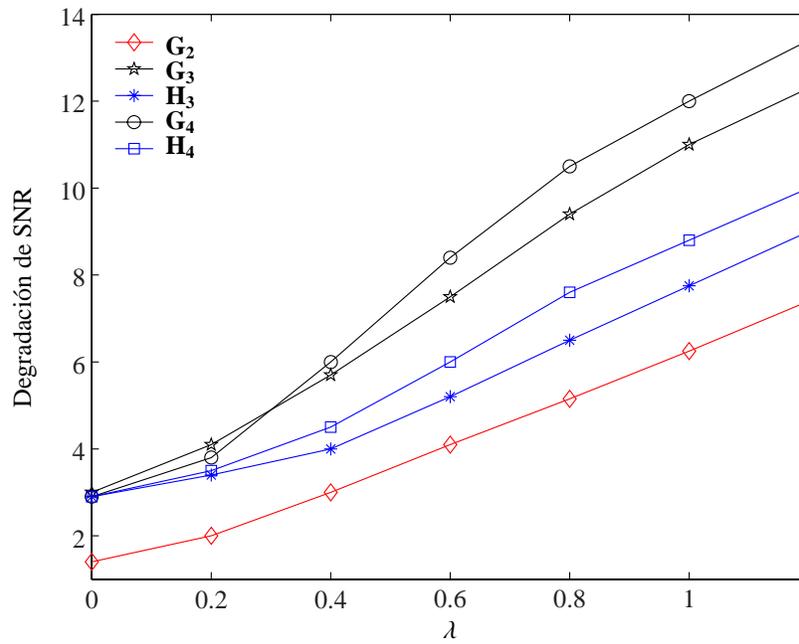


Figura 3.9: Degradación de SNR de distintos STBCs en función del error de estimación de canal para canales correlados y BPSK.

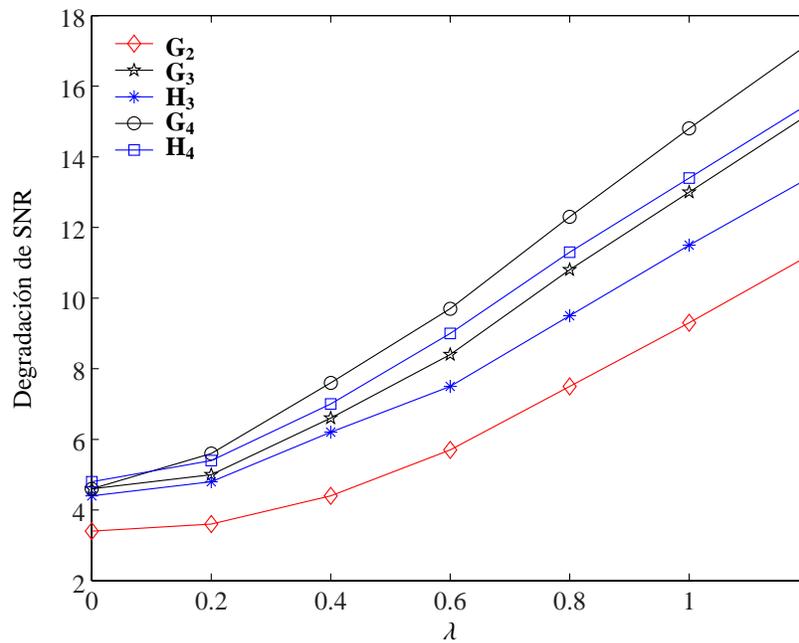


Figura 3.10: Degradación de SNR de distintos STBCs en función del error de estimación de canal con canales correlados y 16QAM.

mismo sistema de modulación para todos los STBCs. El objetivo de BER seleccionado fue de 10^{-3} . La Fig. 3.9 muestra la degradación de S/N para el código de Alamouti, y los códigos que usan \mathbf{G}_3 , \mathbf{G}_4 , \mathbf{H}_3 y \mathbf{H}_4 con un receptor en función de λ en canales correlados con $\bar{C} = 0,8$, usando BPSK coherente. La degradación de S/N se obtuvo con respecto al rendimiento del sistema para estimación perfecta de canal y sobre canales incorrelados, y es por ello que la degradación es mayor de cero aún con $\lambda = 0$. Se puede observar que los códigos de tasa $\frac{1}{2}$ son más vulnerables que los de tasa $\frac{3}{4}$, mientras que el de Alamouti es el más robusto. En la Fig. 3.10 se muestra la degradación de S/N cuando se usa 16QAM coherente para las matrices \mathbf{G}_2 , \mathbf{G}_3 , \mathbf{G}_4 , \mathbf{H}_3 y \mathbf{H}_4 con un receptor en función de λ para canales correlados con $\bar{C} = 0,8$. Se puede notar que aún cuando los valores de degradación de S/N cambian con el sistema de modulación, el código de Alamouti sigue siendo el más robusto y \mathbf{G}_3 y \mathbf{G}_4 los más vulnerables.

3.6.3. Estimación de mínimos cuadrados

Para presentar los resultados, se comparó con el estimador sin solapamiento propuesto en [20] y con PCSI. Debido a que el estimador sin solapamiento utiliza secuencias de entrenamiento ortogonales en frecuencia, es necesario que algunas portadoras en cada antena estén apagadas, es decir, que no se emita potencia en su banda de frecuencias. Para comparar con los estimadores propuestos, se consideraron dos escenarios: en un primer escenario (caso 1) se asumió que existen restricciones en la circuitería de transmisión que impide que el transmisor varíe significativamente la potencia transmitida; de esta forma, el estimador sin solapamiento transmitiría por una portadora la misma potencia que durante el modo de transmisión de datos, es decir, una fracción de la potencia utilizada por el estimador propuesto. El objetivo de esta prueba es cuantificar la ganancia que se obtendría en condiciones similares de circuitería en transmisión. En una segunda situación (caso 2), se supuso que al usar el estimador sin solapamiento el sistema es capaz de colocar la potencia no transmitida en las subportadoras apagadas en las subportadoras activas, situación que en la práctica podría imponer importantes restricciones a la circuitería de RF, ya que se emitiría en las subportadoras activas el doble, triple o cuádruple de la potencia que durante la transmisión de datos. Así mismo, es importante igualar las condiciones de los estimadores relativas al número de intervalos de tiempo utilizados para la estimación de canal. Para comparar el estimador sin solapamiento y el estimador propuesto usando un OSTBC de tasa $1/2$, se tomó en cuenta que el estimador sin solapamiento solo

necesita un número de intervalos de tiempo igual al número de antenas para estimar todos los canales en todos los tonos OFDM, mientras que el estimador propuesto requiere de ocho intervalos de tiempo, correspondiente a la longitud del código. Para compensar dicha diferencia, al simular el estimador sin solapamiento la CSI de cada canal fue transmitida tres veces al utilizar tres antenas transmisoras y dos veces al utilizar dos antenas transmisoras, tomándose la estimación de canal final como un promedio entre las estimaciones parciales. En contraste, la CSI al utilizar el estimador propuesto con matrices de transmisión \mathbf{G}_3 y \mathbf{G}_4 fue transmitida solo una vez.

En las Figs. 3.11 a 3.15 se puede observar la BER del estimador propuesto comparado con PCSI y el estimador sin solapamiento. Todos los estimadores propuestos ofrecen una amplia ganancia respecto al estimador sin solapamiento en el caso 1, debido a la evidente ventaja que supone transmitir con el doble, el triple o el cuádruple de la potencia. Se puede observar también en todos los casos que el rendimiento del estimador propuesto es el mismo que el del estimador sin solapamiento en el caso 2. Este resultado es consistente con el hecho de que ambos estimadores utilizan secuencias de entrenamiento ortogonales y procesamiento lineal en transmisión. En este caso, la ganancia al utilizar el nuevo estimador se limita a las ventajas de implementación o la posible reducción de costos en circuitería.

En la Fig. 3.11 se puede observar la BER para tres formas de estimación de canal usando el código de Alamouti. Para un objetivo de BER de 1×10^{-3} , el estimador de canal propuesto presenta una degradación de alrededor a 4 dB respecto a PCSI. Las Figs. 3.12 y 3.13 muestran la BER al usar las matrices \mathbf{G}_3 y \mathbf{G}_4 para ambos tipos de estimación de canal, en donde se observa que el estimador propuesto en [21] sufre una degradación de sólo 1 dB respecto a PCSI para ambos códigos. En las Figs. 3.14 y 3.15, se muestra la BER para las matrices \mathbf{H}_3 y \mathbf{H}_4 . En ambos casos la degradación de la relación señal a ruido con respecto a PCSI es menor a 2 dB.

3.6.4. Estimación de canal diferencial sobre-completa para tres antenas transmisoras

En las siguientes simulaciones se ha considerado un sistema operando en un ancho de banda de 20 MHz dividido en 256 tonos, para un período de símbolo OFDM total de $3.2 \mu\text{s}$. Se

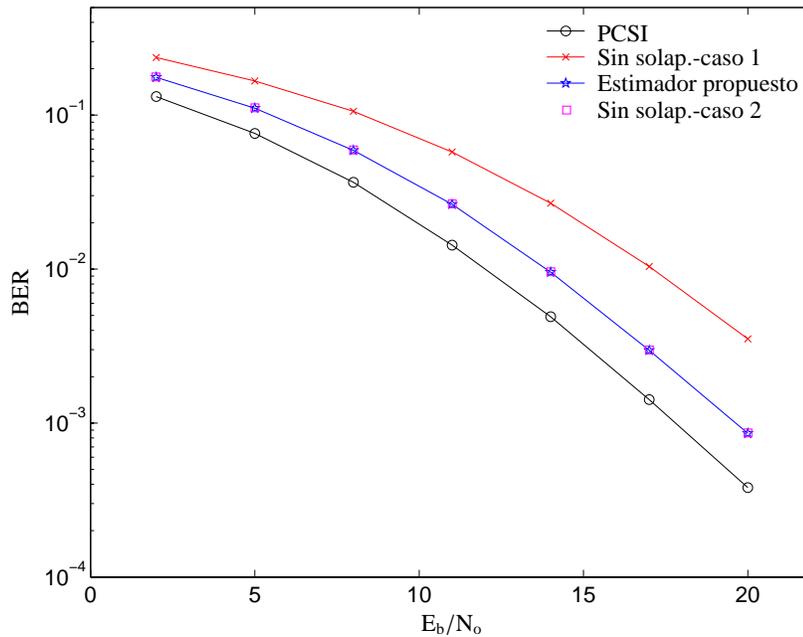


Figura 3.11: BER de un sistema OFDM usando el código de Alamouti y 16QAM

utilizan $0.8\mu s$ adicionales para el intervalo de guarda, correspondiendo a un prefijo cíclico de 64 tonos. 12 tonos fueron distribuidos uniformemente a lo largo de la palabra OFDM para estimación de canal. Debido a que el estimador sobrecompleto se basa en un algoritmo diferencial, un tono adicional se incluyó al principio de la palabra OFDM para obtener el vector de referencia \mathbf{x}_{ref} en (3.66). Como sistema de modulación se usó 16QAM. El PDP tiene la forma $\phi(\tau) \sim e^{-\tau/\tau_{rms}}$, donde $\tau_{rms} = 220\mu s$, correspondiente a un entorno de exteriores. Cada canal está formado por 8 pulsos, 7 de los cuales tienen retardos uniformemente distribuidos en el intervalo del tiempo del símbolo OFDM. Cada multitrayecto tiene una auto-correlación temporal dada por un espectro de Jakes en función de la frecuencia Doppler máxima normalizada ($f_d T_s$) igual a $1,44 \times 10^{-4}$, correspondiente a una velocidad de 12 km/h para una frecuencia central (f_c) de 3.5 GHz.

Al comparar con el estimador sin solapamiento se simuló los estimadores usando la misma cantidad de potencia, es decir, se supuso que el estimador sin solapamiento coloca la potencia no transmitida en las subportadoras apagadas en las subportadoras activas (caso 2 en las Figs. 3.11 a 3.15). En la Fig. 3.16 se muestra el error cuadrático medio normalizado de los

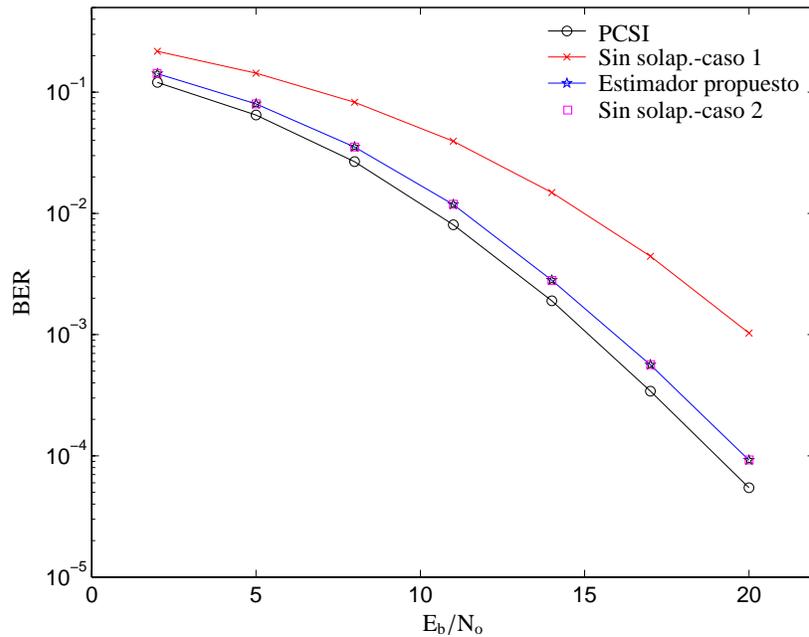


Figura 3.12: BER de un sistema OFDM usando un OSTBC de tasa un medio para tres transmisores y 16QAM

estimadores en función de la SNR. Se puede observar que los estimadores sin solapamiento y por pseudoinversa tienen el mismo rendimiento; sin embargo, establecer la ortogonalidad en el dominio del código a través de un OSTBC impone menores restricciones de implementación al mantener todas las subportadoras activas, evitando por lo tanto la variación de potencia entre las etapas de transmisión de CSI y de datos. Por otra parte, se puede observar que el estimador sobrecompleto consigue un MSE menor que los restantes estimadores para todo el rango de SNR considerado.

En la Fig. 3.17 se puede observar la tasa de error por trama (FER) usando el OSFC esporádico de tasa 3/4 y para los distintos estimadores, con una longitud de trama igual a la longitud de la palabra OFDM. El rendimiento del estimador LS sin solapamiento es muy similar al obtenido usando el estimador LS por pseudoinversa. Se puede observar que para un objetivo de FER de 10^{-2} la ganancia por utilizar el estimador sobrecompleto es de aproximadamente 0.3 dB respecto al estimador por pseudoinversa.

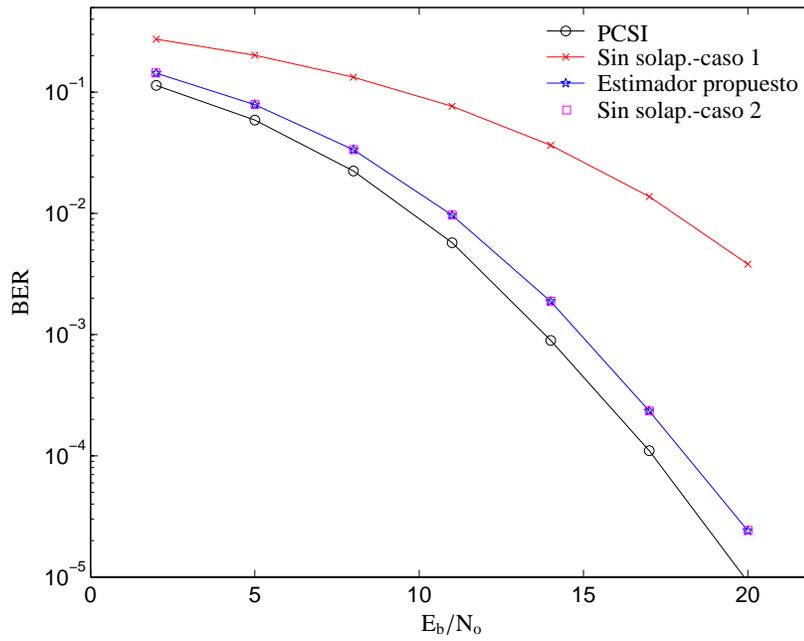


Figura 3.13: BER de un sistema OFDM usando un OSTBC de tasa un medio para cuatro transmisores y 16QAM

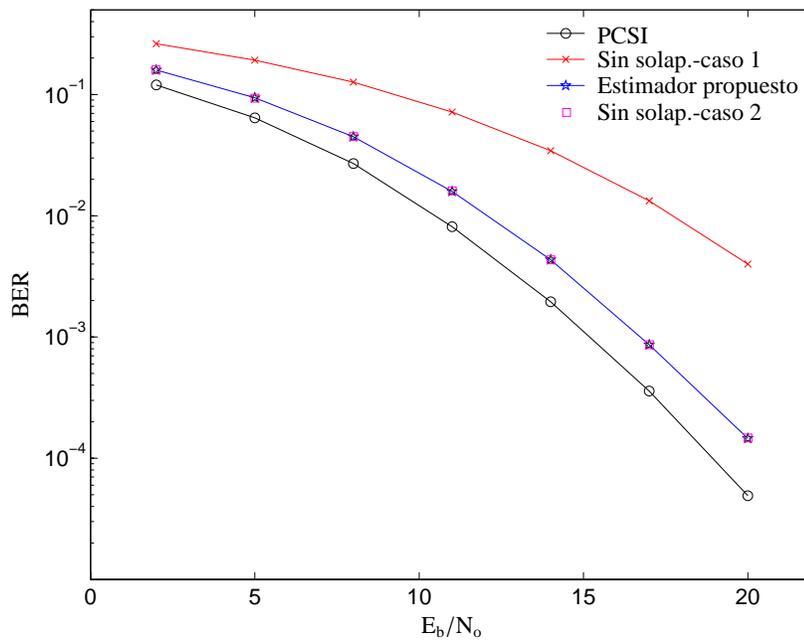


Figura 3.14: BER de un sistema OFDM usando un OSTBC de tasa 3/4 para tres transmisores y 16QAM

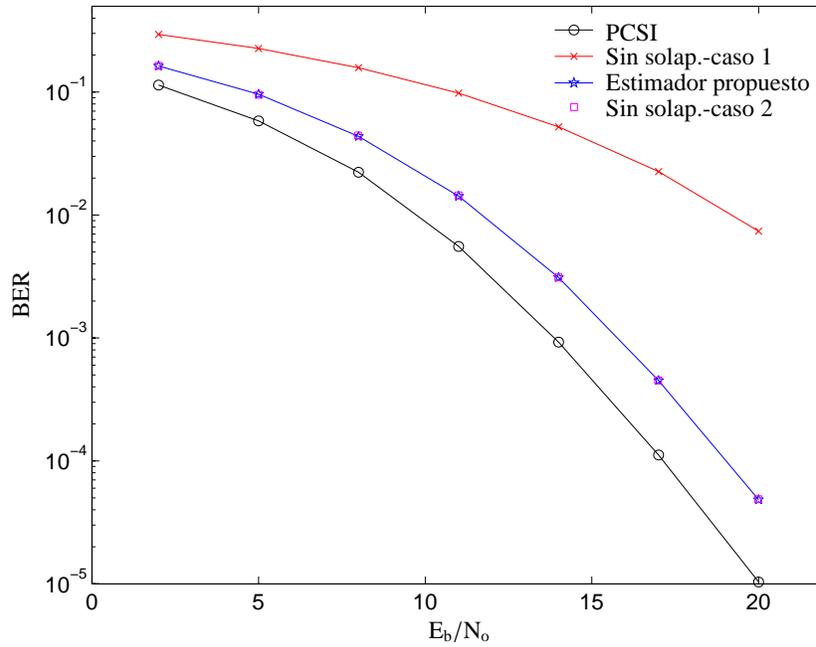


Figura 3.15: BER de un sistema OFDM usando un OSTBC de tasa 3/4 para cuatro transmisores y 16QAM

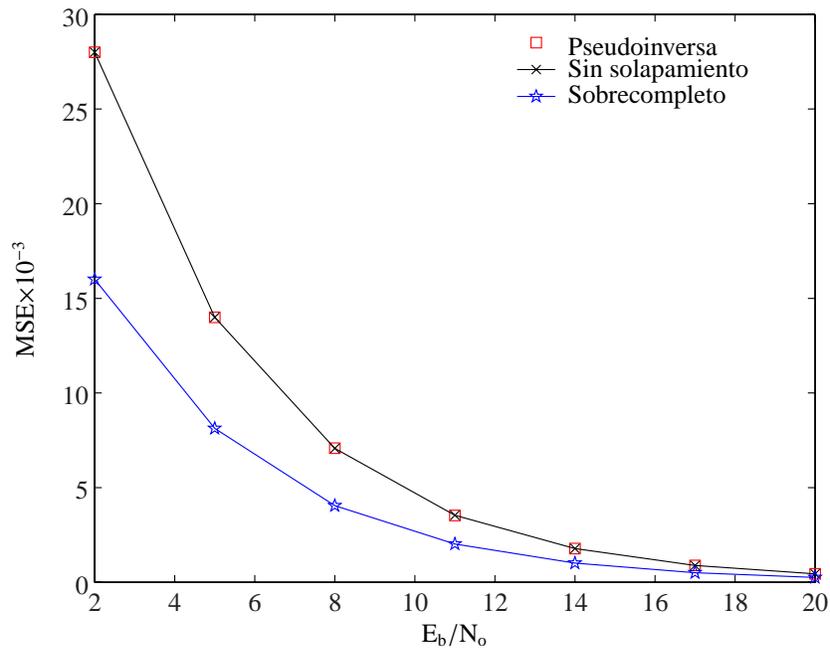


Figura 3.16: MSE del estimador diferencial sobrecompleto propuesto.

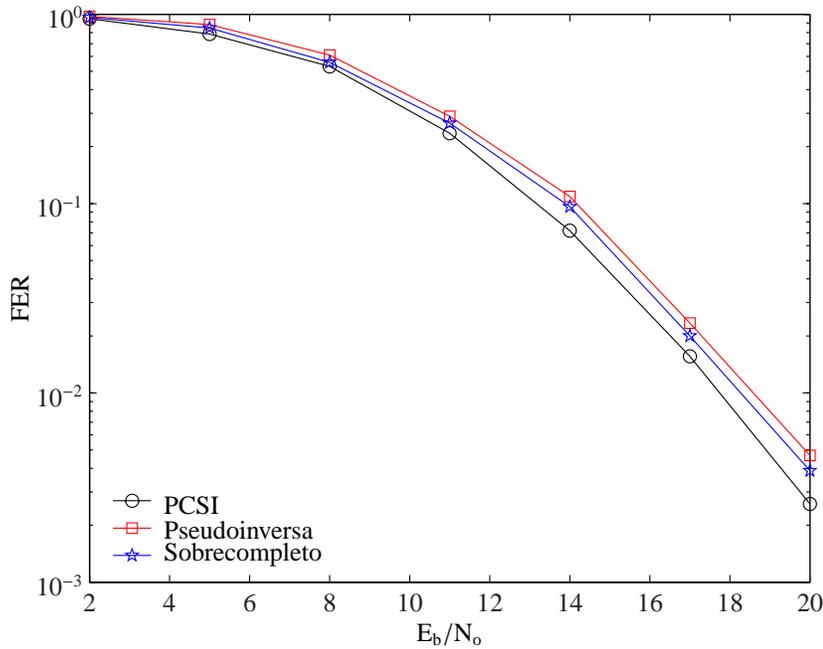


Figura 3.17: FER del estimador diferencial sobrecompleto propuesto.

3.7. Conclusiones

En este capítulo se ha presentado un análisis sobre los efectos del error de estimación de canal en sistemas basados en OSTBC, cuantificando la degradación que sufre el rendimiento del sistema con cada código debido a los efectos individuales o al efecto conjunto de ambos fenómenos.

En el contexto de sistemas OFDM, se han propuesto estimadores LS de baja complejidad especialmente adaptados para sistemas basados en OSTBC, los cuales pueden ser usados como bloques de entrenamiento en conjunto con distintas técnicas de transmisión con múltiples antenas, ya que aprovechan la estructura ortogonal de los OSTBC para desacoplar la información de canal en recepción requiriendo solo de procesamiento lineal. Los estimadores propuestos son apropiados para utilizarse en sistemas con dos antenas transmisoras y constelaciones complejas, o en sistemas con tres o cuatro antenas transmisoras con constelaciones reales o complejas. Los resultados de las simulaciones indican que bajo una restricción de igualdad de potencia los estimadores propuestos obtienen el mismo rendimiento que un estimador de sin solapamiento de baja complejidad, pero con posibles ventajas en la implementación y en

costes de circuitería.

Finalmente, también para sistemas OFDM, se ha propuesto un estimador LS diferencial basado en una representación sobrecompleta que utiliza el OSTBC esporádico de tasa $3/4$ para tres antenas transmisoras. Bloques de entrenamiento en el tren de datos son codificados espacio-temporalmente, utilizando la redundancia de las señales recibidas durante la longitud del código para realizar la estimación de canal. Se han especificado las matrices necesarias para la estimación de canal, y se probó el funcionamiento del estimador mediante simulaciones, obteniendo ganancias de aproximadamente 0.3 dB respecto a un estimador LS por pseudoinversa a expensa de un costo computacional adicional muy bajo.

Referencias

- [1] M. Sandell and O. Edfors, "A comparative study of pilot-based channel estimators for wireless OFDM," Research report TULEA 1996, Division of signal processing, Luleå University of technology, Tech. Rep., Sept. 1996.
- [2] O. Edfors, M. Sandell, J. van de Beek, S. Wilson, and B. P.O., "OFDM channel estimation by singular value decomposition," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, no. 7, pp. 931–939, July 1998.
- [3] O. Edfors, M. Sandell, J.-J. van de Beek, S. Wilson, and P. Börjesson, "Analysis of DFT-based channel estimators for OFDM," Research Report TULEA, Division of signal processing, Luleå University of Technology, Tech. Rep., Sept. 1996.
- [4] J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. Wilson, and P. Börjesson, "On channel estimation in OFDM systems," in *Proc. IEEE Vehic. Technol. Conf.*, vol. 2, Chicago, IL, 1995, pp. 815–819.
- [5] J. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2001.
- [6] L. L. Scharf, *Statistical signal processing: detection, estimation, and time series analysis*. Addison-Wesley, 1991.
- [7] P. Hoeher, "TCM on frequency-selective land-mobile fading channels," in *Proc. 5th Tirrenia Intern. Workshop on Digital Commun.*, Tirrenia, Italy, 1991, pp. 317–328.

- [8] P. Frenger and A. Svensson, "Decision-directed coherent detection in multicarrier systems on Rayleigh fading channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 48, pp. 490–498, Mar. 1999.
- [9] D. Mavares and R. P. Torres, "Channel estimation error effects on the performance of STB codes in flat frequency correlated Rayleigh channels," in *Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Fall*, vol. 1. Orlando, USA: IEEE, Oct. 2003, pp. 647–650.
- [10] R. M. Buehrer and N. Kumar, "Impact of channel estimation error on space time block codes," in *IEEE Vehicular Technology Conference - VTC 2002 Fall*, Vancouver, Canada, Sept. 2002, pp. 1921–1925.
- [11] D. Mavares and R. P. Torres, "Channel estimation error and fading correlation effect on the performance of G2 STB and MRRC systems," in *5th European Personal Mobile Communications Conference (EMPCC 2003)*, Glasgow, UK, May 2003, pp. 328–331.
- [12] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
- [13] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: performance results," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, pp. 451–460, Mar. 1999.
- [14] A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, 2nd ed., McGraw-Hill, Ed. New York: McGraw-Hill, 1995.
- [15] A. Paulraj, C. Papadias, V. Reddy, and A. V. der Veen, *Blind space-time signal processing: wireless communications*, V. Poor and G. Wornell, Eds. Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall, 1998.
- [16] Z. Ding and Y. Li, "On channel identification based on second order cyclic spectra," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 42, pp. 1260–1264, May 1994.
- [17] C. Budianu and L. Tong, "Channel estimation for space-time orthogonal block codes," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, no. 10, pp. 2515–2528, Oct. 2002.

- [18] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to Space Time Wireless Communications*. Cambridge University Press., May 2003.
- [19] G. Golub and C. van Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed. Baltimore, Maryland: The Johns Hopkins University Press, 1996.
- [20] K. Lee and D. Williams, "A multirate pilot-symbol-assisted channel estimator for OFDM transmitter diversity systems," in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP '01)*, vol. 4, Salt Lake City, UT, USA, May 2001, pp. 2409–2412.
- [21] D. Mavares and R. P. Torres, "Channel estimation for STBC-OFDM systems," in *5th IEEE International Workshop on Signal Processing Advances for Wireless Communications (SPAWC-2004)*, Lisbon, Portugal, July 2004.
- [22] J. K. Cavers, "An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, pp. 686–693, Nov. 1991.
- [23] M. S. Lewicki and T. J. Sejnowski, "Learning overcomplete representations," *Neural Computation*, vol. 12, no. 2, pp. 337–365, 2000.
- [24] E. Simoncelli, W. Freeman, E. Adelson, and D. Heeger, "Shiftable multi-scale transforms," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 38, no. 2, pp. 587–607, Mar. 1992.
- [25] A. Hansson and T. Aulin, "Generation of N correlated rayleigh fading processes for the simulation of space-time-selective radio channels," in *Proc. European Wireless '99 / 4th ITG Conference on Mobile Communications*, Munich, Germany, Oct. 1999, pp. 269–272.
- [26] T. Liew and L. Hanzo, "Space-time codes and concatenated channel codes for wireless communications," *PIEEE*, vol. 90, no. 2, pp. 185–219, Feb. 2002.

Diversidad por selección de STC

4.1. Introducción

Una de las desventajas principales de utilizar múltiples antenas en el transmisor o en el receptor es el incremento de la complejidad de la circuitería y de su costo. Para disminuir los costos de circuitería mediante la reducción del número de cadenas de RF y para aprovechar la CSI en el transmisor, se han propuesto en los últimos años varios esquemas de lazo cerrado basados en selección de antena [1–8]. En [1–3] se analizan las ventajas y el rendimiento de técnicas híbridas de selección/combinación de razón máxima. En [4–7] se estudió la capacidad alcanzable con técnicas de selección de antena en sistemas MIMO. En el contexto de multiplexación espacial, las ventajas de usar técnicas de selección se han considerado en [8]. La combinación de técnicas de selección de antena con códigos espacio-temporales ha sido propuesta en [9–13]. En [13] se demostró que la selección de subconjuntos de antenas junto a códigos espacio-tiempo produce un aumento de la SNR promedio, manteniendo el orden de diversidad (igual a aquel cuando se usan todas las antenas) cuando se dispone de conocimiento exacto del canal.

Debido a que el interés en selección de antena en MIMO estuvo principalmente motivado por la reducción de circuitería de RF, los algoritmos de selección de antena generalmente seleccionan un número fijo de antenas y mantienen un mismo STC. Sin embargo, la selección de antena en transmisión ofrece ventajas adicionales, como el hecho de que la diversidad por selección es un método eficiente para minimizar las pérdidas de capacidad y de diversidad

debido a correlaciones de canal [14, 15]. Además, las ventajas de reducción de circuitería podría desaparecer si se utiliza selección de antena en sistemas OFDM con un criterio de selección por subportadoras o subbandas (grupo de subportadoras).

La limitación de la cantidad de datos en el canal de realimentación es también un tema de importancia al diseñar sistemas que se adapten a la CSI en transmisión, para lo cual han sido propuestas distintas formas de cuantificación de la información de canal [16]. Adicionalmente, las técnicas de selección de antena son vulnerables a la desactualización de la información de realimentación en canales variables en el tiempo, donde su rendimiento se puede degradar significativamente.

En este capítulo se propone una técnica de diversidad por selección de código espacio-tiempo (STCS) para sistemas TAD, en la cual el receptor decide cuantas y cuales antenas utilizar basándose en un conjunto predeterminado de umbrales y envía esta información al transmisor, el cual ajusta el código espacio-tiempo al número de antenas seleccionadas. Los niveles umbrales se hallan fuera de línea basándose en la velocidad del móvil, de tal forma que la desactualización de la CSI sea tomada en cuenta. El algoritmo de selección propuesto permite que la transmisión se adapte a la CSI al seleccionar desde una hasta cuatro antenas transmisoras, usando solo cuatro bits de realimentación y siendo robusto contra la desactualización de la información de realimentación.

Debido a que el número de antenas transmisoras no se mantiene fijo, el algoritmo propuesto presenta similitudes con el de selección de antena multimodo, propuesto en el contexto de multiplexación espacial [15, 17–19], pero a diferencia de este último, es utilizable en sistemas con una sola antena receptora, ya que se realiza una codificación espacio-tiempo de las señales transmitidas. Así mismo, esta propuesta presenta similitudes con la combinación de 'beam-forming' y STC propuesta en [20–22], pero en nuestra propuesta los STCs se combinan con selección de antena con ganancia constante, disminuyendo la complejidad de la circuitería y la sobrecarga ('overhead') en el camino de realimentación, mientras que se toma en cuenta el intervalo entre instantes de realimentación en el diseño del sistema.

Simulaciones de Monte Carlo muestran que el sistema tiene un buen rendimiento para un amplio rango de frecuencias Doppler y en canales correlados entre sí o no, superando tanto a técnicas de selección de antena como a técnicas que combina STC y ponderación de fase o potencia en transmisión. Adicionalmente, el sistema se mostró robusto frente a errores de

estimación de la frecuencia Doppler. Se utilizaron cuatro antenas transmisoras y una antena receptora junto a los STBC propuestos en [23] y [24], pero la propuesta podría aplicarse con otros códigos espacio-tiempo. Se supuso canales de banda estrecha para probar la propuesta, mientras que en el capítulo 5 se considera su aplicación a sistemas OFDM con selección por subportadora o subbandas.

4.2. Modelo del Sistema

La Fig. 4.1 muestra el modelo del sistema de comunicación, el cual consta de cuatro antenas transmisoras y una antena receptora. El transmisor envía la CSI a través de sus cuatro antenas transmisoras. La envolvente de los canales SISO equivalente se comparan con un conjunto de umbrales prefijados, los cuales se establecen de acuerdo a la velocidad del móvil. Seguidamente, el receptor decide el STC y las antenas transmisoras que se usarán, e informa de esta decisión al transmisor. La transmisión se adapta a la decisión tomada por el receptor, manteniéndola hasta la llegada de nueva información de realimentación.

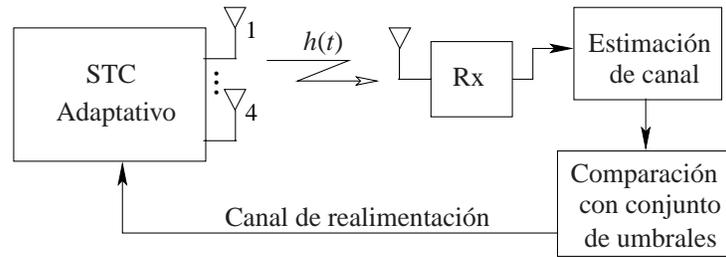


Figura 4.1: Diagrama de un sistema de diversidad en transmisión por selección de código

Para probar nuestra propuesta se han utilizado OSTBC y la transmisión se supone que ocurre en un canal de banda estrecha. La envolvente cuadrática del canal SISO equivalente al usar un OSTBC está dada por

$$\alpha_{n_T}^2 = \sum_{k=1}^{n_T} r_k^2 \quad (4.1)$$

donde n_T y r_k^2 representan el número de antenas transmisoras y la envolvente al cuadrado de canales con distribución Rayleigh, respectivamente. Es bien sabido que $\alpha_{n_T}^2$ sigue una distribución Nakagami- n_T [25] con media $\Omega_{n_T} = 2n_T$. Su función de distribución de probabilidad está

dada por

$$p_N(x) = \left(\frac{m}{\Omega_p} \right)^m \frac{x^{m-1}}{\Gamma(m)} e^{-mx/\Omega_p} \quad (4.2)$$

y la duración media de los desvanecimientos (AFD) \bar{t}_i por debajo de $\rho = \rho_i$ está dada por [26]

$$\bar{t}_i = \frac{\Gamma(m, m\rho_i^2)}{\sqrt{2\pi}f_m m^{m-1/2} \rho_i^{2m-1} e^{-m\rho_i^2}}. \quad (4.3)$$

La señal recibida se puede expresar por medio de la siguiente relación entrada/salida

$$\mathbf{Y} = \mathbf{S}_{\text{nt}} \mathbf{F} \mathbf{H} + \mathbf{V}, \quad (4.4)$$

donde \mathbf{H} representa el vector canal, \mathbf{S}_{nt} representa la matriz de codificación espacio-tiempo, \mathbf{F} es una matriz de permutación y selección y \mathbf{V} es la matriz de ruido. La matriz \mathbf{S}_{nt} puede tomar las siguientes formas, basadas en las matrices propuestas en [23] y [24], de acuerdo al número de antenas transmisoras seleccionadas:

$$\mathbf{S}_1 = \begin{pmatrix} s_0 & 0 & 0 & 0 \\ s_1 & 0 & 0 & 0 \\ s_2 & 0 & 0 & 0 \\ s_3 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad (4.5)$$

$$\mathbf{S}_2 = \begin{pmatrix} s_0 & s_1 & 0 & 0 \\ -s_1^* & s_0^* & 0 & 0 \\ s_2 & s_3 & 0 & 0 \\ -s_3^* & s_2^* & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad (4.6)$$

$$\mathbf{S}_3 = \begin{pmatrix} s_0 & s_1 & \frac{s_2}{\sqrt{2}} & 0 \\ -s_1^* & s_0^* & \frac{s_2}{\sqrt{2}} & 0 \\ \frac{s_2^*}{\sqrt{2}} & \frac{s_2^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-s_0 - s_0^* + s_1 - s_1^*)}{2} & 0 \\ \frac{s_2^*}{\sqrt{2}} & -\frac{s_2^*}{\sqrt{2}} & \frac{(s_1 + s_1^* + s_0 - s_0^*)}{2} & 0 \end{pmatrix}, \quad (4.7)$$

$$\mathbf{S}_4 = \begin{pmatrix} s_0 & s_1 & \frac{s_2}{\sqrt{2}} & \frac{s_2}{\sqrt{2}} \\ -s_1^* & s_0^* & \frac{s_2}{\sqrt{2}} & -\frac{s_2}{\sqrt{2}} \\ \frac{s_2^*}{\sqrt{2}} & \frac{s_2^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-s_0 - s_0^* + s_1 - s_1^*)}{2} & \frac{(s_0 - s_0^* - s_1 - s_1^*)}{2} \\ \frac{s_2^*}{\sqrt{2}} & -\frac{s_2^*}{\sqrt{2}} & \frac{(s_1 + s_1^* + s_0 - s_0^*)}{2} & -\frac{(s_0 + s_0^* + s_1 - s_1^*)}{2} \end{pmatrix}. \quad (4.8)$$

La única forma de realimentación está dada por la matriz de permutación y selección \mathbf{F} . Para su construcción, \mathbf{F} primero se estructura como una matriz de permutación de orden cuatro. Posteriormente, las primeras n_T columnas de la matriz identidad se colocan en la posición de las antenas seleccionadas. Finalmente, debido a que \mathbf{F} debe especificar también el número de antenas seleccionadas, sus últimas $4 - n_T$ columnas se igualan a cero. Por ejemplo, si se seleccionan las antenas 1 y 4, \mathbf{F} debe permutar las columnas 2 y 4 de \mathbf{S}_2 . Por lo tanto,

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (4.9)$$

En el extremo transmisor, el número de unos en \mathbf{F} especifica el valor de n_T , y la selección de antenas dentro del código se realiza automáticamente a través del producto $\mathbf{S}_{n_T}\mathbf{F}$. Nótese que la sobrecarga por transmitir de vuelta la matriz \mathbf{F} se limita a 4 bits.

4.3. Algoritmo de selección

En esta sección se describe el algoritmo de selección utilizado, el cual se lleva a cabo en la sección de banda base del receptor en el dominio de tiempo discreto. El algoritmo está basado en la comparación de los posibles canales SISO equivalente con un conjunto de cuatro umbrales, este último seleccionado de acuerdo a la velocidad del móvil. Como la decisión debe mantenerse hasta la llegada de nueva información de realimentación, es posible que no sea suficiente decidir sobre cuantas y cuales antenas transmisoras utilizar basándose únicamente en la CSI en el instante de decisión, sino también en la tasa de cambio de la envolvente del canal SISO equivalente.

Debido a que la tasa de cambio de la envolvente del canal SISO equivalente disminuye

con n_T , para prevenir que la envolvente caiga por debajo de un umbral prefijado durante un período de tiempo dado, los requerimientos para la selección de un canal SISO equivalente serán mayores a medida que el número de antenas transmisoras que lo componen sea menor. Para una determinada BER objetivo, a la envolvente de un canal formado por un valor de n_T más alto le tomará más tiempo caer al nivel que produce dicha BER objetivo. Por lo tanto, el nivel umbral más alto (ρ_1) corresponderá a $n_T = 1$, mientras que el umbral más bajo (ρ_4) corresponderá a $n_T = 4$. Por consiguiente, el algoritmo de selección consta de los siguientes pasos:

- *Paso 1:* Una vez que el receptor ha obtenido la CSI (la cual puede ser estimada basándose en una secuencia de pilotos enviada por el transmisor utilizando todas las antenas transmisoras), este compara las envolventes de todos los canales Rayleigh con el umbral ρ_1 . Si una o más de estas envolventes se detectan por encima de ρ_1 , las correspondientes antenas transmisoras se marcan como seleccionadas y el procedimiento salta al paso 5.
- *Paso 2:* El receptor compara las envolvente de todos los posibles canales Nakagami-2 con ρ_2 . Si una o más de ellas son detectadas por encima de ρ_2 , todas las antenas transmisoras que componen los canales detectados se marcan como seleccionadas y el procedimiento salta al paso 5.
- *Paso 3:* El receptor compara las envolvente de todos los posibles canales Nakagami-3 con ρ_3 . Si una o más de ellas son detectadas por encima de ρ_3 , todas las antenas transmisoras que componen los canales detectados se marcan como seleccionadas y el procedimiento salta al paso 5.
- *Paso 4:* El receptor compara la envolvente del canal Nakagami-4 con ρ_4 . Si esta se detecta por encima de ρ_4 , todas las antenas transmisoras se marcan como seleccionadas. De otra forma, no se selecciona ninguna antena transmisora (modo de no transmisión).
- *Paso 5:* El receptor construye la matriz de permutación y selección \mathbf{F} y la envía al transmisor.

Se puede observar que el procedimiento propuesto compara secuencialmente con los umbrales ρ_1 a ρ_4 ; tan pronto como se detecta que uno o más canales SISO equivalente están por encima

de su correspondiente umbral, las antenas que componen dicho(s) canal(es) son marcadas como seleccionadas, el procedimiento omite los siguientes pasos de comparación y se construye y envía al transmisor la matriz \mathbf{F} . De esta forma, una vez que algún canal Nakagami- n_T se detecta sobre ρ_{n_T} no se usan más umbrales, debido a que ya se ha encontrado un canal SISO equivalente que satisface los requerimientos de BER objetivo instantáneo. No es posible seleccionar n_T antenas transmisoras con ρ_{n_T+k} , $k > 0$, evitando así seleccionar canales más rápidos con niveles umbrales inferiores.

En nuestra propuesta, los canales SISO equivalente son comparados con su umbral correspondiente, y como resultado, los canales que se encuentran por encima y por debajo de los umbrales son marcados como 'útiles' o 'no-útiles', respectivamente. El procedimiento no obliga a utilizar canales 'no-útiles' o a desechar canales 'útiles' seleccionando un número fijo de antenas. Se seleccionan todas las antenas que forman un canal SISO equivalente 'útil' con la intención de ganar robustez contra la desactualización de la información de realimentación y permitiendo suprimir la transmisión (modo de no transmisión) si no existe al menos un canal SISO equivalente que satisfaga ciertas condiciones predeterminadas, al igual que en los sistemas de modulación adaptativa descritos en [27–30]. En la Fig. 4.2 se muestra un ejemplo de selección de antenas usando el algoritmo anteriormente descrito. La frecuencia Doppler de los canales Rayleigh corresponde a un móvil con velocidad igual a 12 km/h, y se utilizaron los umbrales hallados para esta condición usando el procedimiento descrito en la próxima sección y especificados en el cuadro 4.1. Se puede apreciar que la condición de seleccionar todos los canales Rayleigh que componen un canal SISO equivalente 'útil' permite que sean seleccionados canales SISO equivalente con la menor tasa de cambio posible, ya que mientras mayor sea el número de antenas seleccionadas, más lenta será su variación temporal. También se puede observar que la liberación del sistema de la necesidad de seleccionar algún canal en cada instante de decisión permite suspender la transmisión en situaciones donde claramente aumenta la probabilidad de error, como en la región central de la Fig. 4.2, donde no se ha seleccionado ninguna antena.

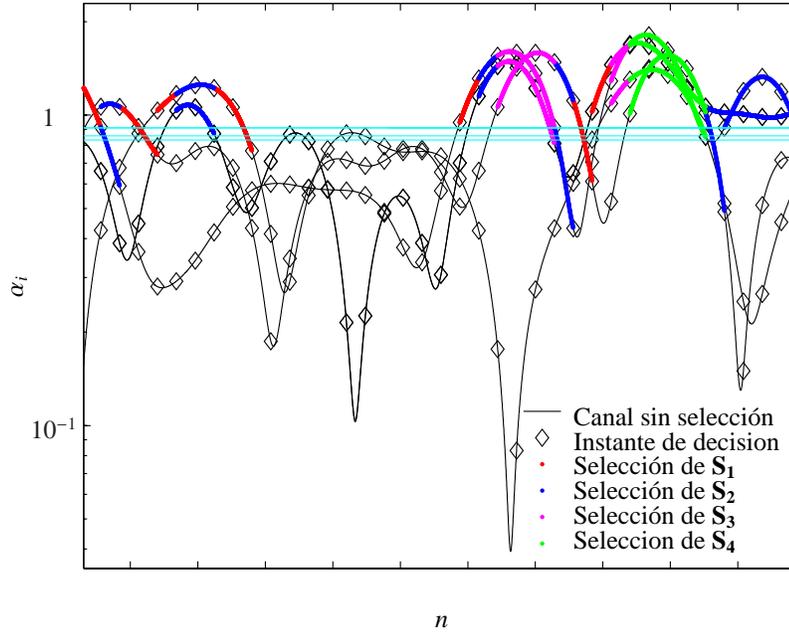


Figura 4.2: Ejemplo de selección de canales usando el algoritmo propuesto.

4.4. Búsqueda de umbrales

Al seleccionar un canal SISO equivalente solo cuando su envolvente está por encima de un cierto nivel umbral en el instante de decisión, se puede prevenir que su envolvente caiga por debajo de un determinado nivel (α_{obj}) hasta que se tome una nueva decisión. Si se establece una correspondencia entre el número de antenas seleccionadas y el sistema de modulación en uso, α_{obj} se puede obtener a partir de la expresión de la BER aproximada para un sistema MQAM y MPSK con mapeo de bit Gray en AWGN y para altas SNRs, en función del objetivo de BER instantánea, el sistema de modulación y la SNR media [31]

$$\text{BER}_{\text{MQAM}} \approx \frac{2}{k} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{k}} \right) \text{erfc} \left(\sqrt{\alpha_i^2 \frac{3}{2} \frac{k\bar{\gamma}_b}{2^k - 1}} \right) \quad (4.10)$$

y

$$\text{BER}_{\text{MPSK}} \approx \frac{1}{k} \text{erfc} \left(\sqrt{\alpha_i^2 k \bar{\gamma}_b \sin \frac{\pi}{2^k}} \right), \quad (4.11)$$

donde \bar{S} representa una potencia de transmisión constante, α_i^2 representa la envolvente cuadrática del canal SISO equivalente, y $M = 2^k$ y $\bar{\gamma}_b$ representan el tamaño de la constelación y la energía de bit a ruido media, respectivamente.

La figura 4.3 ilustra una situación en la cual la envolvente de un canal SISO equivalente seleccionado coincide con el valor del umbral ρ_i en el instante de decisión. Como no se dispone de información acerca del comportamiento futuro del canal, la envolvente se asume que cae en un desvanecimiento. El requerimiento de mantener la envolvente del canal sobre α_{obj} hasta el próximo instante se puede satisfacer mediante

$$\tau_r \leq \frac{\bar{t}_i}{2} - \frac{\bar{t}_{obj}}{2}, \quad (4.12)$$

donde τ_r representa el período de realimentación de información y \bar{t}_j representa la AFD al nivel de envolvente ρ_j dada por 4.3. El valor mínimo aceptable de la envolvente de canal se puede encontrar entonces mediante

$$\rho_{nT} = \min_{\rho_{nT}} [\bar{t}_{\rho_{nT}} - \bar{t}_{\rho_{obj}} \geq 2\tau_r]. \quad (4.13)$$

donde

$$\rho_j = \frac{\alpha_j}{\sqrt{\Omega_j}} \quad (4.14)$$

y Ω_j representa el nivel medio de la envolvente de un canal Nakagami- j dado por

$$\Omega_j = E[\alpha_j^2], \quad (4.15)$$

Al establecer una BER objetivo instantánea es posible obtener niveles de umbral que produzcan valores de BER promedio que estén por debajo de ella, debido a que las envolventes de los canales SISO equivalente seleccionados están limitadas a permanecer sobre el valor de $\Omega_{nT}\alpha_{obj}$. Mediante el objetivo de BER instantánea se puede ajustar el compromiso rendimiento-eficiencia espectral. Al disminuir la BER objetivo los niveles umbrales se elevan, la BER mejora y la eficiencia espectral disminuye.

Con el propósito de obtener la misma eficiencia espectral cuando se utilicen distintas matrices \mathbf{S}_{nT} , 8PSK se usó cuando se seleccionaron una o dos antenas transmisoras, mientras que 16QAM se utilizó al seleccionar tres o cuatro. Se encontraron dos conjuntos de umbrales para

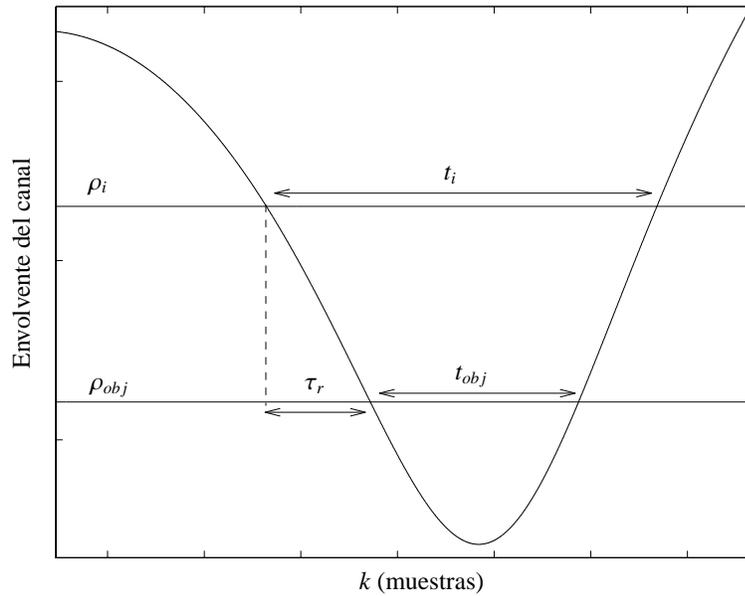


Figura 4.3: Relación entre ρ_i y ρ_{obj} .

cada valor de frecuencia Doppler ($f_d T_s$). El cuadro 4.1 contiene los umbrales encontrados en función de $f_d T_s$ usando la ecuación (4.13), para $E_b/N_o = 11$ dB y un objetivo de BER instantánea de 5×10^{-3} . Usando estos umbrales, el sistema propuesto ofrece una eficiencia espectral algo menor que 3 b/s/Hz, por lo que se usa para comparar con sistemas de 3 b/s/Hz. El cuadro 4.2 contiene los umbrales encontrados para un BER objetivo de 1.2×10^{-3} , con los cuales la eficiencia espectral del STCS puede ser considerablemente menor que 3 b/s/Hz, pero mayor que 2.25 b/s/Hz; en consecuencia serán usados para comparar con sistemas de selección de antena de 2 y 2.25 b/s/Hz.

Debido a que el valor de los umbrales aumenta con la velocidad del móvil, para velocidades elevadas se experimenta un drástico descenso en la eficiencia espectral. Para evitar esta situación y tomando en cuenta que la eficiencia espectral resultante depende principalmente del umbral más bajo (ρ_4), se estableció un valor de eficiencia espectral mínimo (T_{hrmin}) para encontrar ρ_4 . De esta forma, si el valor de ρ_4 encontrado mediante la ecuación (4.13) es menor que aquel que satisface los requerimientos de $T_{hr} = T_{hrmin}$, se selecciona este último. Se utilizó

un $T_{hrmin} = 2,7$ b/s/Hz para encontrar ρ_4 para $f_d T_s = 6,4 \times 10^{-4}$ km/h y $f_d T_s = 8,95 \times 10^{-4}$ km/h.

$f_d T_s \times 10^4$	1.28	3.84	6.4	8.95
ρ_1	-1.10	-0.71	-0.41	-0.15
ρ_2	-1.10	-0.71	-0.41	-0.17
ρ_3	-1.59	-1.02	-0.67	-0.38
ρ_4	-1.59	-1.02	-0.80	-0.80

Cuadro 4.1: Umbrales encontrados (en dB con respecto al valor medio de la envolvente de canal) en función de la frecuencia Doppler con una BER objetivo de 5×10^{-3} .

$f_d T_s \times 10^4$	1.28	3.84	6.4	8.95
ρ_1	-0.43	-0.20	0.00	0.25
ρ_2	-0.43	-0.20	0.00	0.17
ρ_3	-1.00	-0.63	-0.36	-0.15
ρ_4	-1.00	-0.63	-0.50	-0.50

Cuadro 4.2: Umbrales encontrados (en dB con respecto al valor medio de la envolvente de canal) en función de la frecuencia Doppler con una BER objetivo de 1.2×10^{-3} .

4.5. Análisis de eficiencia espectral y BER

4.5.1. Análisis de eficiencia espectral

El tamaño del conjunto de posibles canales Nakagami- n_T \mathbb{Q}_{nT} tendrá C_{nT}^4 elementos, donde

$$C_a^b = \binom{b}{a} \equiv \frac{b!}{a!(b-a)!} \quad (4.16)$$

es el número de combinaciones de b canales tomando a a la vez. Según el algoritmo de selección de la sección 4.3, de k a cuatro antenas transmisoras pueden seleccionarse usando el umbral ρ_k (en caso de seleccionar más de un canal SISO equivalente compuesto de k antenas).

Sea J_{n_T} el evento consistente en seleccionar m antenas transmisoras, y $D_{n_T}^k$ el evento de seleccionar n_T antenas usando el umbral ρ_k . Entonces, las probabilidades de seleccionar una, dos, tres o cuatro antenas transmisoras serán iguales a:

$$P\{J_1\} = P\{D_1^1\}, \quad (4.17)$$

$$P\{J_2\} = P\{D_2^1 \cup D_2^2\}, \quad (4.18)$$

$$P\{J_3\} = P\{D_3^1 \cup D_3^2 \cup D_3^3\}, \quad (4.19)$$

$$P\{J_4\} = P\{D_4^1 \cup D_4^2 \cup D_4^3 \cup D_4^4\}. \quad (4.20)$$

Los siguientes párrafos tratan sobre la probabilidad de los diferentes eventos cuando se usa el algoritmo propuesto. El evento consistente en seleccionar una sola antena transmisora usando ρ_1 , el cual es independiente de cualquier otro evento, es igual a

$$P\{D_1^1\} = P\{\text{exactamente uno } \alpha_1^2 \geq \Omega_1 \rho_1^2\} = C_1^4 (1 - q_1) q_1^3, \quad (4.21)$$

donde $q_j = P(\alpha_{n_T}^2 \leq \Omega_{n_T} \rho_{n_T}^2)$. Similarmente, seleccionar dos, tres y cuatro antenas transmisoras usando ρ_1 solo es posible si

$$P\{D_2^1\} = P\{\text{exactamente dos } \alpha_1^2 \geq \Omega_1 \rho_1^2\} = C_2^4 (1 - q_1)^2 q_1^2, \quad (4.22)$$

$$P\{D_3^1\} = P\{\text{exactamente tres } \alpha_1^2 \geq \Omega_1 \rho_1^2\} = C_3^4 (1 - q_1)^3 q_1, \quad (4.23)$$

$$P\{D_4^1\} = P\{\text{exactamente cuatro } \alpha_1^2 \geq \Omega_1 \rho_1^2\} = (1 - q_1)^4, \quad (4.24)$$

y el evento consistente en seleccionar cualquier número de antenas usando ρ_1 es

$$P\{D_1\} = P\{D_1^1\} + P\{D_2^1\} + P\{D_3^1\} + P\{D_4^1\}. \quad (4.25)$$

ya que los eventos D_1^k , $k = 1, \dots, 4$ son eventos mutuamente excluyentes.

El evento consistente en seleccionar dos antenas transmisoras usando ρ_2 es sólo posible si no se ha seleccionado ninguna antena transmisora usando ρ_1 . Entonces

$$D_2^2 = \overline{D_1} \cap \{\text{exactamente uno } \alpha_2^2 \geq \Omega_2 \rho_2^2\}, \quad (4.26)$$

y

$$P\{D_2^2\} \approx [1 - P(D_1)]P\{\text{exactamente uno } \alpha_2^2 \geq \Omega_2\rho_2^2\}; \quad (4.27)$$

luego

$$P\{D_2^2\} \approx [1 - P(D_1)]C_5^6(1 - q_2)q_2^5. \quad (4.28)$$

donde los eventos $\overline{D_1}$ y $\{\text{exactamente un } \alpha_2^2 \geq \Omega_2\rho_2^2\}$ se han supuesto en una primera aproximación como estadísticamente independientes.

Cuando exactamente dos canales Nakagami-2 están sobre ρ_2 , se pueden haber seleccionado dos o tres antenas transmisoras. Por ejemplo, cuando $(r_1 + r_2)^2 \geq \Omega_2\rho_2^2$ y $(r_1 + r_3)^2 \geq \Omega_2\rho_2^2$, se seleccionan tres antenas. Por el contrario, si $(r_1 + r_2)^2 \geq \Omega_2\rho_2^2$ y $(r_3 + r_4)^2 \geq \Omega_2\rho_2^2$, se seleccionan cuatro antenas. Sin embargo, ya que solo una pequeña fracción de eventos producen la selección de cuatro antenas, en el análisis se ha supuesto, por motivos de simplicidad, que siempre se seleccionan tres antenas cuando exactamente dos canales Nakagami-2 están por encima de ρ_2 . Para el evento de seleccionar tres antenas transmisoras usando ρ_2

$$D_3^2 = \overline{D_1} \cap \{\text{exactamente dos } \alpha_2^2 \geq \Omega_2\rho_2^2\}, \quad (4.29)$$

y

$$P\{D_3^2\} \approx [1 - P(D_1)]P\{\text{exactamente dos } \alpha_2^2 \geq \Omega_2\rho_2^2\}; \quad (4.30)$$

luego

$$P\{D_3^2\} \approx [1 - P(D_1)]C_4^6(1 - q_2)^2q_2^4. \quad (4.31)$$

donde los eventos $\overline{D_1}$ y $\{\text{exactamente dos } \alpha_2^2 \geq \Omega_2\rho_2^2\}$ se han supuesto estadísticamente independientes.

Cuando exactamente tres canales Nakagami-2 están por encima de ρ_2 (evento D_3^2), es posible seleccionar tanto tres como cuatro antenas, dependiendo de la combinación de canales Rayleigh, pero la mayoría de los eventos llevan a la selección de cuatro antenas. Por lo tanto, el problema se ha simplificado de nuevo asumiendo que cuando exactamente tres canales Nakagami-2 están por encima de ρ_2 , siempre se seleccionan cuatro antenas transmisoras

$$D_4^2 = \overline{D_1} \cap \{\text{tres ó más } \alpha_2^2 \geq \Omega_2\rho_2^2\}, \quad (4.32)$$

entonces

$$D_4^2 = \overline{D_1} \cap [\{\text{exactamente tres } \alpha_2^2 \geq \Omega_2 \rho_2^2\} \cup \{\text{exactamente cuatro } \alpha_2^2 \geq \Omega_2 \rho_2^2\} \\ \cup \{\text{exactamente cinco } \alpha_2^2 \geq \Omega_2 \rho_2^2\} \cup \{\text{exactamente seis } \alpha_2^2 \geq \Omega_2 \rho_2^2\}] \quad (4.33)$$

y

$$P\{D_4^2\} \approx [1 - P(D_1)][P\{\text{exactamente tres } \alpha_2^2 \geq \Omega_2 \rho_2^2\} + P\{\text{exactamente cuatro } \alpha_2^2 \geq \Omega_2 \rho_2^2\} + \\ P\{\text{exactamente cinco } \alpha_2^2 \geq \Omega_2 \rho_2^2\} + P\{\text{exactamente seis } \alpha_2^2 \geq \Omega_2 \rho_2^2\}]. \quad (4.34)$$

Por tanto

$$P\{D_4^2\} \approx [1 - P(D_1)][C_3^6(1 - q_2)^3 q_2^3 + C_4^6(1 - q_2)^4 q_2^2 + C_5^6(1 - q_2)^5 q_2 + (1 - q_2)^6], \quad (4.35)$$

donde los eventos $\overline{D_1}$ y $\{\text{tres ó más } \alpha_2^2 \geq \Omega_2 \rho_2^2\}$ se han supuesto que son estadísticamente independientes. El evento consistente en seleccionar cualquier número de antenas usando ρ_2 es

$$D_2 = D_2^2 \cup D_3^2 \cup D_4^2, \quad (4.36)$$

y

$$P\{D_2\} = P\{D_2^2\} + P\{D_3^2\} + P\{D_4^2\}. \quad (4.37)$$

debido a que D_2^k , $k = 2, \dots, 4$ son eventos mutuamente excluyentes.

Como en el caso de D_2^2 , los eventos consistentes en seleccionar tres o cuatro antenas usando ρ_3 solo son posibles si no se ha seleccionado antena alguna usando ρ_1 o ρ_2 . Entonces, el evento consistente en seleccionar tres antenas usando ρ_3 es igual a

$$D_3^3 = \overline{D_1} \cap \overline{D_2} \cap \{\text{exactamente uno } \alpha_3^2 \geq \Omega_3 \rho_3^2\}, \quad (4.38)$$

por lo tanto

$$P\{D_3^3\} \approx [1 - P(D_1)][1 - P(D_2)]P\{\text{exactamente uno } \alpha_3^2 \geq \Omega_3 \rho_3^2\} \quad (4.39)$$

y

$$P\{D_3^3\} \approx [1 - P(D_1)][1 - P(D_2)]C_1^4(1 - q_3)q_3^3, \quad (4.40)$$

asumiendo independencia estadística entre los eventos $\overline{D_1}$, $\overline{D_2}$ y {exactamente uno $\alpha_3^2 \geq \Omega_3\rho_3^2$ }.

El evento consistente en seleccionar cuatro antenas transmisoras usando ρ_3 es igual a

$$D_4^3 = \overline{D_1} \cap \overline{D_2} \cap \{\text{dos ó más } \alpha_3^2 \geq \Omega_3\rho_3^2\}, \quad (4.41)$$

entonces

$$D_4^3 = \overline{D_1} \cap \overline{D_2} \cap [\{\text{exactamente dos } \alpha_3^2 \geq \Omega_3\rho_3^2\} \cup \{\text{exactamente tres } \alpha_3^2 \geq \Omega_3\rho_3^2\} \\ \cup \{\text{exactamente cuatro } \alpha_3^2 \geq \Omega_3\rho_3^2\}], \quad (4.42)$$

$$P\{D_4^3\} = [1 - P(D_1)][1 - P(D_2)][\{P\{\text{exactamente dos } \alpha_3^2 \geq \Omega_3\rho_3^2\} + \\ P\{\text{exactamente tres } \alpha_3^2 \geq \Omega_3\rho_3^2\} + P\{\text{exactamente cuatro } \alpha_3^2 \geq \Omega_3\rho_3^2\}\}] \quad (4.43)$$

y

$$P\{D_4^3\} \approx [1 - P(D_1)][1 - P(D_2)][C_2^4(1 - q_3)^2q_3^2 + C_3^4(1 - q_3)^3q_3 + (1 - q_3)^4]; \quad (4.44)$$

suponiendo independencia estadística entre los eventos $\overline{D_1}$, $\overline{D_2}$ y {dos ó más $\alpha_3^2 \geq \Omega_3\rho_3^2$ }.

El evento consistente en seleccionar cualquier número de antenas usando ρ_3 es

$$D_3 = D_3^3 \cup D_4^3, \quad (4.45)$$

y

$$P\{D_3\} = P\{D_3^3\} + P\{D_4^3\}. \quad (4.46)$$

debido a que D_3^3 y D_4^3 son eventos mutuamente excluyentes. El evento consistente en seleccionar cuatro antenas usando ρ_4 solo es posible si no se ha seleccionado ninguna antena previamente. Por lo tanto

$$D_4^4 = \overline{D_1} \cap \overline{D_2} \cap \overline{D_3} \cap \{\alpha_4^2 \geq \Omega_4\rho_4^2\}, \quad (4.47)$$

entonces

$$P\{D_4^4\} \approx [1 - P(D_1)][1 - P(D_2)][1 - P(D_2)][1 - q_4]. \quad (4.48)$$

Finalmente, el evento de no transmisión está dado por

$$\text{NT} = \overline{\text{D}_1 \cup \text{D}_2 \cup \text{D}_3 \cup \text{D}_4^4}, \quad (4.49)$$

en consecuencia

$$P\{\text{NT}\} = [1 - P\{\text{D}_1\}][1 - P\{\text{D}_2\}][1 - P\{\text{D}_3\}][1 - P\{\text{D}_4^4\}], \quad (4.50)$$

y la eficiencia espectral es igual a

$$T_{hr} = 1 - P\{\text{NT}\}. \quad (4.51)$$

4.5.2. Análisis de BER

La probabilidad de error del sistema STCS está dada por

$$P_e = \sum_{k=1}^4 \text{D}_k^1 \int_{\alpha_{obj1}}^{\infty} \text{BER}_k(\alpha_k^2) \tilde{p}_k(\alpha_k^2) d\alpha_k + \sum_{k=2}^4 \text{D}_k^2 \int_{\alpha_{obj2}}^{\infty} \text{BER}_k(\alpha_k^2) \tilde{p}_k(\alpha_k^2) d\alpha_k + \sum_{k=3}^4 \text{D}_k^3 \int_{\alpha_{obj3}}^{\infty} \text{BER}_k(\alpha_k^2) \tilde{p}_k(\alpha_k^2) d\alpha_k + \text{D}_4^4 \int_{\alpha_{obj4}}^{\infty} \text{BER}_4(\alpha_4^2) \tilde{p}_4(\alpha_4^2) d\alpha_4, \quad (4.52)$$

donde $\text{BER}_k(\alpha_k^2)$ es la expresión de la BER para $n_T = k$ según (4.10) y (4.11), y $\tilde{p}_k(\alpha_k^2)$ es una distribución chi-cuadrado truncada con $2k$ grados de libertad, dada por

$$\tilde{p}_k(\alpha_k^2) \equiv \frac{p_k(\alpha_k^2)}{P_k(\infty) - P_k(\alpha_k^2)} = \frac{p_k(\alpha_k^2)}{1 - P_k(\alpha_k^2)}, \quad (4.53)$$

donde $p_k(\alpha_k^2)$ y $P_k(\alpha_k^2)$ representan, respectivamente, la distribución de probabilidad y la función acumulativa de probabilidad chi-cuadrado con $2k$ grados de libertad. El primer término del lado derecho de la ecuación (4.52) representa el caso de seleccionar desde una hasta cuatro antenas usando ρ_1 , mientras que el segundo término considera la selección de dos a cuatro antenas usando ρ_2 . El uso de ρ_3 para seleccionar de tres a cuatro antenas se representa por medio del tercer término, mientras que el último considera la selección de cuatro antenas usando ρ_4 .

4.6. Resultados y discusión

En las simulaciones se supuso que existe una sincronización ideal del muestreo en el receptor. Se utilizaron canales tipo Rayleigh de banda estrecha, modelados como variables aleatorias circulares complejas de media cero y desviación estándar unitaria. Por simplicidad se estableció un canal de realimentación con retardo cero. En los casos donde no se supuso que existía una estimación perfecta de canal en el receptor, la estimación de canal se mantuvo constante entre pilotos de estimación de canal.

La potencia de transmisión se mantuvo constante independientemente del número de antenas transmisoras usadas, distribuyéndola uniformemente entre ellas. El tiempo de símbolo fue de $T_s = 3,2\mu\text{s}$ y la frecuencia portadora de $f_c = 3,5$ GHz. La frecuencia Doppler máxima normalizada ($f_d T_s$) de los canales simulados fue de $1,28 \times 10^{-3}$, $3,84 \times 10^{-4}$, $6,4 \times 10^{-4}$ y $8,95 \times 10^{-4}$, correspondientes a velocidades del móvil (v) de 12 km/h, 62 km/h, 37 km/h y 86 km/h, respectivamente. Los símbolos pilotos se distribuyeron de la siguiente forma: un conjunto de pilotos usados para la estimación de canal en el receptor cada 14 símbolos cuando no se supuso PCSI en recepción, y un conjunto de símbolos pilotos usados para estimación de canal y selección (información del STCS hacia adelante y hacia atrás) cada 140 símbolos. Entonces, para los cuatro canales de prueba, un espaciamiento fijo de los pilotos de realimentación de 140 símbolos corresponde al 10 %, 30 %, 50 % y 70 % del tiempo de coherencia del canal (T_C), respectivamente, cuando se usa la relación entre T_C y f_d dada por

$$T_C = \frac{9}{16\pi f_d}. \quad (4.54)$$

4.6.1. Comparación del análisis teórico y las simulaciones

El cuadro 4.6.1 contiene los resultados de eficiencia espectral provenientes del análisis y de las simulaciones para diferentes velocidades del móvil y $E_b/N_o = 11$ dB. Se observa una buena correspondencia entre el análisis y las simulaciones y se puede notar que en ambos casos la velocidad de transmisión se reduce con la velocidad del móvil. Esto es debido a que los niveles umbrales se elevan con la velocidad, proporcionando protección al sistema contra la desactualización de la CSI.

La Fig. 4.4 muestra una comparación de la BER analizada y simulada para diferentes velo-

v (km/h)	12	37	62	86
T_{hr} analítica	2.88	2.81	2.74	2.70
T_{hr} simulada	2.89	2.80	2.70	2.60

Cuadro 4.3: Eficiencia espectral analítica y simulada (en b/s/Hz) para distintas velocidades del móvil y $E_b/N_0 = 11$ dB.

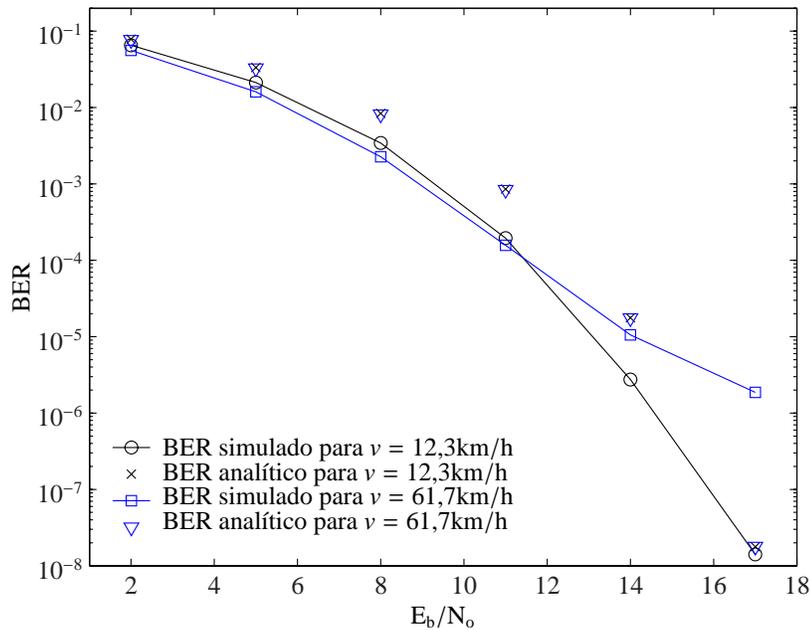


Figura 4.4: Comparación de resultados de BER de análisis y simulaciones.

idades del móvil. Obsérvese que los resultados analíticos son muy similares entre sí independientemente de la velocidad del vehículo. Esto es consistente con el hecho de que los umbrales para distintos canales SISO equivalente han sido encontrados usando la misma BER objetivo. Las diferencias entre los resultados simulados y los teóricos se pueden deber al hecho de que las funciones de distribución de probabilidad dadas por (4.3) son un modelo aproximado de la estadística de los canales en el sistema propuesto, ya que existe una probabilidad pequeña pero finita de que los canales tomen valores por debajo de $\Omega_{n_T} \alpha_{obj}$. Este hecho se ha comprobado en las simulaciones y tiene su origen en que la duración de los desvanecimientos es un parámetro estadístico y el cálculo de α_{obj} se hace en base a su valor medio. La probabilidad de encontrar valores de los canales por debajo de los valores de $\Omega_{n_T} \alpha_{obj}$ aumenta con el tiempo

de realimentación, lo cual explica la degradación de la BER para el caso de altas velocidades y altas SNRs (ver curva para 62 km/h en la Fig. 4.4).

4.6.2. Canales incorrelados

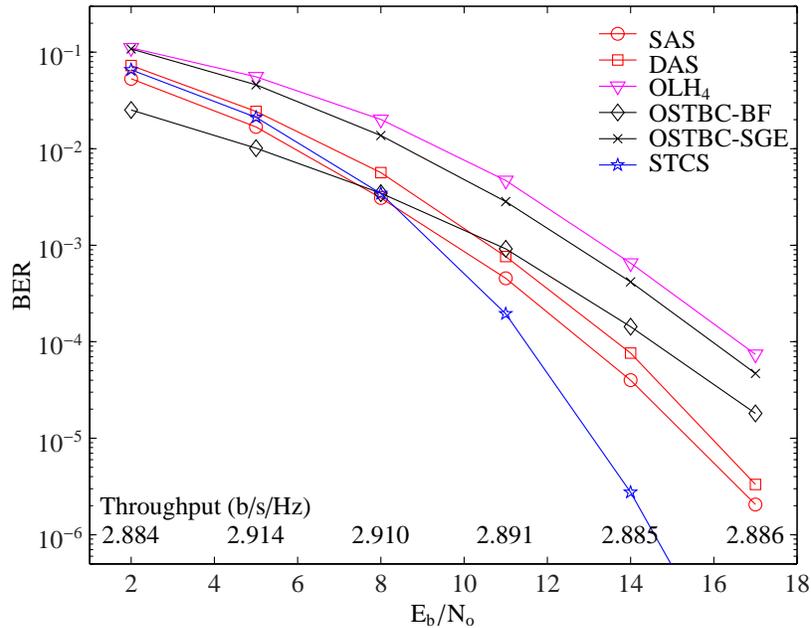


Figura 4.5: BER y eficiencia espectral del sistema propuesto en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 3 b/s/Hz para canales incorrelados y $v = 12$ km/h.

Para presentar los resultados, se ha comparado con la técnica de selección de una sola antena (SAS), con selección de dos antenas (DAS) propuesta en [13] y con un OSTBC (lazo abierto) con cuatro antenas transmisoras (OLH₄) propuesta en [24]. Al utilizar 8PSK para SAS y DAS, y 16QAM para OLH₄ se obtienen sistemas con una eficiencia espectral de 3 b/s/Hz. Similarmente, al utilizar QPSK para SAS y DAS, y 8PSK para OLH₄ se obtienen sistemas con una eficiencia espectral de 2 y 2.25 b/s/Hz, respectivamente. Adicionalmente, con la intención de comparar con sistemas que utilicen cuatro cadenas de RF, se simuló los sistemas de combinación de beamforming y OSTBC (OSTBC-BF) propuesta en [20] y de combinación de OSTBC con codificación de subgrupos de antenas (OSTBC-SGE) propuesta en [32]. El

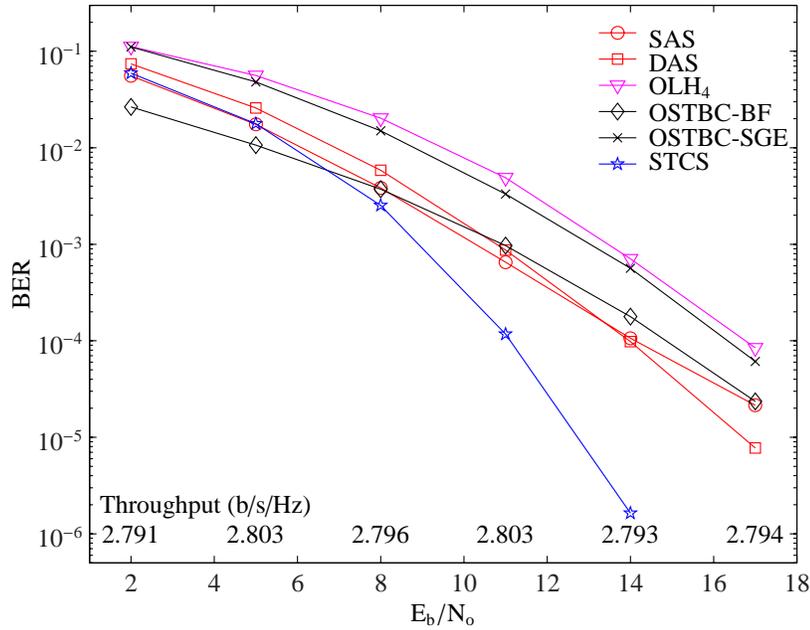


Figura 4.6: BER y eficiencia espectral del sistema propuesto en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 3 b/s/Hz para canales incorrelados y $v = 37$ km/h.

sistema de combinación de OSTBC y codificación de antena se estableció con una carga de realimentación de 4 bits, mientras que la combinación de beamforming y OSTBC requiere de mayor información de realimentación, de forma que para este último sistema se estableció una mucho mayor exactitud en la cuantificación de la información de realimentación, con un total 512 bits para realimentar el vector de canal (correspondiente a la representación de cuatro números complejos según el estándar IEEE 754 para precisión de variables tipo doble). La razón para introducir tal cantidad de realimentación es que el beamforming requiere de la premultiplicación por el vector de canal complejo en transmisión, mientras que cualquier intento de reducir el número de bits de realimentación afecta sensiblemente el funcionamiento del sistema. Al simular un OSTBC-BF en condiciones similares de realimentación (por ejemplo, con 8 bits de realimentación para representar un vector de canal de cuatro elementos complejos), el rendimiento del sistema se deteriora de tal forma que se obtiene una BER superior a 1×10^{-1} para cualquier SNR. Por otra parte, importantes esfuerzos se realizan para cuantificar adecuadamente el canal [16]. Debido a que en esta tesis no se hizo intento alguno de utilizar técnicas

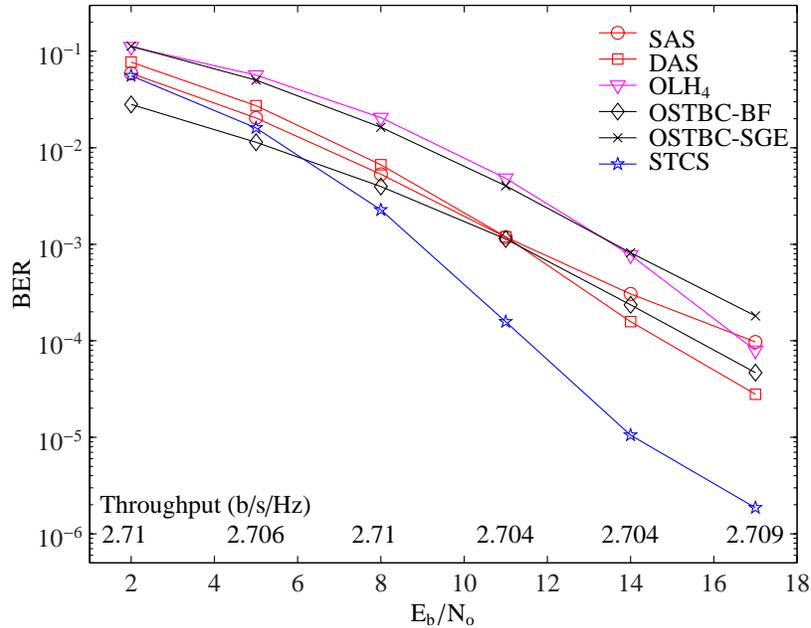


Figura 4.7: BER y eficiencia espectral del sistema propuesto en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 3 b/s/Hz para canales incorrelados y $v = 62$ km/h.

eficientes de cuantificación del vector de canal y que estas podrían impactar significativamente en el rendimiento del OSTBC-BF, se optó por comparar con este sistema sin imponer ningún deterioro producto de la cuantificación de la información de realimentación. Como sistemas de modulación, se utilizó 8PSK para OSTBC-SGE y 16QAM para OLH₄ y OSTBC-BF, para una eficiencia espectral de 3 b/s/Hz, mientras que al usar QPSK para OSTBC-SGE y 8PSK para OSTBC-BF se obtiene eficiencias espectrales de 2 y 2.25 b/s/Hz respectivamente.

Las Figs. 4.5, 4.6, 4.7 y 4.8 muestran la BER y la eficiencia espectral simuladas para diferentes SNRs y velocidad del móvil en comparación con sistemas de 3 b/s/Hz. En la Fig. 4.5 se puede observar que SAS es ligeramente mejor que STCS para bajas SNRs, hasta 8 dB, pero que el rendimiento de STCS es significativamente mejor que el resto de los sistemas, incluyendo a SAS, para mayores SNRs. Cuando el vehículo se mueve lentamente, la CSI es aún reciente en el instante de realimentación, y seleccionar la mejor antena (SAS) produce buenos resultados. Debido a que la ganancia de diversidad se espera que ocurra a altas SNRs, los beneficios de usar SAS superan aquellos de STCS para bajas SNRs. Pero a mayores SNRs,

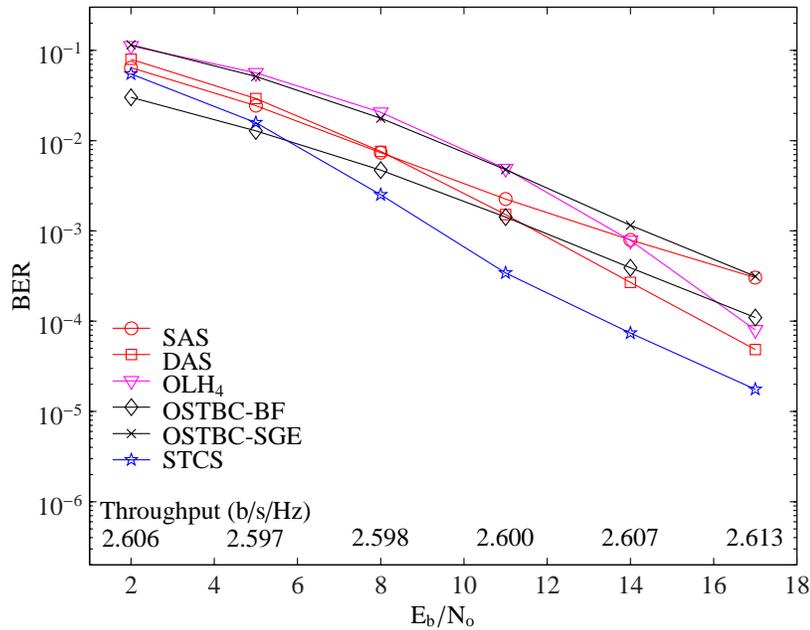


Figura 4.8: BER y eficiencia espectral del sistema propuesto en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 3 b/s/Hz para canales incorrelados y $v = 86$ km/h.

STCS supera ampliamente a SAS. Respecto a sistemas que usan cuatro cadenas de RF, se puede observar que el OSTBC-BF obtiene un mejor rendimiento que el STCS para SNRs de hasta 8 dB, pero la mayor pendiente de la curva de BER del STCS produce importantes ganancias para mayores SNRs. La ganancia del STCS frente al OSTBC-SGE es importante para cualquier valor de SNR. La eficiencia espectral para SAS y OLH₄ es en todos los casos igual a 3 b/s/Hz. Cuando se usa STCS, se debe pagar un precio en forma de reducción de la eficiencia espectral; la leyenda inferior muestra la eficiencia espectral para el sistema STCS, la cual oscila entre 2.884 b/s/Hz y 2.914 b/s/Hz, equivalentes al 96.1 % y el 97 % de la máxima velocidad obtenible.

La Fig. 4.6 muestra que la BER para el STCS es similar a la de SAS para $E_b/N_0 \leq 5$ dB, y significativamente mejor que SAS, DAS y OLH₄ para valores mayores de E_b/N_0 . OSTBC-BF supera al STCS solamente para $E_b/N_0 \leq 5$ dB. La eficiencia espectral oscila en este caso entre 2.791 b/s/Hz (93 %) y 2.803 b/s/Hz (93.4 %).

En la Fig. 4.7 se puede observar como la BER del STCS es afectada para altas SNRs y

altas velocidades del móvil. Como se comentó durante la comparación de la BER analítica y simulada, el rendimiento de la selección de una antenas dentro del algoritmo de selección del STCS es seriamente afectado en estas condiciones, y el numero de errores obtenidos durante esta selección domina la BER total. Aun así, la BER del STCS es significativamente mejor que la de los restantes sistemas.

En la Fig. 4.8 se puede observar que la BER del OLH₄ comienza a ser competitiva, no debido a su mejoría sino debido a la degradación del rendimiento de los restantes sistemas. Aun cuando el rendimiento del STCS tiende a nivelarse, todavía existe una ganancia de más de 2 dB respecto a DAS, de más de 3 dB respecto a SAS y OSTBC-BF y de más de 5 dB respecto a OSTBC-SGE y OLH₄ para una BER objetivo de 10^{-4} . Sin embargo, se debe esperar que el rendimiento de OLH₄ iguale al del STCS para mayores velocidades del móvil y altas SNRs. En la Fig. 4.8 se muestra una mayor penalización en la eficiencia espectral, estando la velocidad entre 2.5971 (86.6 %) y 2.6131 (87.1 %). Esto es debido a la elevación de los umbrales cuando aumenta la velocidad. La utilidad del sistema STCS es entonces limitada para canales rápidos o muy rápidos.

Las figuras 4.9, 4.10 4.11 y 4.12 muestran la BER y la eficiencia espectral simuladas para diferentes SNRs y velocidades del móvil de 12 km/h, 37 km/h, 62 km/h y 87 km/h, respectivamente, en comparación con sistemas de 2 y 2.25 b/s/Hz. En la Fig. 4.9 se puede observar que tanto SAS como DAS superan en rendimiento al STCS para SNRs de hasta 8 dB, pero la BER del STCS es igual o menor que los restantes sistemas para mayores SNRs. En esta situación, la eficiencia espectral del STCS es 37 % y 21.5 % mayor en promedio que aquella de SAS-DAS y OLH₄, respectivamente. Respecto a sistemas de transmisión adaptativa, se puede observar que OSTBC-SGE es seriamente afectado por las condiciones de simulación, en particular por la desactualización de la información de realimentación, a tal punto que su rendimiento llega a ser menor que aquel de OLH₄ para altas SNRs. Por otra parte, OSTBC-BF obtiene un excelente rendimiento para bajas SNRs, pero ya a 14 dB su rendimiento es menor que aquel del STCS. El STCS obtiene mucho menores valores de BER para mayores SNRs, sin encontrar el cambio de pendiente de la curva de BER que se observa para el OSTBC-BF. Por otra parte, el STCS ofrece una eficiencia espectral significativamente superior a aquellas de OSTBC-BF y OSTBC-SGE (entre 22 % y 37 % superior).

La Fig. 4.10 muestra que la BER del STCS es igual o mejor que aquella de las técnicas

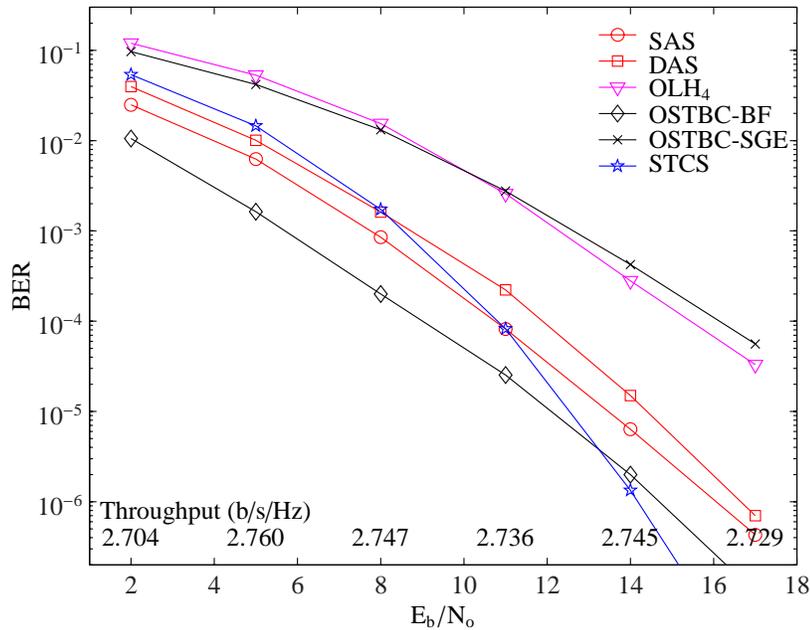


Figura 4.9: BER y eficiencia espectral del sistema propuesto en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales incorrelados y $v = 12$ km/h.

de selección de antena y de transmisión adaptativa para $E_b/N_0 \geq 8$ dB, con una eficiencia espectral 32 % y 17 % mayor. El OSTBC-SGE mantiene su rendimiento con poca degradación, mientras que la desactualización de la información de realimentación produce un deterioro sensible del rendimiento del OSTBC-BF. Una situación similar se muestra en la Fig. 4.11, en donde el STCS supera al resto de los sistemas para $E_b/N_0 \geq 8$ dB tanto en rendimiento de BER como en eficiencia espectral, con un incremento de la eficiencia de 26.5 % y 12.5 %. Finalmente, la Fig. 4.12 compara a los sistemas para $v = 87$ km/h, en donde se observa que el rendimiento de BER es sólo ligeramente mejor al de DAS, pero con una eficiencia espectral 20 % mayor como media.

4.6.3. Efectos del error de estimación de frecuencia Doppler

Ya que los umbrales han sido hallados en función de la velocidad del móvil, el receptor debe estimar esta velocidad o, equivalentemente, la correspondiente tasa de cambio de la

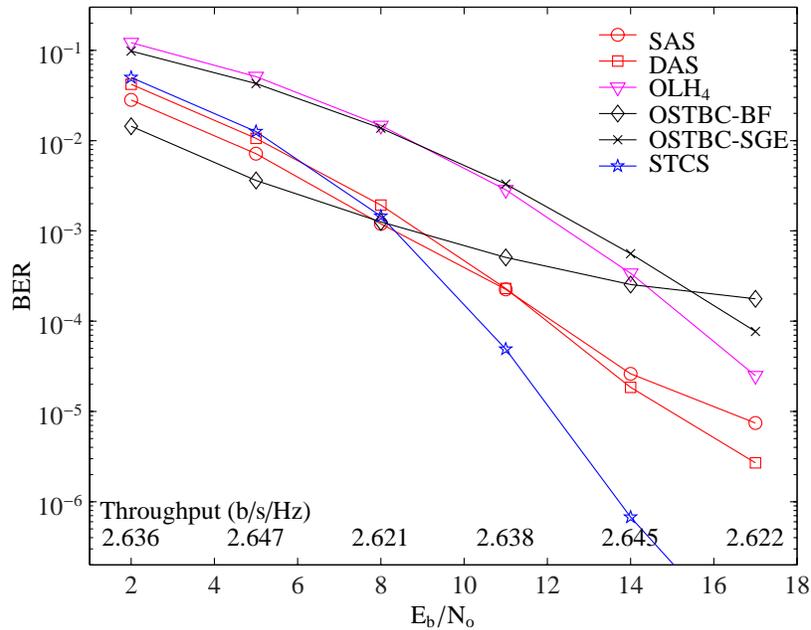


Figura 4.10: BER y eficiencia espectral del sistema propuesto en comparación con sistemas de selección de antenna y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales incorrelados y $v = 37$ km/h.

envolvente del canal. Si existiesen errores de estimación de la velocidad del móvil o de la frecuencia Doppler de considerable magnitud, se podrían seleccionar un conjunto de umbrales no correspondiente con la velocidad real del canal. Para probar la robustez del sistema STCS con respecto a la selección de los niveles umbrales, en la Figs. 4.13, 4.14, 4.15 y 4.16 se muestra la BER y la eficiencia espectral del STCS cuando se usan umbrales hallados para una velocidad diferente a la real en canales incorrelados. En la Fig. 4.13 se compara el rendimiento de los sistemas para un móvil con $v = 12$ km/h, usando el STCS los umbrales correspondiente a esa velocidad y aquellos correspondientes a $v = 37$ km/h. Se puede observar que al utilizar umbrales hallados para $v = 37$ km/h el STCS disminuye su rendimiento (aumenta la BER), pero con un incremento en la eficiencia espectral resultante (desde alrededor a 90 % a alrededor de 96 % de la velocidad máxima). En las Fig. 4.14 y 4.15 puede observarse el rendimiento del STCS con velocidades del móvil de 37 km/h y 62 km/h, respectivamente, cuando se utilizan umbrales hallados para velocidades diferentes. En ambos casos se puede apreciar que tanto la BER como la eficiencia espectral varían dentro de un rango relativamente estrecho, sin que se

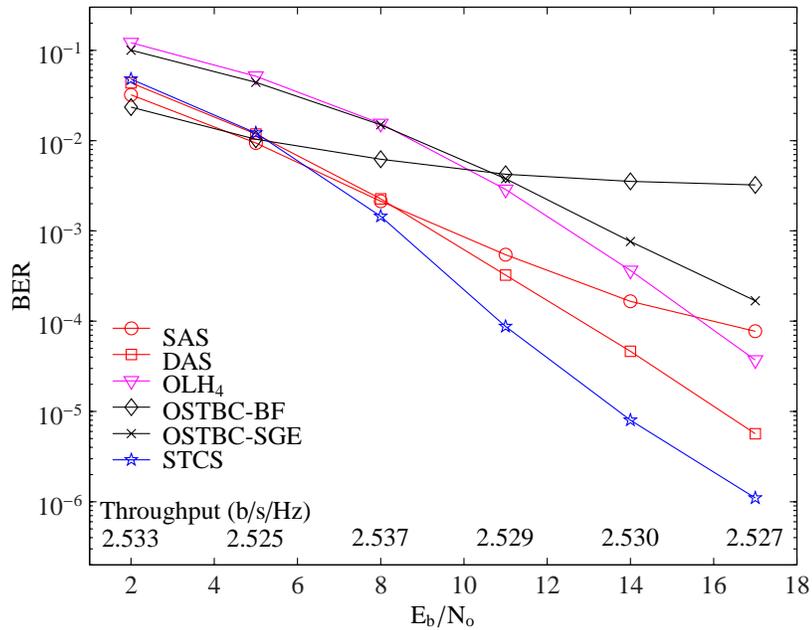


Figura 4.11: BER y eficiencia espectral del sistema propuesto en comparación con sistemas de selección de antenna y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales incorrelados y $v = 62$ km/h.

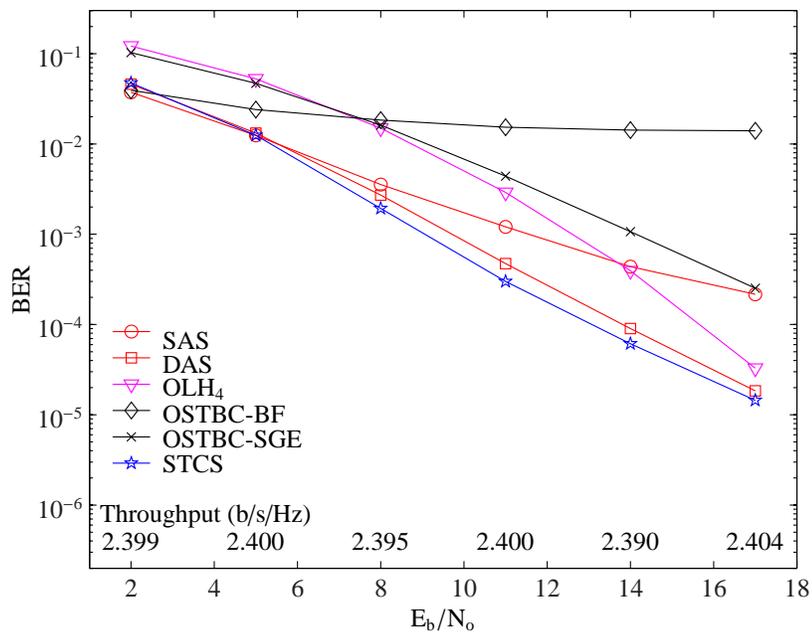


Figura 4.12: BER y eficiencia espectral del sistema propuesto en comparación con sistemas de selección de antenna y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales incorrelados y $v = 86$ km/h.

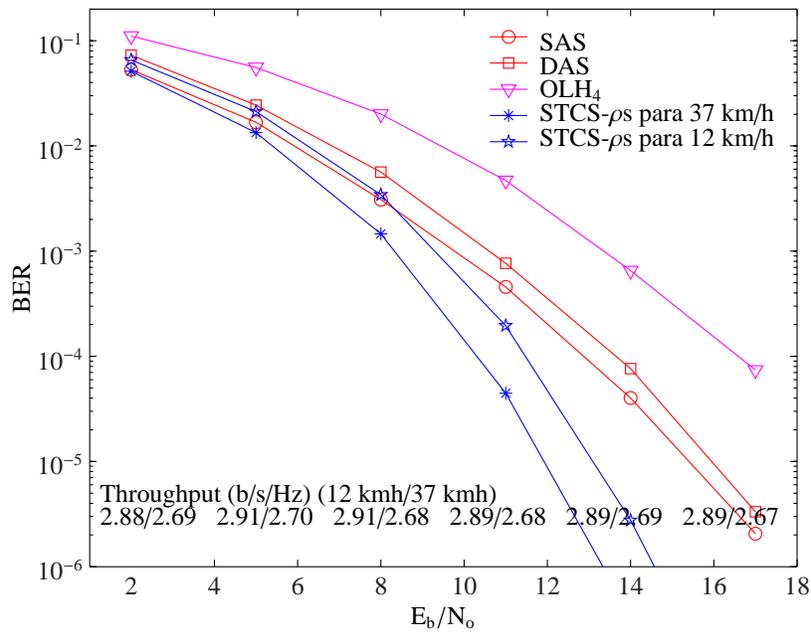


Figura 4.13: BER y eficiencia espectral del STCS para $v = 12$ km/h cuando se usan umbrales hallados para $v = 37$ km/h en canales incorrelados.

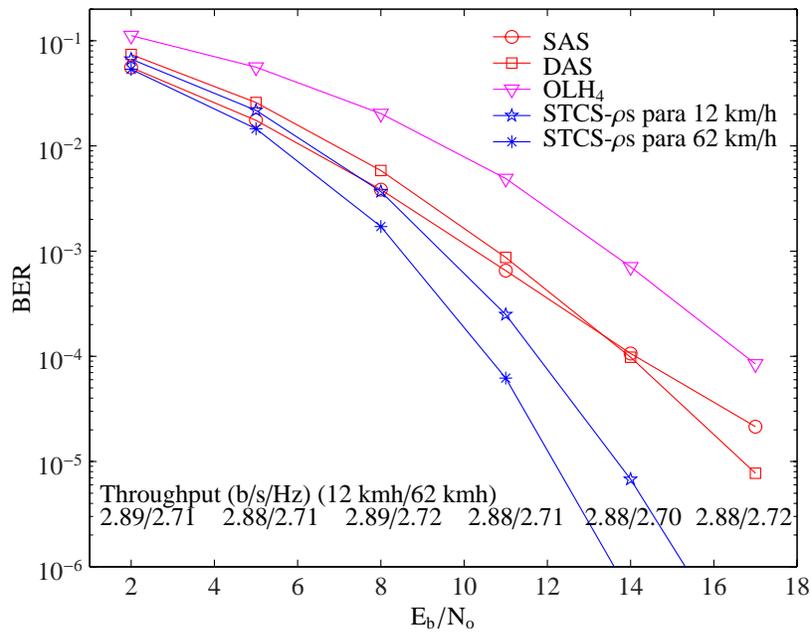


Figura 4.14: BER y eficiencia espectral del STCS para $v = 37$ km/h cuando se usan umbrales hallados para $v = 12$ km/h y $v = 62$ km/h en canales incorrelados.

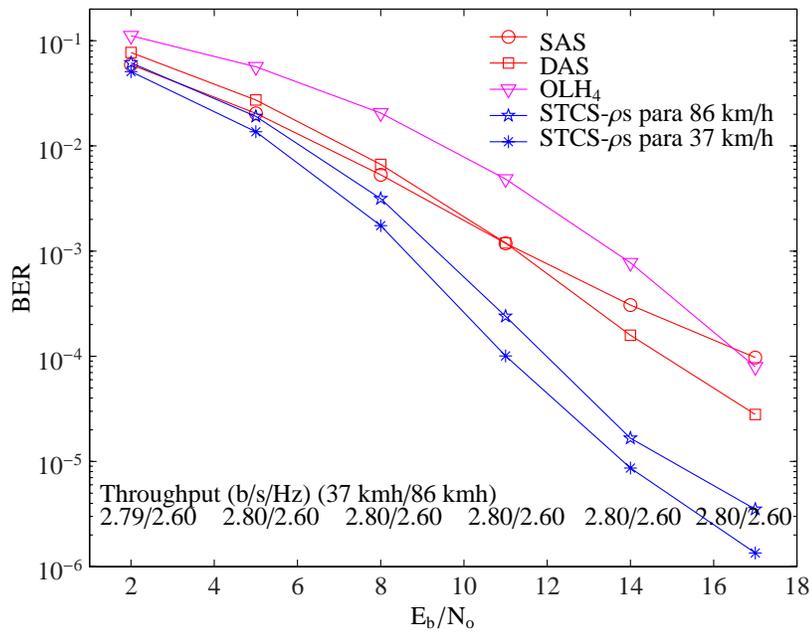


Figura 4.15: BER y eficiencia espectral del STCS para $v = 62$ km/h cuando se usan umbrales hallados para $v = 37$ km/h y $v = 86$ km/h en canales incorrelados.

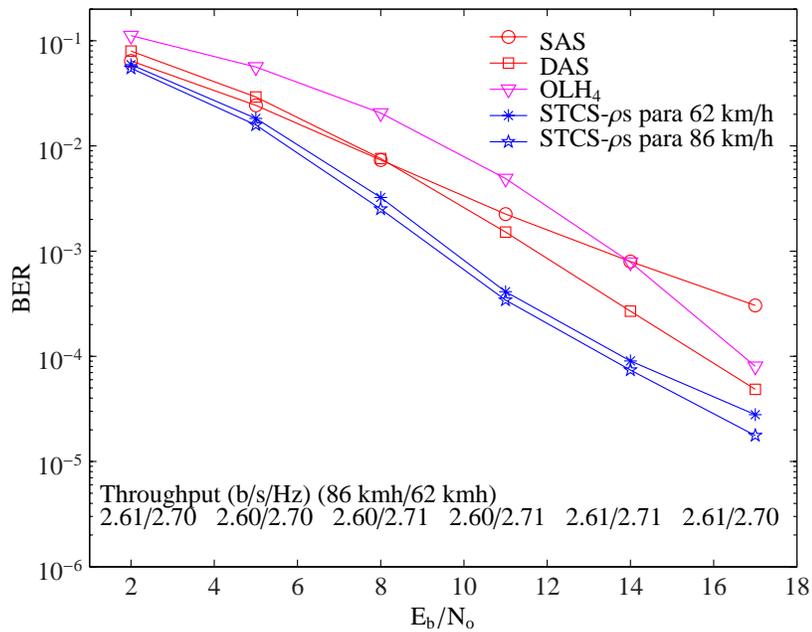


Figura 4.16: BER y eficiencia espectral del STCS para $v = 86$ km/h cuando se usan umbrales hallados para $v =$ km/h en canales incorrelados.

produzca un cambio significativo en el comportamiento del sistema. Finalmente, la Fig. 4.16 muestra el desempeño del STCS para un móvil con $v = 86$ km/h cuando se usan los umbrales correspondientes a esa velocidad y, producto de un supuesto error de estimación de $f_d T_s$, los umbrales correspondientes a $v = 62$ km/h. Debido a que el supuesto error de estimación utiliza umbrales correspondientes a un canal más lento, los niveles requeridos de envolvente son más bajos, y la BER se deteriora ligeramente, con un incremento también pequeño de la eficiencia espectral. La degradación de BER y el incremento de eficiencia espectral están alrededor de 0.3 dB y 0.1 b/s/Hz, respectivamente. En general, en base a las figuras 4.13 a 4.16, se puede afirmar que el balance BER-eficiencia espectral en el STCS se ve afectado por posibles errores en la selección del conjunto de umbrales, pero en ningún caso se ha observado un colapso del sistema.

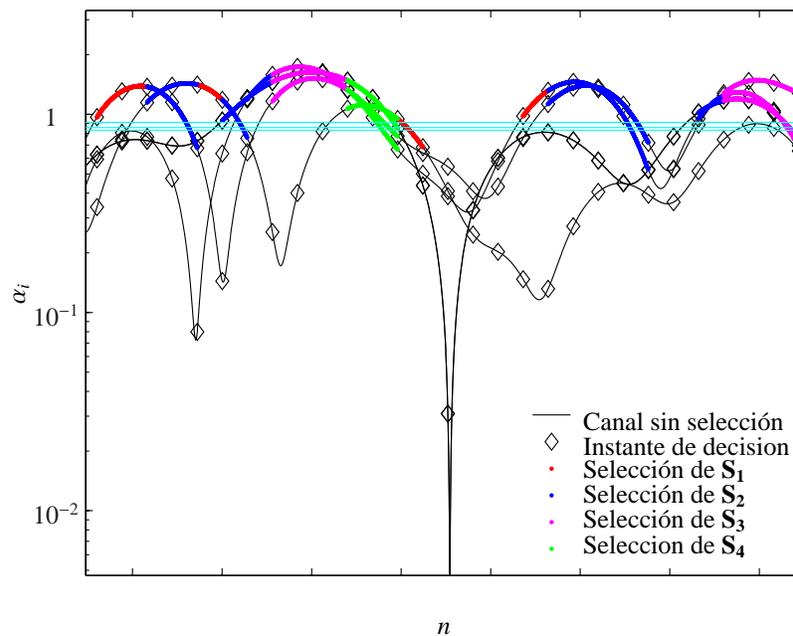


Figura 4.17: Ejemplo de selección de canales en un sistema STCS con canales correlados.

4.6.4. Canales correlados

La Fig. 4.17 ilustra una situación en la cual se utiliza el algoritmo de selección para sistemas STCS propuesto cuando existen canales correlados. La correlación entre canales incre-

menta la probabilidad de que todos estén al mismo tiempo por debajo de los requerimientos de selección; en ese caso, se selecciona el modo de no transmisión, por lo que es de esperar que disminuya la eficiencia espectral del STCS con el índice de correlación. Ya que los umbrales fueron buscados mediante un procedimiento que consideraba los canales SISO equivalente formados por canales Rayleigh incorrelados, sus valores hallados mediante dicho procedimiento no se corresponden con las condiciones de un entorno con canales correlados, en donde la velocidad de cambio de la envolvente de los canales SISO equivalente aumenta. Sin embargo, aunque los requerimientos de BER objetivo instantánea no sean cumplidos, no es de esperar un dramático deterioro de la BER del sistema, debido a que los canales SISO equivalente siguen seleccionándose de acuerdo a una comparación con conjunto de umbrales que permiten satisfacer un objetivo de BER instantánea mayor que la original, pero están aún constreñidos a satisfacer dicho requerimiento.

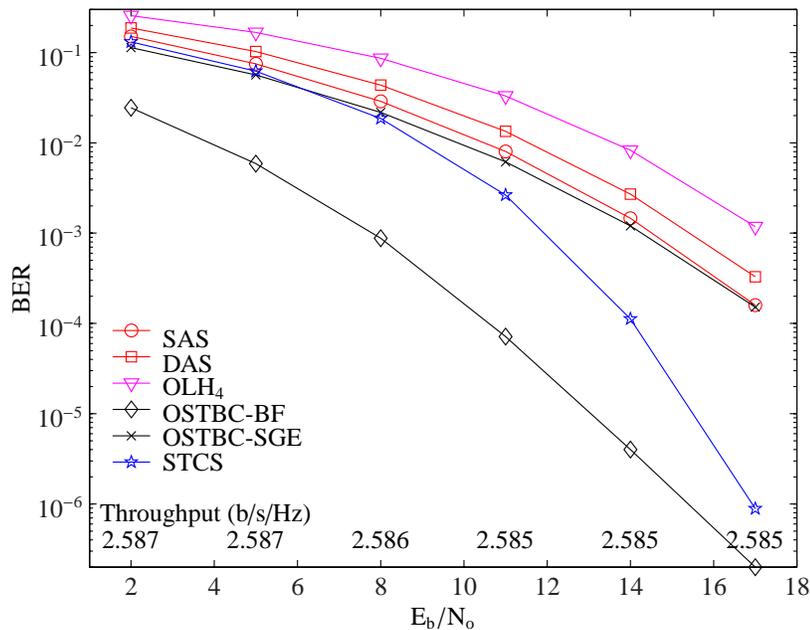


Figura 4.18: BER y eficiencia espectral del sistema propuesto en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales correlados con $\bar{C} = 0.3$ y $v = 12$ km/h.

Las figuras 4.18 a 4.21 muestran el rendimiento de los sistemas SAS, DAS, OLH₄ y STCS en presencia de canales correlados. Para las simulaciones, los canales correlados fueron generados utilizando la metodología propuesta en [33], con el índice de correlación (\bar{C}) definido

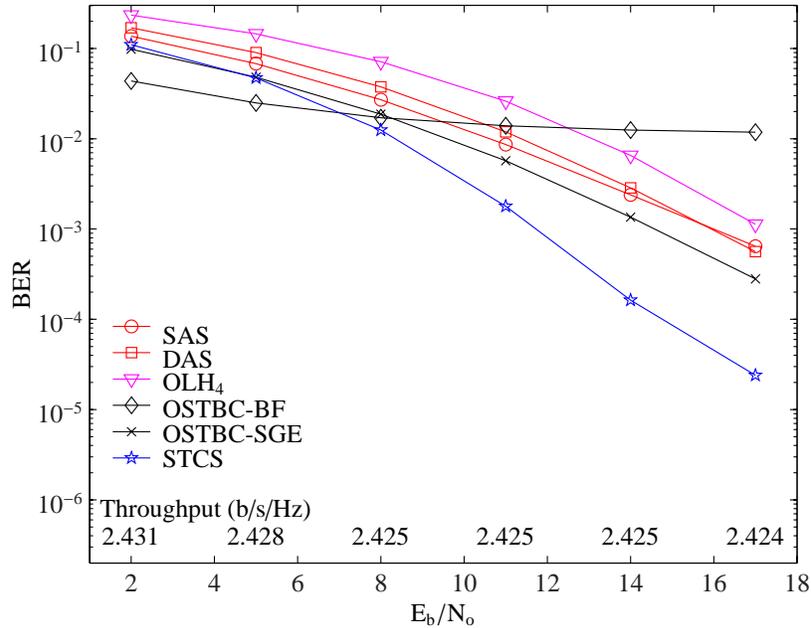


Figura 4.19: BER y eficiencia espectral del sistema propuesto en comparación con sistemas de selección de antenna y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales correlados con $\bar{C} = 0.3$ y $v = 62$ km/h.

como la correlación cruzada entre la envolvente de dos canales tipo Rayleigh.

La Fig. 4.18 muestra el rendimiento de los sistemas en el caso de que la velocidad del móvil sea de 12 km/h y los canales estén ligeramente correlados ($\bar{C} = 0.3$). Se puede observar que STCS supera a todos los sistemas de referencia, incluido SAS, con una ganancia de 2 dB para el mismo objetivo de BER, aumentando la ganancia para altas SNRs, llegando a ser de casi 4 dB para una BER de 10^{-5} . La técnica de OSTBC-BF sufre con menor degradación los efectos de la correlación, y obtiene importantes ganancias respecto al STCS para cualquier SNR. Sin embargo, las curvas de BER de estos sistemas tienden a converger a medida que aumenta la SNR. Finalmente, la eficiencia espectral del STCS es un 29 % superior a la de SAS, DAS y OSTBC-SGE, y un 15 % superior a la de OLH₄ y OSTBC-BF.

En la Fig. 4.19 se ha mantenido la correlación de los canales ($\bar{C} = 0.3$) y se ha incrementado la velocidad del móvil a 62 km/h. El STCS muestra ser superior que las técnicas de selección de antenna para cualquier SNR, con una diferencia respecto al más cercano, DAS en este caso, de 3.7 dB para una BER de 10^{-3} . Al contrastar estos resultados con aquellos para la misma velocidad y para canales incorrelados, se puede concluir que la BER del STCS se ve

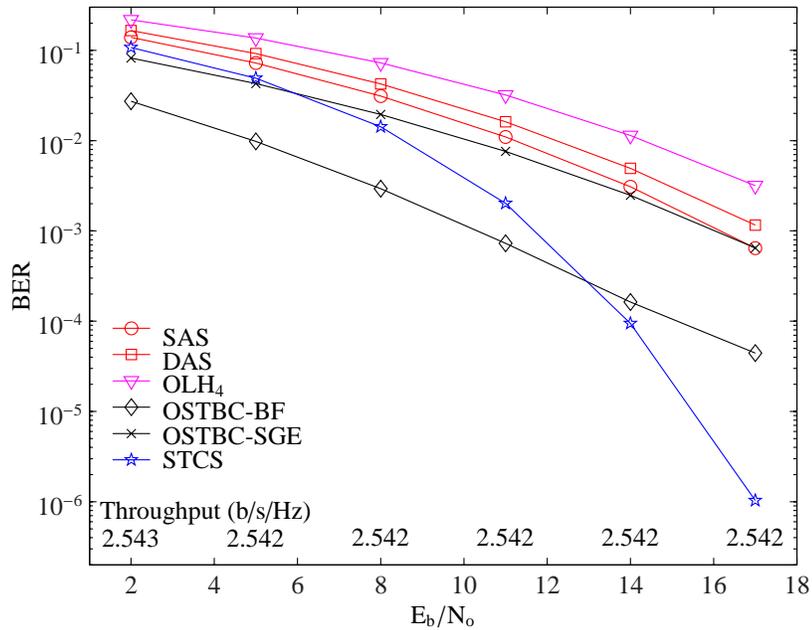


Figura 4.20: BER y eficiencia espectral del sistema propuesto en comparación con sistemas de selección de antenna y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales correlados con $\bar{C} = 0.6$ y $v=12$ km/h.

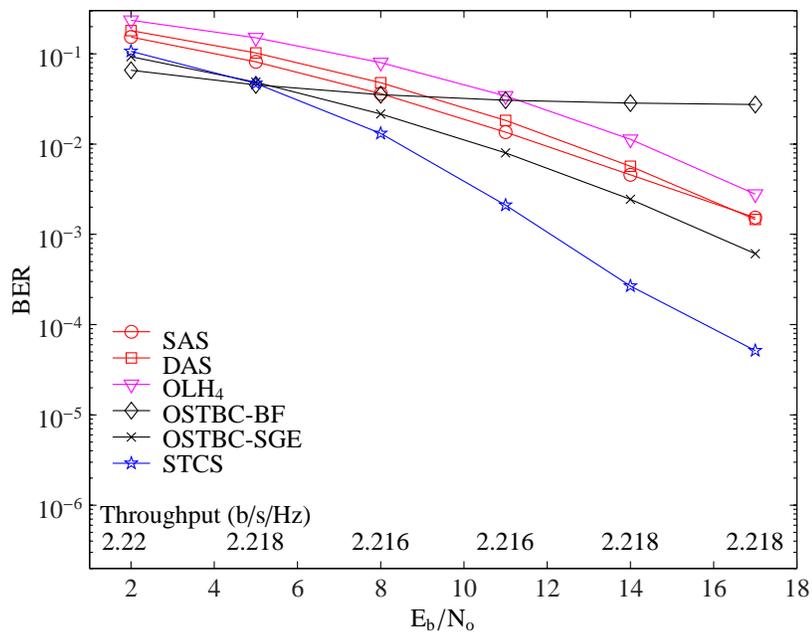


Figura 4.21: BER y eficiencia espectral del sistema propuesto en comparación con sistemas de selección de antenna y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales correlados con $\bar{C} = 0.6$ y $v=62$ km/h.

mucho menos afectada por la correlación de canal que SAS, DAS y OLH₄. Respecto a sistemas con cuatro transmisores, STCS supera a OSTBC-SGE para casi cualquier valor de SNR, y a OSTBC-BF, cuyo rendimiento se ve severamente deteriorado a esta velocidad, para medias y altas SNRs. Al igual que su rendimiento, la eficiencia espectral del STCS se ve afectada, y se ubicó en promedio en 2.59 y 2.43 b/s/Hz para 12 y 62 km/h, disminuyendo en alrededor del 5.5 % y del 4 %, respectivamente, en comparación con el caso de canales incorrelados. Sin embargo, la eficiencia espectral sigue siendo significativamente mayor que 2 b/s/Hz y que 2.25 b/s/Hz.

El rendimiento de los sistemas de múltiples antenas suele sufrir considerablemente en casos de fuerte correlación mutua entre los elementos de la matriz de canal. Las figuras 4.20 y 4.21 muestran la BER de los sistemas para un coeficiente de correlación igual a 0.6. Se puede apreciar que la degradación de la BER en el STCS respecto al caso de $\bar{C} = 0.3$ es muy baja, situándose de nuevo en 1.1 y 1.2 dB respecto al caso de canales incorrelados, para $v = 12$ km/h y $v = 62$ km/h respectivamente. Sin embargo, para canales fuertemente correlados, las técnicas de selección de antena sufren considerablemente, de tal forma que el STCS llega a superar a SAS en 4 dB para $v = 12$ km/h, y en 5 dB a DAS para $v = 62$ km/h, al considerar un objetivo de BER de 10^{-3} . Las diferencias son aún mayores para mayores SNRs. Para este grado de correlación, la técnica de OSTBC-BF sí experimenta una degradación considerable en su rendimiento aún para $v = 12$ km/h, siendo superada por la STCS para altas SNRs. El efecto de la correlación en el sistema STCS es más visible en la disminución de la eficiencia espectral; para 12 y 62 km/h la eficiencia espectral se ubica alrededor de 2.22 y 2.54 b/s/Hz, siendo aún mayor que la de SAS, DAS y OSTBC-SGE (2 b/s/Hz) y ligeramente menor o mayor que la de OSTBC-BF (2.25 b/s/Hz).

Las Figs. 4.22 y 4.23 muestran la degradación de la SNR y la variación de la eficiencia espectral respecto al caso de canales incorrelados para sistemas con PCSI en recepción transmitiendo a 2 b/s/Hz y velocidades del móvil de 12 y 62 km/h, respectivamente, para un objetivo de BER de 10^{-3} . Estas curvas comienzan en el origen debido a que el primer punto corresponde precisamente al caso de referencia ($\bar{C} = 0$ y PCSI). En general, se puede observar que las técnicas de selección de antena degradan más su rendimiento con la correlación. Así mismo, la técnica de OSTBC-SGE es la más robusta frente a los efectos de la correlación, aunque es importante considerar que su rendimiento para canales incorrelados es mucho menor

que aquel de OSTBC-BF y STCS (ver Fig. 4.9 y 4.11). Finalmente, se puede observar que la técnica STCS ofrece estabilidad frente a la correlación, ya que sus efectos son compensados con una reducción de la eficiencia espectral, manteniendo la BER casi constante. En cualquier caso, el sacrificio de eficiencia espectral es solo ligeramente mayor al 12 % en el peor de los casos. Para $v = 62$ km/h (Fig. 4.22) no se ha incluido la técnica OSTBC-BF debido a que su BER no alcanza el objetivo de 10^{-3} .

SAS, DAS, OSTBC-SGE y OLH_4 sufren de forma muy similar los efectos de la correlación, con una considerable degradación de la SNR, con una variación cercana a la lineal, de hasta 3.8 dB, mientras que la técnica de OSTBC-BF observa una degradación muy superior. La degradación de la SNR en el STCS es muy baja, situándose en 0.36 y 0.23 dB. Por otra parte, la eficiencia espectral del STCS sí se reduce de forma proporcional al índice de correlación, llegando a ser hasta 12 % menor para $\bar{C} = 0.6$; sin embargo, aún esta la situación, la eficiencia espectral del STCS es un 27 % y un 13 % mayor que aquella de SAS-DAS y OLH_4 , respectivamente. En el caso de $v = 62$ km/h, parece existir una degradación de la SNR lineal para todos los sistemas, incluyendo STCS, pero con pendientes distintas. En general, STCS se muestra menos sensible a los efectos de la correlación que el resto de los sistemas, con una degradación menor a 1 dB para $\bar{C} = 0.6$, frente 2.9, 3.5 y más de 4 dB de OLH_4 , DAS y SAS. De nuevo se observa una disminución de la eficiencia espectral del STCS proporcional a \bar{C} , de hasta 18 % para 0.6, correspondiente a un 11 % más que SAS-DAS y un 1.5 % menos que OLH_4 .

4.7. Conclusiones

En este capítulo se ha propuesto un esquema sencillo de selección de código espacio-tiempo para sistemas TAD. El código espacio-tiempo se selecciona comparando los posibles canales SISO equivalente con un conjunto de niveles umbrales predeterminados. Se describió un procedimiento de búsqueda basado en una especificación de BER, tomando en cuenta la desactualización de la información de realimentación. Se proponen dos conjuntos de niveles umbrales utilizados para comparar con sistemas de diferente eficiencia espectral.

Se ha realizado un análisis de BER y de eficiencia espectral, obteniendo buena concordancia entre el análisis y las simulaciones. Los resultados de las simulaciones muestran que

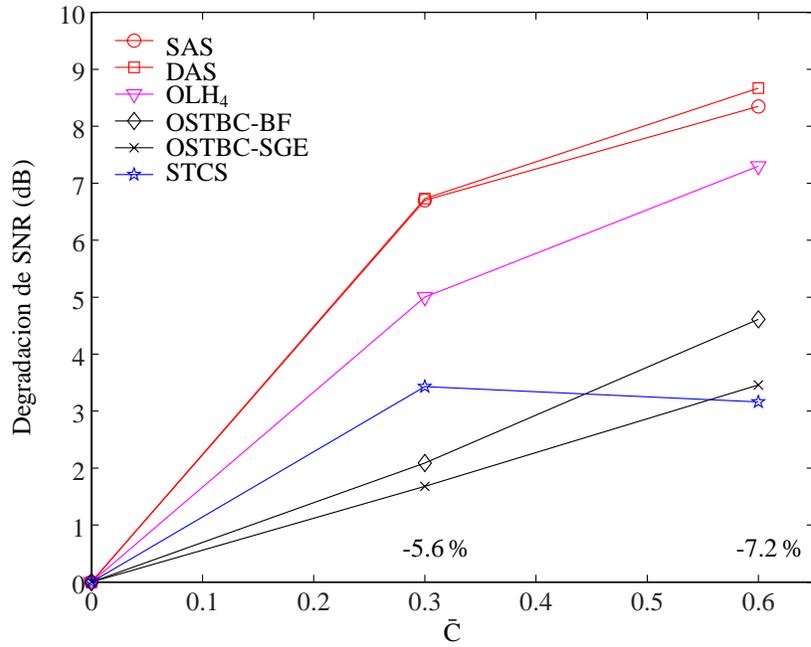


Figura 4.22: Degradación de SNR y variación de la eficiencia espectral en función del índice de correlación para $v = 12$ km/h y PCSI en recepción.

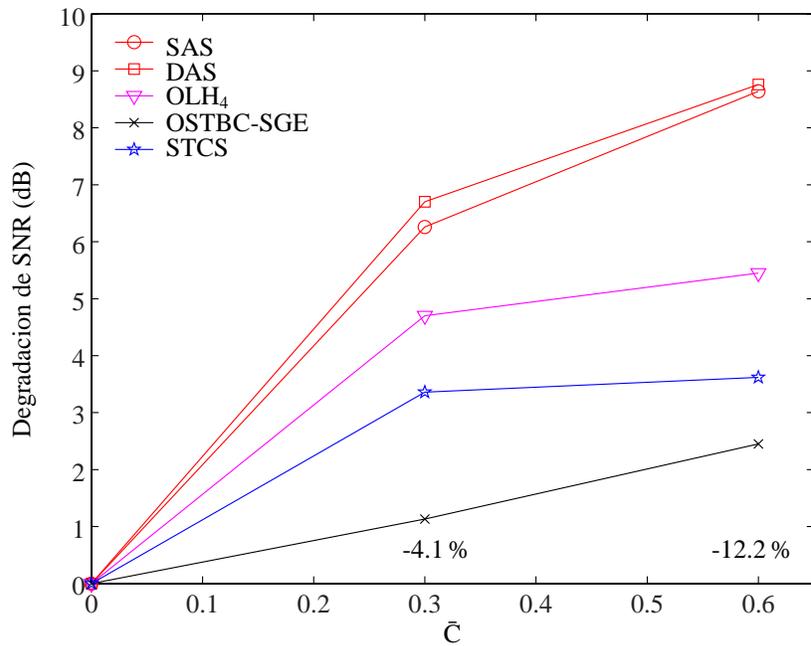


Figura 4.23: Degradación de SNR y variación de la eficiencia espectral en función del índice de correlación para $v = 62$ km/h y PCSI en recepción.

el sistema propuesto obtiene un buen rendimiento para un amplio rango de frecuencias Doppler, obteniendo ganancias significativas a expensas de una ligera reducción de la eficiencia espectral u obteniendo ganancias moderadas con una eficiencia espectral superior respecto a sistemas de selección de antena convencionales y sistemas de ponderación de fase o potencia en transmisión. Finalmente, las simulaciones muestran que la técnica de STCS es útil en entornos con canales correlados, donde la BER se mantiene a expensas de una reducción de la eficiencia espectral proporcional al índice de correlación.

Referencias

- [1] A. F. Molisch, M. Z. Win, and J. H. Winters, "Reduced-complexity transmit/receive diversity systems," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 51, no. 11, pp. 2729–2738, Nov. 2003.
- [2] S. Thoen, L. V. der Perre, B. Gyselinckx, and M. Engels, "Performance analysis of combined transmit-SC/receive-MRC," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, pp. 5–8, Jan. 2001.
- [3] Z. Chen, J. Yuan, and B. Vucetic, "Analysis of transmit antenna selection/maximal-ratio combining in Rayleigh fading channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, no. 4, pp. 1312–1321, July 2005.
- [4] A. Gorokhov, D. Gore, and A. Paulraj, "Performance bounds for antenna selection in MIMO systems," in *in Proc. Int. Conf. Communications*, Anchorage, AL, May 2003, pp. 3021–3025.
- [5] R. S. Blum and J. H. Winters, "On optimum MIMO with antenna selection," in *Proc. Int. Conf. Communications*, 2002, pp. 386–390.
- [6] R. S. Blum, "MIMO capacity with antenna selection and interference," in *in Proc. ICASSP'03*, 2003, pp. 824–827.
- [7] S. Sanayei and A. Nosratinia, "Antenna selection in MIMO systems," *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, no. 10, pp. 68–73, Oct. 2004.

- [8] D. Gore, R. Heath Jr., and A. Paulraj, "Transmit selection in spatial multiplexing systems," *IEEE Communications Letters*, vol. 6, no. 11, pp. 491–493, Nov. 2002.
- [9] M. Katz, E. Tirola, and J. Ylitalo, "Combining space-time block coding with diversity antenna selection for improved downlink performance," in *IEEE 54th Vehicular Technology Conference (VTC 2001)*, vol. 1, Atlantic City, NJ, USA, Oct. 2001, pp. 178–182.
- [10] Z. Chen, J. Yuan, B. Vucetic, and Z. Zhou, "Performance of Alamouti scheme with transmit antenna selection," *Electronic Letters*, vol. 39, no. 23, pp. 1666–1668, Nov. 2003.
- [11] I. Bahceci and T. M. Duman, "Antenna selection for multiple-antenna transmission systems: performance analysis and code construction," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, pp. 2669–2681, Oct. 2003.
- [12] W. Wong and E. Larsson, "Orthogonal space-time block coding with antenna selection and power allocation," *Electronic Letters*, vol. 39, no. 4, pp. 379–381, Feb. 2003.
- [13] D. Gore. and A. Paulraj, "MIMO antenna subset selection with space-time coding," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, no. 10, pp. 2580–2588, Oct. 2002.
- [14] P. Votz, "Characterization of the optimum transmitter correlation matrix for MIMO with antenna subset selection," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, pp. 1779–1782, 2003.
- [15] R. Narasimhan, "Spatial multiplexing with transmit antenna and constellation selection for correlated MIMO fading channels," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 51, no. 11, pp. 2829–2838, 2003.
- [16] J. Love, R. W. Heath Jr., W. Santipach, and M. L. Honig, "What is the value of limited feedback for MIMO channels?" *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, no. 10, pp. 54–59, Oct. 2004.
- [17] J. C. Roh and B. D. Rao, "Multiple antenna channels with partial channel state information at the transmitter," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, no. 2, pp. 677–688, Mar. 2004.

- [18] M. F. Demirkol and M. A. Ingram, "Stream control in networks with interfering MIMO links," in *Proc. IEEE Wireless Commun. Net. Conf.*, 2003, pp. 343–348.
- [19] R. W. Heath Jr. and D. J. Love, "Multimode antenna selection for spatial multiplexing systems with linear receivers," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, pp. 3042–3056, Aug. 2005.
- [20] G. Jöngren, M. Skoglund, and B. Ottersten, "Combining beamforming and orthogonal space-time block coding," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48, no. 3, pp. 611–627, Mar. 2002.
- [21] S. Zhou and G. B. Giannakis, "Optimal transmitter eigen-beamforming and space-time block coding based on channel mean feedback," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, no. 10, pp. 2599–2613, 2002.
- [22] L. Liu and H. Jafarkhani, "Combining beamforming and quasi-orthogonal space-time block coding using channel mean feedback," in *Proc. IEEE GLOBECOM*, vol. 4, San Fransico, USA, Dec. 2003, pp. 1925–1930.
- [23] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
- [24] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: performance results," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, pp. 451–460, Mar. 1999.
- [25] H. Shin and J. H. Lee, "Exact symbol error probability of orthogonal space-time block codes," in *GLOBECOM 2002 - IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 21, no. 1, Nov. 2002, pp. 1206–1210.
- [26] M. D. Yacoub, J. E. Vargas, and L. Guerra, "On higher order statistics of the Nakagami-m distribution," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 48, no. 3, pp. 790–794, 1999.

- [27] T. Keller and L. Hanzo, "Adaptive multicarrier modulation: A convenient framework for time-frequency processing in wireless communications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 88, pp. 611–642, May 2000.
- [28] ———, "Adaptive modulation techniques for duplex OFDM transmission," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, no. 5, pp. 1893–1906, Sept. 2000.
- [29] A. Goldsmith and S. Chua, "Variable-rate variable-power MQAM for fading channels," *Proceedings of the IEEE*, vol. 45, no. 10, Oct. 1997.
- [30] S. T. Chung and A. Goldsmith, "Degrees of freedom in adaptive modulation: A unified view," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 9, pp. 1561–1571, Sept. 2001.
- [31] J. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2001.
- [32] J. Wu, H. Horng, J. Zhang, J. Olivier, and C. Xiao, "Combining orthogonal space time block codes with adaptive sub-group antenna encoding," *Intern. J. Wireless Info. Networks*, vol. 12, pp. 179–186, July 2005.
- [33] A. Hansson and T. Aulin, "Generation of N correlated rayleigh fading processes for the simulation of space-time-selective radio channels," in *Proc. European Wireless '99 / 4th ITG Conference on Mobile Communications*, Munich, Germany, Oct. 1999, pp. 269–272.

Sistemas OFDM basados en STCS

5.1. Introducción

Las técnicas de diversidad diseñadas para sistemas de portadora única sobre canales no dispersivos son fácilmente extensible a OFDM con el índice de tiempo reemplazado por el índice del tono OFDM. Por ejemplo, en el esquema de Alamouti, la restricción de canales constantes durante períodos de símbolos consecutivos se traduce en una restricción de canales constantes sobre subportadoras consecutivas. Alternativamente, se puede utilizar STCs sobre tonos a través de símbolos OFDM consecutivos, de la misma forma que se hace en sistemas de banda estrecha. Por otra parte, debido a que la duración del símbolo OFDM es generalmente larga, esta alternativa puede resultar poco práctica. Las técnicas de señalización son también las mismas que para sistemas de banda estrecha cuando se aplican sobre tonos OFDM. Sin embargo, en cualquier caso debe asegurarse que los parámetros modulación (portadoras, fases, FFT/IFFT, prefijos, etc.) están completamente sincronizados entre las antenas transmisoras; con esta precaución, cada tono OFDM puede ser tratado como un canal MIMO, y el índice de tono ser tratado como el índice de tiempo en sistemas de portadora única.

Debido a que el interés en selección de antena en MIMO estuvo principalmente motivado por la reducción de circuitería de RF, los algoritmos de selección de antena generalmente seleccionan un número fijo de antenas y mantienen un mismo STC. Sin embargo, la selección de antena en transmisión ofrece ventajas adicionales, como la minimización de las pérdidas de capacidad y de diversidad debido a correlaciones de canal [1, 2]. Adicionalmente, las ventajas

de reducción de circuitería podría desaparecer si se utiliza selección de antena en sistemas OFDM con un criterio de selección por subportadoras o subbandas (grupo de subportadoras).

En esta capítulo se estudia la aplicación de la técnica STCS a un sistema OFDM en la cual el receptor decide sobre las antenas a utilizar por subportadora basado en un conjunto predeterminado de umbrales. Los canales OFDM a utilizarse se construyen mediante la colección de todas las subportadoras que cumplan con las restricciones impuestas por el conjunto de umbrales, los cuales se buscan fuera de línea tomando en cuenta la desactualización de la CSI, como se describió en el capítulo 4. Para reducir el número de operaciones en recepción las subportadoras se agruparon en grupos, en forma similar a la utilizada en sistemas OFDM con modulación adaptativa [3]. La información sobre las subportadoras a utilizar se realimenta al transmisor, el cual aplica un STC diferente a cada grupo de subportadoras de acuerdo al número de antenas seleccionadas en esa frecuencia. Simulaciones de Monte Carlo muestran que, al igual que en el caso de banda estrecha, el sistema tiene un buen rendimiento para un amplio rango de frecuencias Doppler, superando a los STBC de lazo abierto, a las técnicas de selección de antena y a técnicas que combinan OSTBCs con alguna forma de adaptación de potencia o fase en transmisión [4, 5]. Adicionalmente, se probó el sistema en condiciones de canales de banda ancha correlados entre sí, en las cuales las ganancias obtenidas son mejores que en condiciones de incorrelación.

5.2. Modelo del Sistema

La Fig. 5.1 muestra el modelo de sistema OFDM basado en STCS. Al momento de la transmisión (n), un bloque de datos binarios $b[n, k]$, $k = 0, 1, \dots$ es codificado en p señales diferentes, $t_i[n, k]$, $k = 0, 1, \dots$, $i = 1, 2, 3, 4, \dots, p$, donde p es el número de antenas transmisoras seleccionadas para el instante n usando la técnica STCS descrita en el capítulo anterior. Los vectores codificados se modulan utilizando una transformada inversa de Fourier discreta (IDFT) de N puntos formando una secuencia de símbolos OFDM. Se agrega una extensión cíclica a cada símbolo OFDM, y las señales resultantes son transmitidas. A continuación se usará la siguiente notación: $h_i[n, k]$ representa la respuesta impulsiva del k -ésimo tono al instante n entre la antena transmisora q -ésimo y la antena receptora. T_G representa la longitud del prefijo cíclico, el cual es mayor o igual al orden de $h_i[n, k]$ (L). La transformada discreta de

Fourier (DFT) de la señal recibida es la superposición de p señales distorsionadas, las cuales se pueden expresar como

$$r[n, k] = \sum_{i=1}^p h_i[n, k]t_i[n, k] + w[n, k], \quad (5.1)$$

donde $w[n, k]$ es el ruido aditivo Gaussiano complejo, de media cero y varianza σ_n^2 , incorrelado para distintos n y k . Luego de recibir y demodular Q señales consecutivas, siendo Q la longitud del código, las señales son combinadas con los canales estimados de acuerdo al STBC usado.

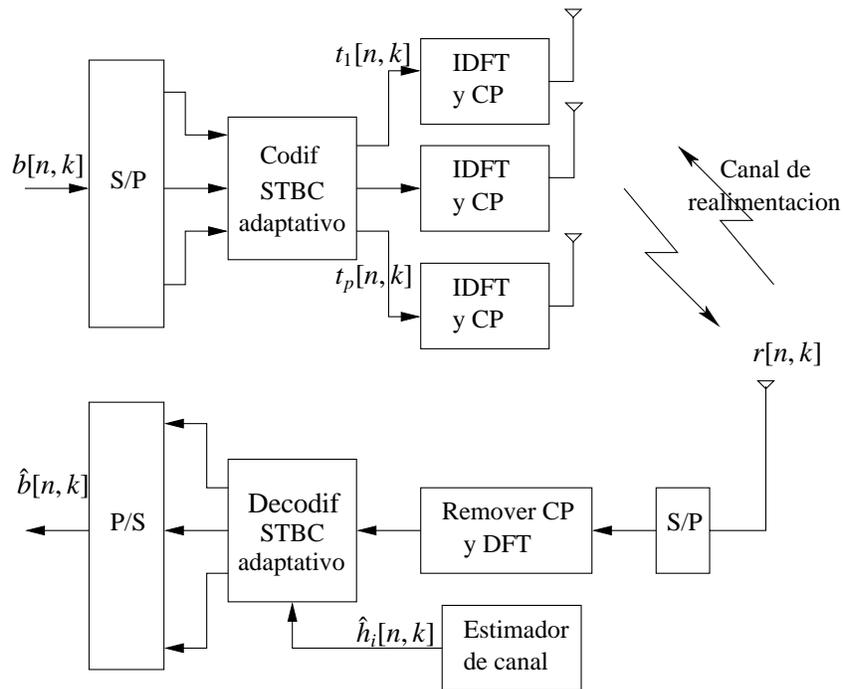


Figura 5.1: Diagrama de un sistema OFDM con diversidad en transmisión por selección de código

5.3. Canales OFDM correlados

La respuesta impulsiva de tiempo continuo $h(t, \tau)$ de un canal de banda ancha para un instante de tiempo cualquiera $t = t_q$ en el dominio de τ discreto se puede modelar mediante

$$h(t_q, \tau) = h(\tau) = \sum_{k=0}^{K-1} h_k(\tau) \delta(\tau - \tau_k) e^{-\Gamma \tau_k}, \quad (5.2)$$

donde $h_k(\tau)$ y τ_k representan las amplitudes de los multitrayectos (modelada como una variable aleatoria gaussiana compleja unitaria) y el exceso de retardo, respectivamente, de la k -ésima componente multicamino en el instante t , mientras que Γ representa el factor de decaimiento exponencial. La dependencia del canal con el tiempo t se ha omitido por simplicidad. La Fig. 5.2 muestra el perfil potencia retardo (PDP) de una realización de un canal generado durante las simulaciones.

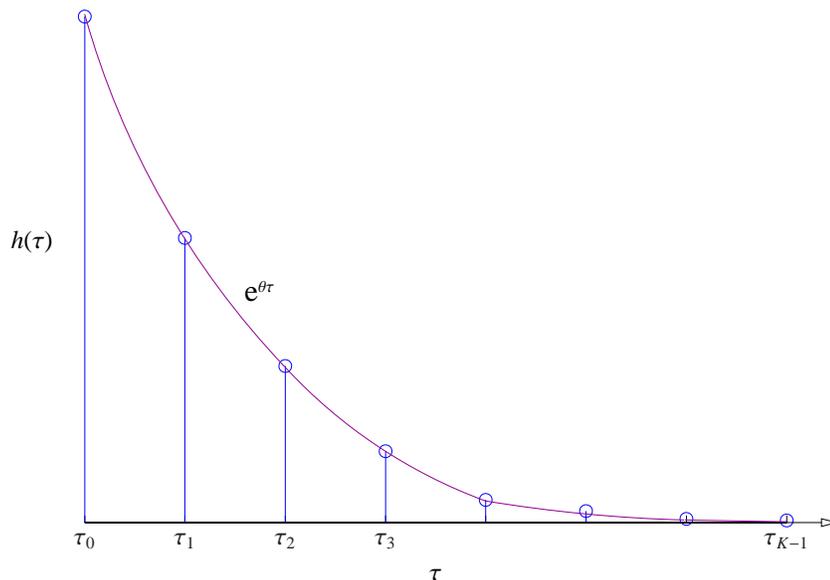


Figura 5.2: Perfil potencia retardo de un canal OFDM

La función de transferencia del canal $h(\tau)$ es igual a

$$H(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{K-1} h_k e^{-\Gamma\tau} \delta(\tau - \tau_k) e^{-j2nf\tau} d\tau \quad (5.3)$$

$$= \sum_{k=0}^{K-1} h_k e^{-\Gamma\tau_k} \delta(\tau - \tau_k) e^{-j2nf\tau_k}, \quad (5.4)$$

en donde se considera una respuesta al impulso ‘quasi-estacionaria’ modelada por K multitrajectos.

5.3.1. Función de auto-correlación en frecuencia

- Hipótesis: los multitrajectos α_k están decorrelados entre sí

$$\mathbb{E}\{\alpha_k \alpha_{k'}^*\} = \begin{cases} 1 & \text{si } k = k' \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases}. \quad (5.5)$$

La función de auto-correlación en el dominio de la frecuencia para cada uno de los elementos de la matriz de canal MIMO es igual a

$$\mathbb{R}_{HH}(f, f') = \mathbb{E}\{H(f)H^*(f')\} \quad (5.6)$$

$$= \mathbb{E}\left\{\left(\sum_{k=0}^{K-1} \alpha_k e^{-\Gamma\tau_k} e^{-j2nf\tau_k}\right)\left(\sum_{k'=0}^{K-1} \alpha_{k'}^* e^{-\Gamma\tau_{k'}} e^{j2nf'\tau_{k'}}\right)\right\} \quad (5.7)$$

$$= \mathbb{E}\left\{\sum_{k=0}^{K-1} \sum_{k'=0}^{K-1} \alpha_k \alpha_{k'}^* e^{-\Gamma(\tau_k + \tau_{k'})} e^{-j2nf\tau_k} e^{j2nf'\tau_{k'}}\right\} \quad (5.8)$$

$$= \sum_{k=0}^{K-1} e^{-2\Gamma\tau_k} e^{-2jn(f-f')\tau_k} \quad (5.9)$$

luego

$$\mathbb{R}_{HH}(\Delta f) = \sum_{k=0}^{K-1} e^{-2\Gamma\tau_k} e^{-2jn\Delta f\tau_k} \quad (5.10)$$

5.3.2. Correlación entre elementos de la matriz de canal

Sean $h^1(t)$ y $h^2(t)$ dos elementos de la matriz de canal MIMO (H) en el dominio del tiempo. Considerando las siguientes hipótesis:

- Cada par de los trayectos están decorrelados entre sí, para un mismo $h^i(t)$

$$\mathbb{E}\{\alpha_k^i \alpha_{k'}^{i*}\} = \begin{cases} 1 & \text{si } k = k' \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases}. \quad (5.11)$$

- Existe una correlación finita entre multitrayectos de distintos $h^i(t)$, de tal forma que

$$\mathbb{E}\{\alpha_k^1 \alpha_{k'}^{2*}\} = \begin{cases} \bar{C}_k & \text{si } k = k' \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases}, \quad (5.12)$$

donde \bar{C}_k es el coeficiente de correlación del k -ésimo multitrayecto.

Los canales $h^1(t)$ y $h^2(t)$ pueden describirse en el dominio de la frecuencia mediante las siguientes expresiones:

$$H^1(f) = \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_k^1 e^{-\Gamma_1 \tau_k} e^{-j2\pi f \tau_k} \quad (5.13)$$

$$H^2(f) = \sum_{k'=0}^{K-1} \alpha_{k'}^2 e^{-\Gamma_2 \tau_{k'}} e^{-j2\pi f \tau_{k'}}, \quad (5.14)$$

y

$$\mathbb{R}_{HH}(f, f') = \mathbb{E}\{H(f)H^*(f')\} \quad (5.15)$$

$$= \sum_{k=0}^{K-1} e^{-(\Gamma_1 + \Gamma_2)\tau_k} e^{-2j\pi(f-f')\tau_k}. \quad (5.16)$$

La expresión (5.16) representa la función de correlación entre dos elementos de H en el dominio de la frecuencia. Si suponemos que la distancia entre subportadoras es $\Delta f = f - f'$ y

simplificamos asumiendo que $\Gamma_1 = \Gamma_2 = \Gamma$

$$\mathbb{R}_{HH}(\Delta f) = \sum_{k=0}^{K-1} \bar{C}_k e^{-2\Gamma\tau_k} e^{-2jn\Delta f\tau_k}. \quad (5.17)$$

La ecuación (5.17) indica que si no existe correlación espacial entre canales ($\bar{C}_k = 0 \forall k$), entonces

$$\mathbb{R}_{HH}(\Delta f) = 0 \quad \forall \Delta f, \quad (5.18)$$

o equivalentemente, los canales están decorrelados para todos los tonos. Sin embargo, si $\bar{C}_k \neq 0$ la correlación en frecuencia entre tonos espaciados Δf es un valor ponderado de la correlación espacial de cada multitrayecto.

La Fig. 5.3 muestra el perfil potencia-retardo (PDP) de un canal OFDM con 8 multitrayectos en una representación tiempo-retardo, con retardos uniformemente distribuidos en el intervalos $[0, \tau_{max}]$. El canal OFDM usado en las simulaciones tiene un PDP de la forma $\phi(\tau) \sim e^{-\tau/\tau_{rms}}$, donde $\tau_{rms} = 220 \text{ ns}$, correspondiente a un entorno de exteriores. Cada multitrayecto tiene una auto-correlación temporal dada por un espectro de Jakes con una frecuencia Doppler máxima normalizada ($f_d T_s$) igual a $6,4 \times 10^{-4}$, correspondiente a un móvil con una velocidad de aproximadamente 62 km/h para una frecuencia central (f_c) de 3.5 GHz. La transformada de Fourier del mismo canal de banda ancha, en una representación tiempo-frecuencia, se puede observar en la Fig. 5.4, donde se puede visualizar la correlación en el tiempo de cada subportadora, así como la correlación frecuencial entre ellas. Finalmente, la figura 5.5 presenta un corte en un instante de tiempo discreto $n = n_j$ de cuatro canales con una correlación mutua entre multitrayectos con el mismo retardo igual a $\bar{C} = 0.6$. La correlación de los canales se realizó en el plano tiempo-retardo, obteniendo una manifiesta correlación entre los canales en el dominio de la frecuencia.

En las siguientes simulaciones se ha utilizado un canal OFDM con las características anteriormente mencionadas, para un sistema con un ancho de banda de 20 MHz dividido en 64 tonos, 48 de los cuales son usados para transmisión de datos. La longitud total del símbolo OFDM fue de $3.2 \mu s$, con $0.8 \mu s$ adicionales utilizados como intervalo de guarda, correspondiendo a un prefijo cíclico de 16 tonos. Adicionalmente, cuando no se supuso que se contaba con PCSI en recepción, se distribuyeron 4 subportadoras a lo largo del canal OFDM para en-

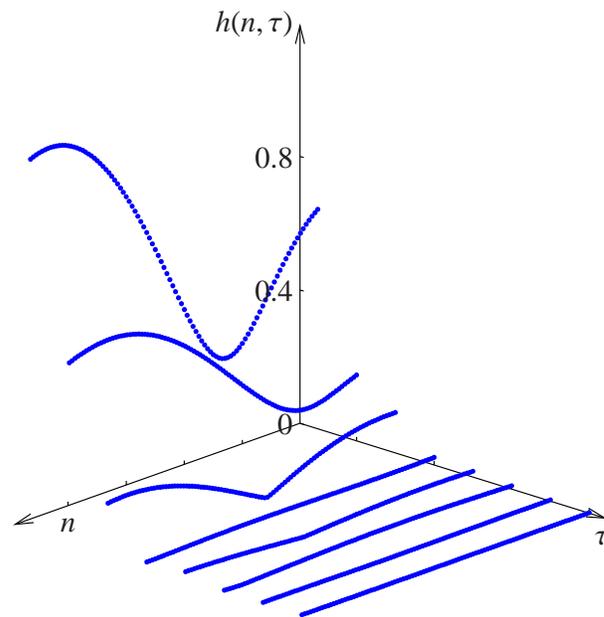


Figura 5.3: Perfil potencia retardo de un canal OFDM para $v=62$ km/h.

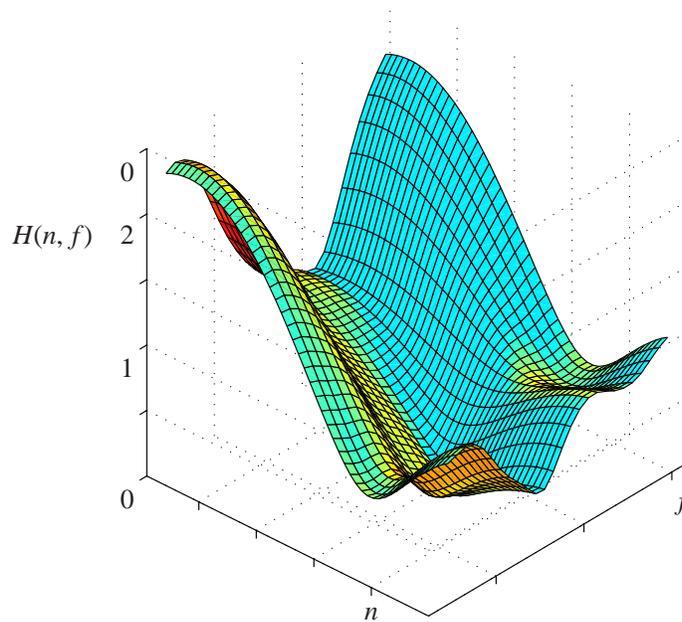


Figura 5.4: Función de transferencia de un canal OFDM para $v=62$ km/h.

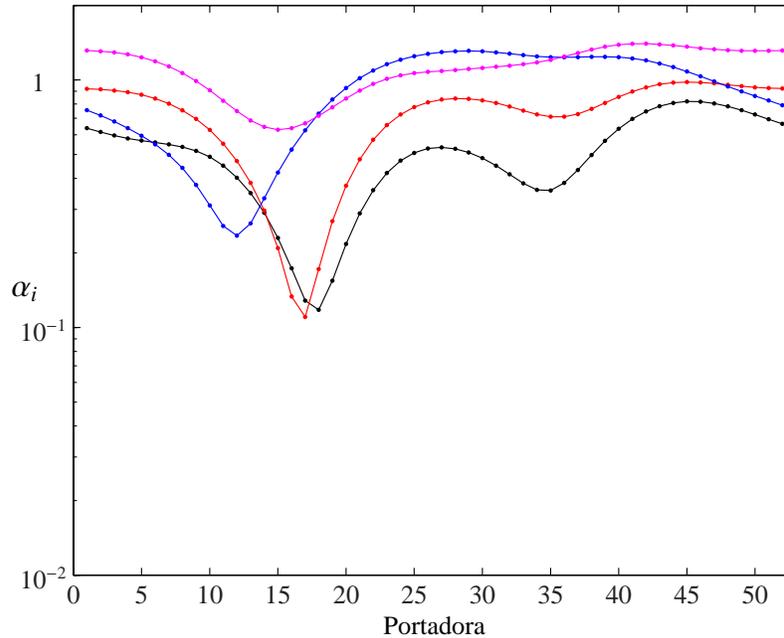


Figura 5.5: Canales OFDM correlados en el dominio de la frecuencia.

viar pilotos de estimación de canal. Por simplicidad no se utilizó interpolación en el tiempo ni entre portadoras pilotos, manteniéndose el canal estimado en la portadora k -ésima en el instante n -ésimo hasta encontrar otro símbolo piloto, tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia. La Fig. 5.6 muestra la rejilla tiempo-frecuencia de los canales vistos por las cuatro antenas transmisoras cuando se aplica STCS. Los cuadros completamente rellenos de color representan la muestra de canal en la cual se ha efectuado una decisión; aunque se halla representado la decisión sobre los canales individuales, es importante recordar que la decisión realmente se efectúa sobre canales SISO equivalente, es decir, sobre combinaciones lineales de los instantes señalados por los recuadros totalmente rellenos. Los recuadros parcialmente coloreados (i.e. rellenos con un patrón de líneas a color) representan muestras de canal en las cuales se transmite con un STC particular. En este ejemplo se considera una decisión de no-transmisión representada con un recuadro coloreado en rojo, y los recuadros vacíos adyacentes representan la supresión de la transmisión en los instantes y portadoras correspondientes. Obsérvese que esta condición es idéntica en todas las antenas. Así mismo, es idéntico el patrón de recuadros coloreados en amarillo en todas las antenas, el cual representa la decisión de transmisión con cuatro antenas (i.e., la transmisión de S_4) y la aplicación del có-

algo correspondiente sobre ellas en las portadoras adyacentes en el tiempo y la frecuencia. La transmisión se continúa con el código seleccionado para las portadoras del subgrupo y hasta el próximo instante de realimentación. Además, se representa en color azul el caso de decidir por la transmisión de S_2 usando las antenas 1 y 4 y en color rosa la decisión de la transmisión de la matriz S_1 usando la antena 2.

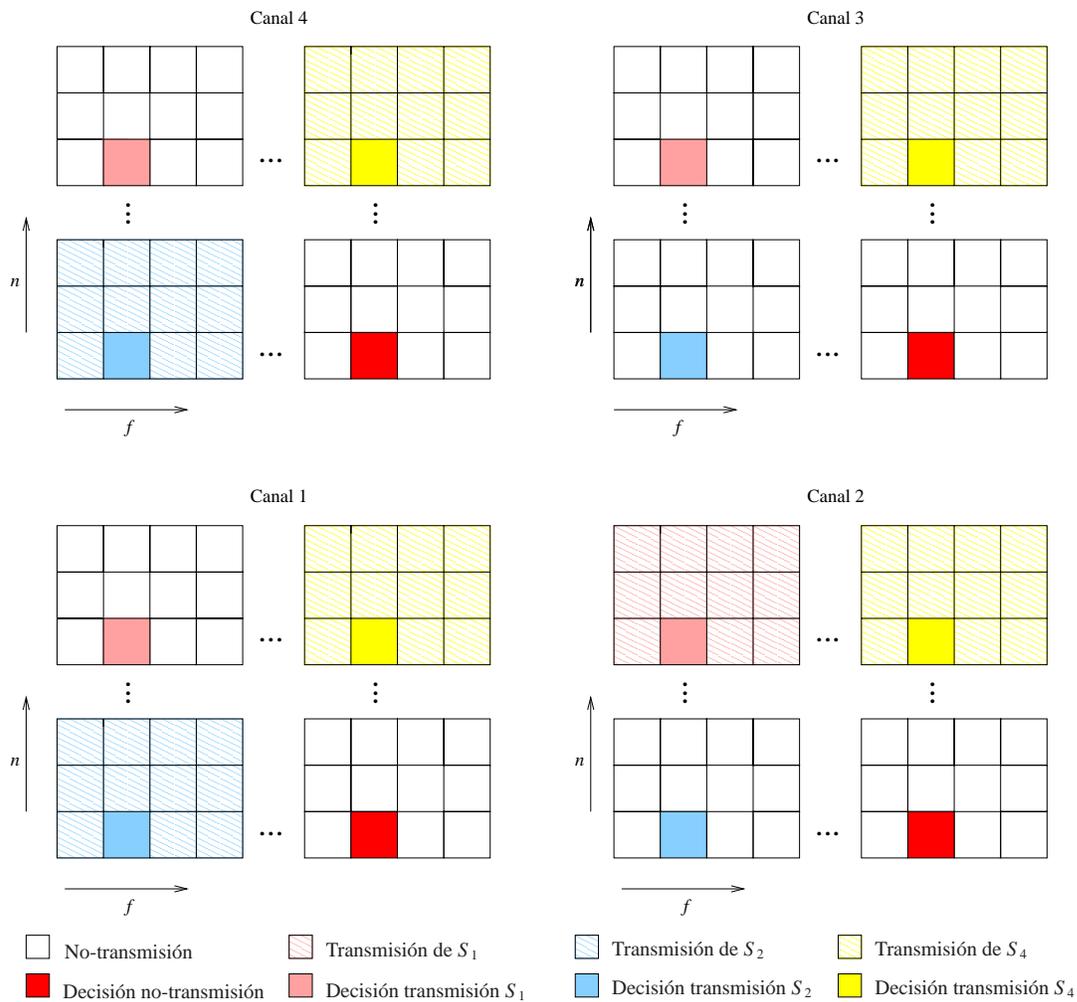


Figura 5.6: Ejemplo de distribución de los códigos espacio-tiempo sobre la rejilla tiempo-frecuencia.

5.4. Resultados y discusión

Al igual que en el capítulo 4, se ha comparado con técnicas de selección de antena en transmisión (SAS y DAS), con un OSTBC de lazo abierto (OLH₄), con una técnica de codificación de subgrupos de antenas (OSTBC-SGE) y con una técnica de combinación de ‘beamforming’ y OSTBC (OSTBC-BF) con cuatro antenas transmisoras. Al utilizar QPSK para SAS, DAS y OSTBC-SGE, y 8PSK para OLH₄ y OSTBC-BF se obtienen sistemas con una eficiencia espectral de 2 y 2.25 b/s/Hz, respectivamente. Para mantener la misma eficiencia espectral independientemente del número de antenas seleccionadas, en el sistema STCS se utilizó 8PSK al seleccionar una y dos antenas, y 16QAM al seleccionar tres o cuatro de ellas. Para reducir la cantidad de información de realimentación y el procesamiento en recepción, las subportadoras se agruparon en grupos de cuatro, con un total de 12 grupos. La decisión se realizó sobre una de las portadoras centrales de cada grupo y se mantuvo para el resto de ellas. La tasa de error por trama (FER) se computó con una longitud de trama igual 48 símbolos, correspondiente a la cantidad de portadoras utilizadas para transmisión de datos dentro de una palabra OFDM. Al igual que en el capítulo 4 y por las mismas razones ahí expuestas, al utilizar OSTBC-BF se utilizaron 512 bits de realimentación.

5.4.1. Canales incorrelados

Las Figs. 5.7 a 5.10 muestran la FER para velocidades de móvil de 12 km/h, 37 km/h, 62 km/h y 86 km/h en presencia de canales incorrelados. En la Fig. 5.7 se puede observar que para $v = 12$ km/h el STCS supera tanto en rendimiento como en eficiencia espectral a las técnicas de selección de antena para altas SNRs ($E_b/N_o \geq 11$ dB). Para una FER de 10^{-2} el STCS ofrece una ganancia de 0.62 dB, 2.2 dB y 3.41 dB en relación a SAS, DAS y OLH₄, respectivamente. La eficiencia espectral media del STCS es de 2.82 b/s/Hz, correspondiente a un 41 % y un 25 % mayor que aquella de SAS-DAS y OLH₄. Al comparar con técnicas de adaptación de transmisión, se puede observar que el OSTBC-BF obtiene un mejor rendimiento para cualquier valor de SNR. Sin embargo, la FER del STCS se aproxima a aquella del OSTBC-BF a medida que aumenta la SNR, con una eficiencia espectral 25 % mayor.

Las Fig. 5.8 y 5.9 muestran resultados para $v = 37$ km/h y $v = 62$ km/h, en donde se observa que la técnica STCS soporta bien el aumento de la velocidad del móvil, con ganancias

de SNR y de eficiencia espectral respecto a las técnicas de selección de antena entre 2.5 y 3.6 dB y entre 20 % y 35 % para $v = 37$ km/h y entre 3 y 4 dB y entre 14 % y 28 % para $v = 62$ km/h. Con respecto a las técnicas que utilizan cuatro cadenas de RF, la velocidad del móvil causa estragos en el OSTBC-BF, y aunque afecta poco al OSTBC-SGE, sus rendimientos están bastante lejos de aquel del STCS, con una eficiencia espectral considerablemente inferior. La Fig. 5.10 muestra que las técnicas de selección de antena obtienen mejor rendimiento y mayor eficiencia espectral que el STCS para bajas SNRs. Así mismo, el OSTBC-BF ofrece importantes ganancias de SNR para $E_b/N_0 \leq 8$ dB. Sin embargo, para altas SNRs el STCS obtiene ganancias significativas respecto a todos los sistemas de comparación.

5.4.2. Canales correlados

Las Figs. 5.11 y 5.12 muestran la FER de los sistemas y la eficiencia espectral del STCS en presencia de canales correlados con $\bar{C} = 0.3$ para $v = 12$ km/h y $v = 62$ km/h. En la Fig. 5.11 se puede observar que para bajas velocidades y canales ligera o moderadamente correlados el STCS obtiene una eficiencia espectral muy similar a aquella del OSTBC-BF, con una FER solo ligeramente superior (peor rendimiento). Sin embargo, las ventajas de usar STCS se hacen evidentes al aumentar la velocidad del móvil y el índice de correlación, ya que estos factores afectan considerablemente a los restantes sistemas, sobre todo al OSTBC-BF. El STCS compensa el efecto de la correlación reduciendo la eficiencia espectral y logrando mayor estabilidad en la FER. Respecto a las técnicas de selección de antena, la técnica de STCS obtiene importantes ganancias con mayor eficiencia espectral. Para una FER igual a 10^{-2} se obtuvieron ganancias en SNR de 3.4 dB, 4.4 dB respecto a SAS y DAS respectivamente, con una eficiencia espectral 12.5 % mayor para $v = 12$ km/h. Cuando se eleva la velocidad del móvil se acentúan las diferencias entre el STCS y SAS y DAS. Las ganancias en SNR están entre 4.6 dB y 5.2 dB con una eficiencia espectral de alrededor a un 8 % más.

Las Figs. 5.13 y 5.14 muestran los resultados para canales con $\bar{C} = 0.6$ y $v = 12$ km/h y 62 km/h. Para el caso de canales más lentos, el STCS supera significativamente a todos sistemas de comparación para altas SNRs, manteniendo su eficiencia espectral por encima de la de aquellos. Finalmente, la Fig. 5.14 muestra el rendimiento para velocidades mayores y canales fuertemente correlados ($\bar{C} = 0.6$). El STCS gana alrededor de 6 dB respecto al mejor de los sistemas de comparación, con una eficiencia espectral igual a 2 b/s/Hz, un 10 % inferior

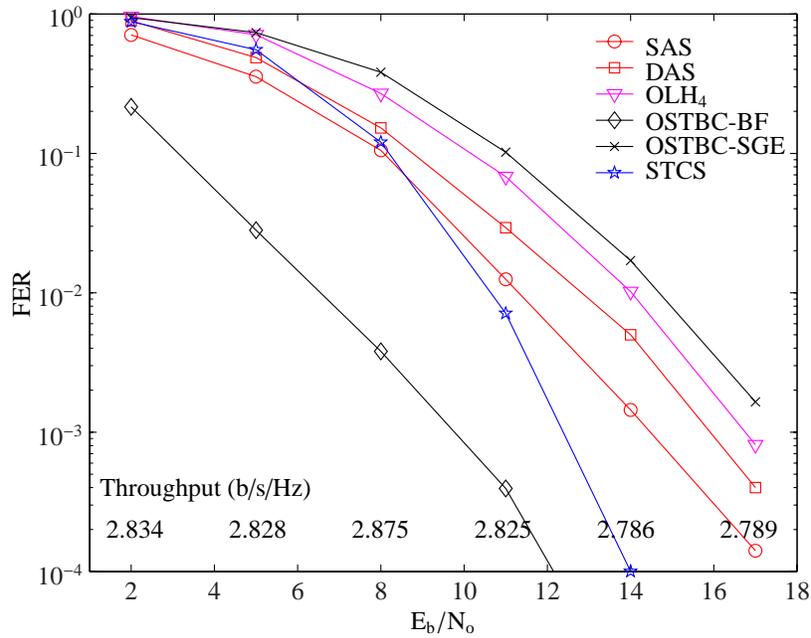


Figura 5.7: FER y eficiencia espectral de un sistema OFDM-STCS en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales incorrelados y $v = 12$ km/h.

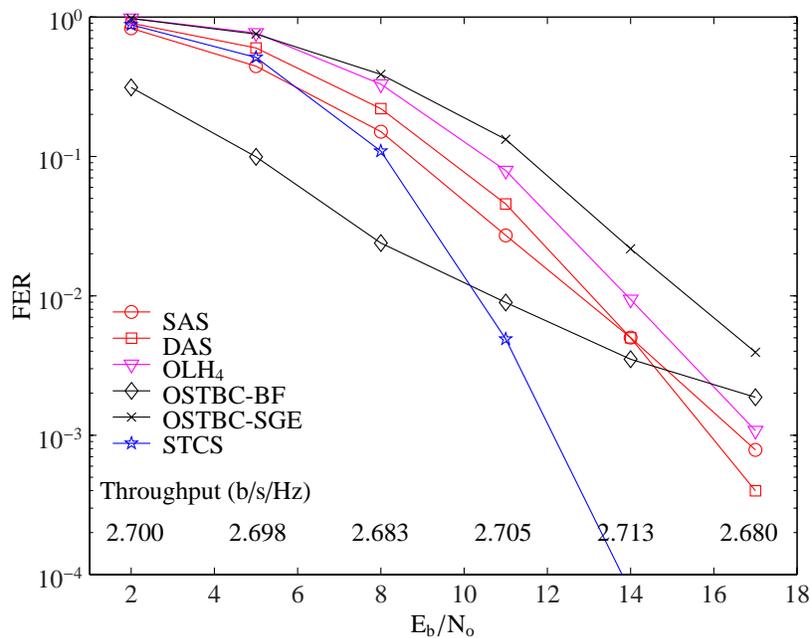


Figura 5.8: FER y eficiencia espectral de un sistema OFDM-STCS en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales incorrelados y $v = 37$ km/h.

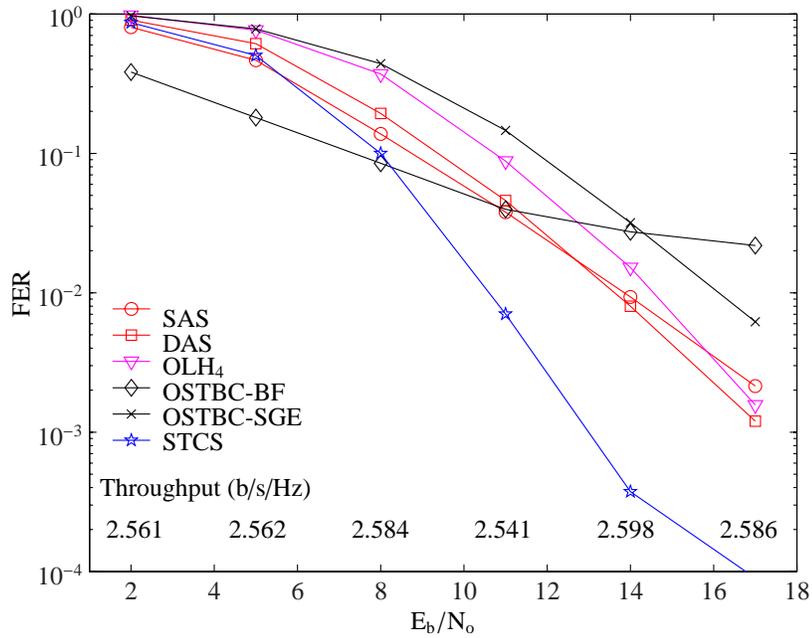


Figura 5.9: FER y eficiencia espectral de un sistema OFDM-STCS en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales incorrelados y $v = 62$ km/h.

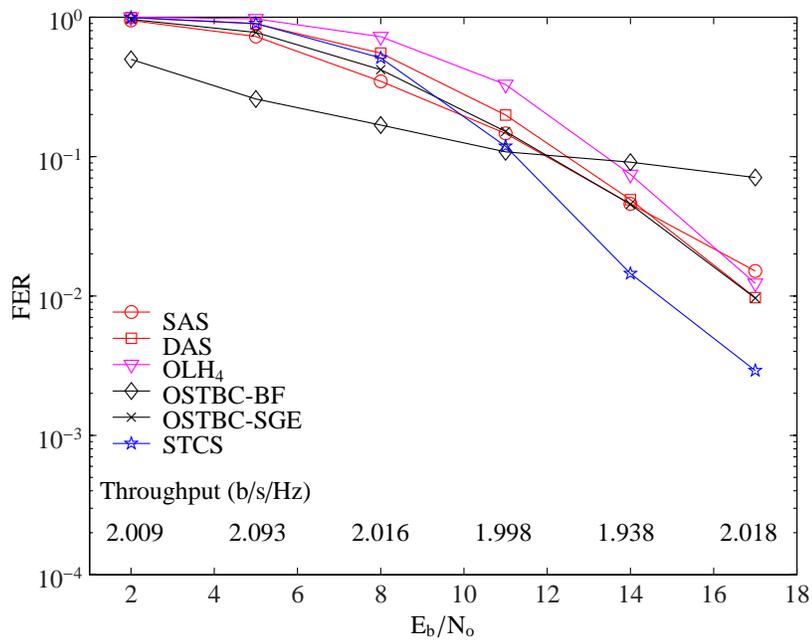


Figura 5.10: FER y eficiencia espectral de un sistema OFDM-STCS en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales incorrelados y $v = 86$ km/h.

a los 2.25 b/s/Hz de OLH₄ y OSTBC-BF. A pesar de ofrecer una menor eficiencia espectral que estos últimos, la ganancia de SNR respecto a ellos es enorme.

Finalmente, las Figs. 5.15 y 5.16 muestran la degradación de SNR en función del índice de correlación para $v = 12$ km/h y $v = 62$ km/h respectivamente. En la Fig. 5.15 se puede observar que la degradación de SNR varía muy poco con el índice de correlación para el STCS, no así para los restantes sistemas, donde parece haber una dependencia lineal entre el índice de correlación y la degradación. El STCS traslada el efecto de la correlación a una reducción de la eficiencia espectral, la cual se mantiene alrededor del 20 %. En la Fig. 5.16 se observa un comportamiento similar, aunque es importante señalar que tal como se observa en la Fig. 5.9, ya para $\bar{C} = 0$ el rendimiento del STCS es considerablemente superior tanto en FER como en eficiencia espectral. Si a esto le añadimos la menor degradación observada en 5.16, podemos afirmar que el STCS ofrece un rendimiento más estable, con una eficiencia espectral mayor o igual en la mayoría de los casos, que los sistemas de referencia en estas condiciones.

5.5. Conclusiones

En este capítulo se ha evaluado el rendimiento de la técnica de STCS en sistemas TAD-OFDM. La técnica de búsqueda de niveles umbrales utilizada en sistemas de banda estrecha se puede aplicar a sistemas con canales de banda ancha en función de la frecuencia Doppler observada por los multitrayectos del PDP, cuando los canales de banda ancha han sido apropiadamente sincronizados y muestreados para mantener las características de ortogonalidad en el sistema OFDM. La codificación espacio-tiempo se aplicó en el dominio del tiempo, i.e., codificando símbolos de una misma portadora correspondientes a palabras OFDM consecutivas. De esta forma, la técnica de STCS se puede utilizar de forma muy similar al caso de banda estrecha. Para mantener acotado el nivel de complejidad, la STCS se aplicó por grupo de subportadoras, donde la decisión tomada sobre una subportadora central se mantiene para las subportadoras adyacentes del mismo grupo. Las simulaciones sobre canales incorrelados para distintos valores de frecuencia Doppler muestran que la técnica de STCS proporciona ganancias considerables respecto a sistemas de selección de antena transmisora y de adaptación de fase o potencia en transmisión. Para bajas velocidades de transmisión, la técnica de OSTBC-BF obtiene mejor rendimiento que la STCS, pero para velocidades menores el STCS supera a

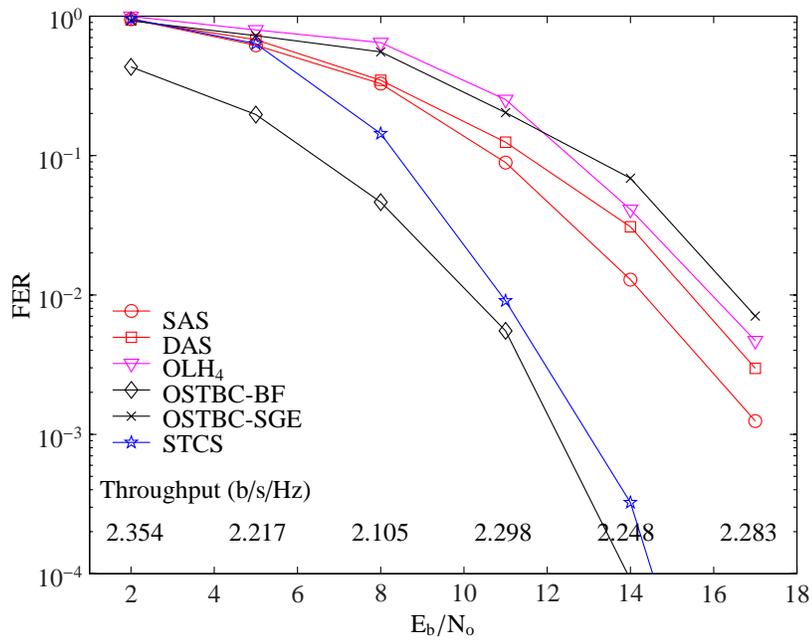


Figura 5.11: FER y eficiencia espectral de un sistema OFDM-STCS en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales correlados con $\bar{C} = 0.3$ y $\nu = 12$ km/h.

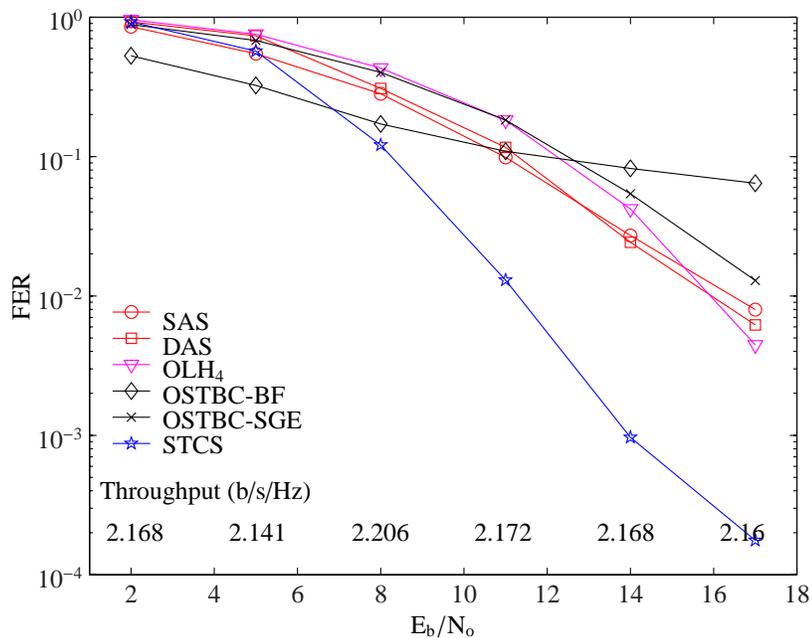


Figura 5.12: FER y eficiencia espectral de un sistema OFDM-STCS en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales correlados con $\bar{C} = 0.3$ y $\nu = 62$ km/h.

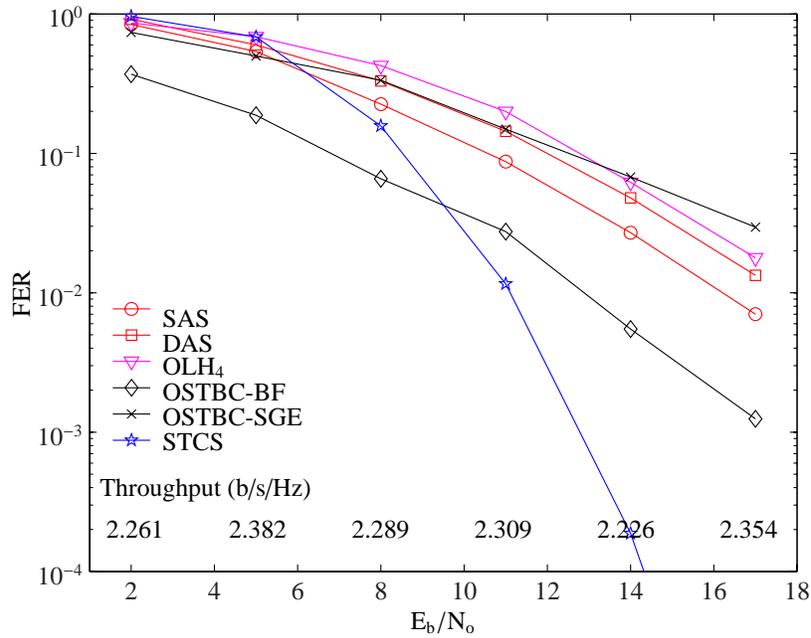


Figura 5.13: FER y eficiencia espectral de un sistema OFDM-STCS en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales correlados con $\bar{C} = 0.6$ y $\nu = 12$ km/h.

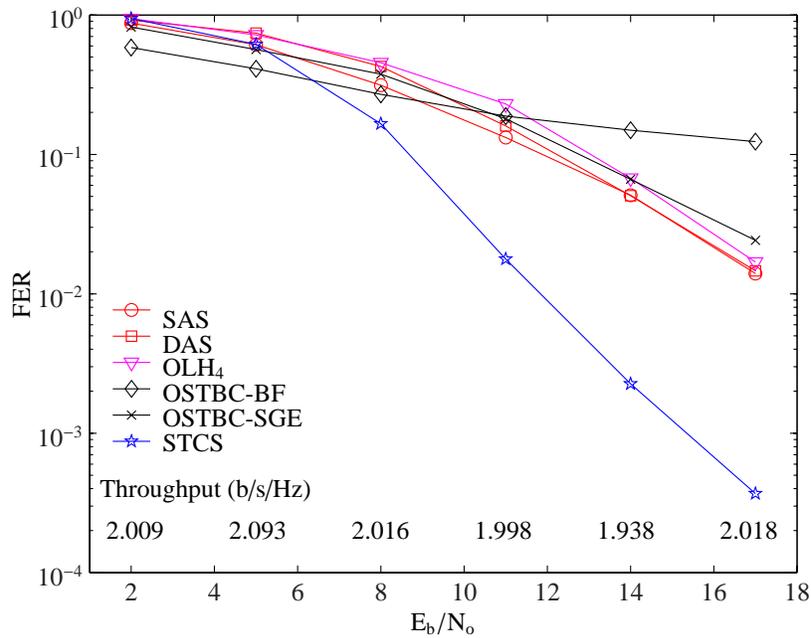


Figura 5.14: FER y eficiencia espectral de un sistema OFDM-STCS en comparación con sistemas de selección de antena y transmisión adaptativa transmitiendo a 2 b/s/Hz para canales correlados con $\bar{C} = 0.6$ y $\nu = 62$ km/h.

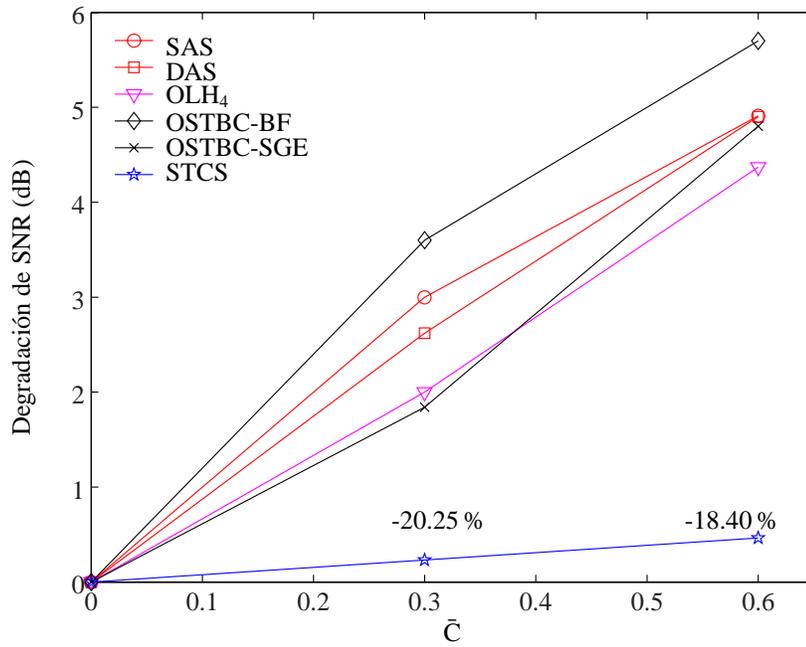


Figura 5.15: Degradación de SNR y variación de la eficiencia espectral en función del índice de correlación para $v = 12$ km/h y PCSI en recepción.

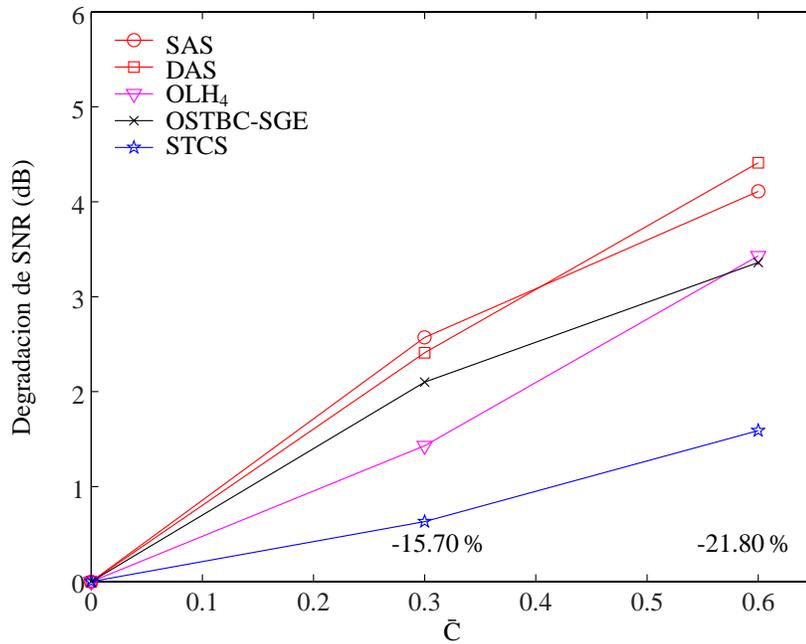


Figura 5.16: Degradación de SNR y variación de la eficiencia espectral en función del índice de correlación para $v = 62$ km/h y PCSI en recepción.

todos los sistemas de referencia, incluyendo a OSTBC-BF. En situaciones con canales correlados se pueden apreciar los beneficios de la STCS, donde un moderado sacrificio de la eficiencia espectral permite compensar efectivamente los efectos degradatorios de la correlación.

Referencias

- [1] P. Votz, “Characterization of the optimum transmitter correlation matrix for MIMO with antenna subset selection,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, pp. 1779–1782, 2003.
- [2] R. Narasimhan, “Spatial multiplexing with transmit antenna and constellation selection for correlated MIMO fading channels,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 51, no. 11, pp. 2829–2838, 2003.
- [3] T. Keller and L. Hanzo, “Adaptive modulation techniques for duplex OFDM transmission,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, no. 5, pp. 1893–1906, Sept. 2000.
- [4] G. Jöngren, M. Skoglund, and B. Ottersten, “Combining beamforming and orthogonal space-time block coding,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48, no. 3, pp. 611–627, Mar. 2002.
- [5] J. Wu, H. Horng, J. Zhang, J. Olivier, and C. Xiao, “Combining orthogonal space time block codes with adaptive sub-group antenna encoding,” *Intern. J. Wireless Info. Networks*, vol. 12, pp. 179–186, July 2005.

Conclusiones y líneas futuras de trabajo

6.1. Conclusiones

Los sistemas que utilizan múltiples antenas en transmisión y en recepción han pasado a constituir en sí mismos una nueva área de estudio en el campo de ingeniería de comunicaciones, la cual se han dedicado ingentes esfuerzos en los últimos años. Los sistemas de diversidad se han establecido como técnicas de aplicación habitual en los sistemas de comunicaciones inalámbricas, ya que ofrecen ganancias significativas con bajos costos añadidos. En particular, la utilización de múltiples antenas receptoras se soporta en técnicas maduras bien conocidas. Sin embargo, la aplicación de diversidad en transmisión plantea interrogantes adicionales. El aumentar la capacidad de los sistemas de comunicación y el disminuir la complejidad de los receptores han sido dos de las motivaciones que han impulsado el estudio de los sistemas TAD.

En esta tesis se tratan temas críticos en la aplicación de sistemas TAD, específicamente la estimación de canal y la adaptación de la transmisión a las condiciones del entorno. Se realizó una revisión de la literatura sobre técnicas de diversidad, describiendo los principios físicos que justifican el concepto de diversidad y comparando las principales implementaciones de diversidad en términos de ganancia contra complejidad. Se describieron distintas técnicas de diversidad en transmisión de lazo cerrado que permiten la adaptación de la transmisión al estado de la matriz del canal, algunas de las cuales han sido utilizadas como referencia para la evaluación de alguna de las propuestas realizadas en esta tesis.

La estimación de canal es un elemento de particular importancia en la realización de sis-

temas inalámbricos MIMO o MISO. Al transmitir con múltiples antenas, el receptor debe estimar la matriz de canal, ya sea para ejecutar una decodificación en sistemas que utilizan STCs, o para discriminar las señales transmitidas y cancelar interferencias en sistemas sin codificación. En esta memoria se presenta un análisis sobre los efectos del error de estimación de canal en sistemas basados en OSTBC. Mediante un sencillo modelo de error de estimación de canal se cuantificó la degradación que sufre el rendimiento de sistemas que utilizan OSTBCs en función del error de estimación. Igualmente, se analizó la degradación que sufren dichos sistemas en presencia de canales correlados, concluyendo que el efecto conjunto de los errores de estimación de canal y correlación puede afectar sensiblemente las prestaciones conseguidas en condiciones ideales.

El interés en sistemas basados en OSTBCs se ha renovado recientemente con la utilización de estos códigos como bloques de entrenamiento para la estimación de canal. De esta forma se pueden aprovechar las características de ortogonalidad y sencillez de los OSTBC para desacoplar la información de canal en recepción requiriendo solo de procesamiento lineal en recepción. La estimación de canal se realiza de forma simple usando OSTBCs aún cuando los datos sean transmitidos a través de técnicas más eficientes y complejas. Por otra parte, los sistemas OFDM se perfilan como la tecnología base para la cuarta generación de sistemas inalámbricos. Es por ello que la combinación de OFDM y STCs tiene actualmente, a pesar del grado de complejidad que pueden alcanzar los sistemas, un interés principal en el estudio de sistemas de comunicaciones inalámbricos. En el contexto de sistemas OFDM la sencillez de un estimador es de particular interés, debido a que el número de operaciones aumenta proporcionalmente con el número de portadoras. En esta tesis se propusieron estimadores LS de baja complejidad que utilizan OSTBCs, apropiados para utilizarse en sistemas con dos antenas transmisoras y constelaciones complejas, y en sistemas con tres o cuatro antenas transmisoras con constelaciones reales o complejas. Se han especificado las matrices necesarias para el procesamiento en recepción, y los resultados de las simulaciones indican que los estimadores propuestos obtienen el mismo rendimiento que otros estimadores de baja complejidad propuestos en la literatura, pero con posibles ventajas en su implementación práctica.

Los estándares 3G de sistemas inalámbricos incluyen el uso de dos antenas transmisoras usando OSTBCs. La migración a sistemas con un mayor número de antenas transmisoras es imprescindible para incrementar la capacidad de los sistemas. Sin embargo, dicha migración

está limitada por distintos factores, como los costes de circuitería, el tamaño de los transmisores y consideraciones de impacto ambiental. Es por ello que el paso a sistemas con tres o cuatro antenas transmisoras parece ser una transición natural a las especificaciones actuales. En esta tesis se propone un estimador de canal LS diferencial para sistemas TAD-OFDM con tres antenas transmisoras, con el objetivo de disminuir el error de estimación pero sin incrementar considerablemente la complejidad de los estimadores. El estimador propuesto se basa en una representación sobre-completa que utiliza el OSTBC esporádico de tasa $3/4$ para tres antenas transmisoras, en donde se aprovecha la redundancia de las señales recibidas durante la longitud del código para realizar la estimación de canal. Se han especificado las matrices necesarias para la estimación de canal, y se probó el funcionamiento del estimador mediante simulaciones, obteniendo ganancias respecto a un estimador LS por pseudoinversa a expensa de un costo adicional muy bajo.

La adaptación de la transmisión a las características del entorno es una de las herramientas principales para intentar satisfacer las crecientes necesidades de capacidad en las nuevas generaciones de sistemas inalámbricos, razón por la cual recientemente se le ha dedicado no pocos esfuerzos. Diferentes técnicas propuestas en la literatura incluyen la selección de antena, la combinación de selección de antena y OSTBCs y la adaptación de potencia o fase en presencia o no de codificación espacio-tiempo. En esta tesis se propone una técnica de selección de código espacio-tiempo para sistemas TAD, la cual combina la selección de un número variable de antenas transmisoras en combinación con OSTBCs, los cuales deben ser también seleccionados de acuerdo a la decisión sobre número de antenas. De esta forma la potencia se concentra sobre las antenas que observan los canales más favorables, con la versatilidad de poder transmitir usando desde una a cuatro antenas, o simplemente suprimir temporalmente la transmisión cuando las condiciones sean muy desfavorables.

A diferencia de la mayoría de los trabajos propuestos en la literatura, el procedimiento para la selección de antenas descrito en este trabajo toma en cuenta no solo la CSI instantánea, sino que considera la desactualización de la CSI por medio de la razón entre la frecuencia Doppler y la frecuencia de realimentación de la CSI. Tomando en cuenta que para canales Rayleigh incorrelados la combinación lineal de ellos produce canales SISO equivalentes que siguen la estadística de Nakagami, el procedimiento propuesto para la selección de antenas compara los posibles canales SISO equivalente con un conjunto predeterminado de niveles umbrales.

Se describe el proceso de cálculo de estos niveles umbrales y se calcularon dos conjuntos de niveles umbrales utilizados para probar la propuesta.

Se realizó un análisis de BER y de eficiencia espectral, obteniendo expresiones que permiten calcular de forma aproximada las prestaciones del sistema. La comparación entre el análisis y las simulaciones mostró que existe buena concordancia entre ellos. Se realizaron simulaciones en diferentes condiciones del entorno, las cuales mostraron que el sistema propuesto obtiene un buen rendimiento para un amplio rango de frecuencias Doppler e índices de correlación. Adicionalmente, el sistema se comportó de forma bastante estable, de tal manera que es capaz de superar a los sistemas utilizados para comparación en el compromiso BER-eficiencia espectral. La especificación de una BER objetivo instantánea mínima deseada permite controlar dicho compromiso, obteniendo ganancias significativas a expensas de una ligera reducción de la eficiencia espectral u obteniendo ganancias moderadas con una mayor eficiencia espectral. Las simulaciones también muestran que a pesar de que generalmente el rendimiento de las técnicas de referencia varía significativamente con las condiciones del entorno, adecuándose cada una a alguna situación particular, la técnica propuesta superó a todos los sistemas de comparación en casi todas las condiciones observadas.

Finalmente, se evaluó el rendimiento de la técnica de STCS en sistemas TAD-OFDM, en donde el procedimiento de búsqueda de niveles umbrales utilizado en sistemas de banda estrecha se aplicó a sistemas con canales de banda ancha en función de la frecuencia Doppler de los multitrayectos del PDP. Aplicando la codificación espacio-tiempo en el dominio del tiempo, la técnica de STCS se puede utilizar de forma muy similar al caso de banda estrecha. Utilizando una estructura de sub-portadoras es posible mantener restringido el nivel de complejidad, donde la decisión tomada sobre una sub-portadora central se mantiene para las sub-portadoras adyacentes del mismo grupo. Las simulaciones sobre canales incorrelados para distintas velocidades del móvil muestran que la técnica de STCS proporciona ganancias considerables respecto a sistemas de selección de antena transmisora y de adaptación de fase o potencia en transmisión. El STCS supera a los sistemas de referencia en la gran mayoría de condiciones del entorno. En situaciones con canales correlados, la técnica propuesta es capaz de compensar efectivamente los efectos degradatorios de la correlación con un moderado sacrificio de la eficiencia espectral.

6.2. Líneas futuras de trabajo

Las siguientes actividades podrían constituir líneas futuras de trabajo, como continuación o extensión de las actividades desarrolladas en esta tesis:

- La propuesta de STCS en canales de banda estrecha se podría asistir con un banco de predictores, que permitiesen determinar en forma aproximada el estado del canal en función del espectro Doppler del canal y muestras pasadas del mismo. En esta tesis se propuso un procedimiento de búsqueda de umbrales bajo la hipótesis de que el canal siempre lleva una tendencia descendiente en el instante de realimentación, y de esta forma se considera la BER instantánea en el estadísticamente peor de los casos en el instante de realimentación. Sin embargo, esta hipótesis puede estar siendo demasiado restrictiva, desestimando así canales útiles y afectando las ganancias conseguidas. El uso del estimador evitaría utilizar hipótesis de este tipo, aunque con un costo adicional en complejidad. Para mantener la complejidad restringida, se podría utilizar predictores sencillos de canal basados en el error cuadrático medio.
- La técnica de STCS en sistemas TAD-OFDM se ha aplicado en este trabajo, por motivos de simplicidad, utilizando codificación espacio-tiempo a través de palabras OFDM consecutivas. Este procedimiento podría imponer restricciones en variabilidad del canal, sobre todo en sistemas de alta velocidad. Sin embargo, es posible aplicar una codificación espacio-frecuencia a través de portadoras consecutivas de una misma palabra OFDM. Para ello sería necesario considerar conjuntamente las variaciones temporales y frecuenciales en la aplicación de STCS. Una actividad futura podría consistir en la exploración de distintas maneras de aplicación de la técnica de STCS sobre sistemas TAD-OFDM
- En esta tesis se ha utilizado STCS transmitiendo los datos con OSTBCs. Sin embargo, en principio es posible utilizar OSTBCs como bloques de entrenamiento para la aplicación de STCS en combinación con la transmisión de datos utilizando otras técnicas de transmisión con múltiples antenas, como por ejemplo multiplexación espacial, códigos STBC no ortogonales o codificación trellis. La situación sería similar a la utilización de OSTBCs como bloques de entrenamiento para estimación de canal en conjunto con transmisión de datos con distintas técnicas de codificación o multiplexión.