Universidad Nacional de Córdoba

Tesis de Doctor en Ciencias de la Ingeniería

Teoría de la Transmisión de Información sobre Canales MIMO Inalámbricos con Múltiples Usuarios

Alexis Alfredo Dowhuszko

Córdoba Argentina

Marzo 2010

Universidad Nacional de Cordoba

Thesis for the degree of Doctor of Science

Theory of Information Transmission over MIMO Wireless Channels with Multiple Users

Alexis Alfredo Dowhuszko

Cordoba Argentina

March 2010

Título

Teoría de la Transmisión de Información sobre
Canales MIMO Inalámbricos con Múltiples Usuarios

Autor

Ing. Alexis Alfredo Dowhuszko

Director de Tesis

Dr. Mario Rafael Hueda

Comisión Asesora

Dra. Elizabeth Vera de Payer
Dr. Victor Hugo Sauchelli

Comisión Evaluadora

Dra. Cecilia Galarza
Dr. Oscar Bustos
Dr. Jorge Manuel Finochietto

Dedicado a todas las personas que
hicieron posible esta titulación

Agradecimientos

A todas las personas que de alguna forma colaboraron en la realización de este trabajo, fundamentalmente a los directores del proyecto, Dra. Graciela Corral-Briones y Dr. Mario R. Hueda, a la directora del Laboratorio de Comunicaciones Digitales, Ing. Carmen E. Rodríguez, a los miembros de la Comisión Asesora, Dra. Elizabeth Vera de Payer y Dr. Victor Hugo Sauchelli, a los miembros de la Comisión Evaluadora, Dra. Cecilia Galarza, Dr. Oscar Bustos y Dr. Jorge M. Finochietto, a los asesores externos, Dr. Risto Wichman y Dr. Jyri Hämäläinen, y muy especialmente al Dr. Oscar E. Agazzi. A todos ellos, muchas gracias por su compresión, paciencia y apoyo brindado durante el transcurso de todos estos años.

También quiero agradecer a todas las instituciones que con su valioso aporte técnico y/o financiero posibilitaron este logro, fundamentalmente al Laboratorio de Comunicaciones Digitales, perteneciente a la Facultad de Ciencias Exactas, Físicas y Naturales (FCEFyN) de la Universidad Nacional de Córdoba (UNC), al Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), al Ministerio de Ciencia y Tecnología de la Provincia de Córdoba (MinCyT), a la Secretaría de Ciencia y Tecnología (SECyT), y muy especialmente a la Fundación Tarpuy.

Por último y de todo corazón a mis padres, Adolfo Alberto y María Cristina, a mis hermanas, María Laura, Ana Sofía y María Guillermina, a mi novia María Daniela, a mis tíos y primos, quienes con su compañía y comprensión me ayudaron a alcanzar este hito. Por último, también quiero agradecer a mis amigos y a mis compañeros de trabajo, quienes siempre me apoyaron en los buenos y malos momentos.

A todos ustedes, no se si puedo decirles algo más que GRACIAS. GRACIAS por el apoyo que me brindaron en las distintas etapas de este proyecto. GRACIAS por ayudarme a apuntalar mis sueños. GRACIAS por permitirme llegar a ser lo que hoy soy. Lograr mi máxima titulación era todo un objetivo de mi vida. El viernes 12 de marzo de 2010 lo alcancé. Todos ustedes fueron parte indispensable de todo esto.

Gracias, gracias y gracias ... ¡No tengo más palabras para ustedes!

Doctorado en Ciencias de la Ingeniería
Escuela de Cuarto Nivel Académico
Facultad de Ciencias Exactas, Físicas y Naturales
Universidad Nacional de Córdoba
República Argentina
Avda. Vélez Sarsfield 1601 – Tel. 54 351 4333075 - 5000 Córdoba

Acta Tribunal de Tesis de Doctorado

En la Ciudad de Córdoba a los 12 días del mes de Marzo de 2010 se reúne el Tribunal de Tesis del Doctorado en Ciencias de la Ingeniería, del Ing. Alexis Dowhuszko, cuya tesis se denomina "Teoría de la transmisión de Información sobre Canales MIMO Inalámbricos con Múltiples Usuarios".
El tribunal, integrado por la Dra. Cecilia Galarza, el Dr. Oscar Bustos y el Dr. Jorge M. Finochietto, después de haber analizado la tesis durante el período previo a su defensa y de presenciar su exposición oral, acuerda por unanimidad calificar la Tesis como:

APROBADA

A los efectos de dejar constancia se firma la presente acta.

Dra. Cecilia Galarza	Dr. Oscar Bustos	Dr. Jorge M. Finochietto
Universidad de Buenos Aires	Universidad Nacional de Córdoba	Universidad Nacional de Córdoba

Prefacio

Esta Tesis es presentada como parte de los requisitos para optar al grado académico de Doctor en Ciencias de la Ingeniería de la Universidad Nacional de Córdoba, y no ha sido presentada previamente para la obtención de otro título en esta Universidad u otras. La misma contiene los resultados obtenidos en investigaciones llevadas a cabo en el Laboratorio de Comunicaciones Digitales, Departamento de Electrónica, durante el período comprendido entre el 1 de julio de 2004 y el 30 de junio de 2009, bajo la dirección del Dr. Mario R. Hueda, Profesor Adjunto del Departamento de Electrónica.

Alexis Alfredo Dowhuszko
adowhuszko@efn.unc.edu.ar
Laboratorio de Comunicaciones Digitales
Facultad de Ciencias Exactas, Físicas y Naturales
Universidad Nacional de Córdoba
Córdoba, 1 de abril de 2010.

Resumen

LOS sistemas de comunicación con Múltiples-Entradas Múltiples-Salidas (MIMO) poseen arreglos de antenas localizados tanto en transmisión como en recepción. La idea principal detrás de esta técnica es combinar señales muestreadas espacialmente en ambos extremos del enlace de radio para mejorar la calidad de la comunicación (agregando diversidad espacial), o aumentar la tasa de datos alcanzable a nivel de sistema (creando varias corrientes de datos espacialmente paralelas). Varios trabajos de investigación recientes demuestran que, usando de forma eficiente los grados de libertad que se generan en un canal MIMO con Múltiples Usuarios (MU-MIMO), se pueden alcanzar tasas de datos próximas al límite teórico de capacidad del canal. Lamentablemente, la mayoría de estos estudios suponen condiciones ideales de funcionamiento muy difíciles de satisfacer en situaciones reales. Hasta el presente, la ausencia de modelos matemáticos que permitan extender estos resultados a escenarios de trabajo factibles de encontrar en situaciones prácticas ha obligado a realizar estos estudios empleando exclusivamente simulaciones en computadora. En esta Tesis se desarrolla una nueva teoría para el modelado de distintas estrategias de transmisión de información sobre canales MU-MIMO reales. Esta teoría permite analizar el comportamiento de un canal MU-MIMO en distintas situaciones prácticas, posibilitando de este modo estudiar la degradación que se observa en la tasa de transmisión alcanzable a nivel de sistema en cada caso específico. Asimismo, las herramientas teóricas que se derivan hacen posible el diseño de sistemas de comunicación inalámbricos más eficientes de lo que había sido posible hasta el día de la fecha.

Como una segunda contribución fundamental de este trabajo, se establecen pautas de diseño concretas para construir estrategias de transmisión prácticas para distintos tipos de escenarios de comunicación MIMO inalámbricos, a saber:

1. Esquemas de Diversidad en Transmisión a Lazo Cerrado (CL TD) para canales MIMO con Único Usuario (SU-MIMO) (i.e., canales MIMO punto-a-punto) y

2. Esquemas de Conformación de Haz Lineal (LBF) y mecanismos de selección de usuarios para canales MU-MIMO con distintas configuraciones de Información de Estado del Canal en Transmisión (CSIT) parcial.

En base a estos estudios, se determinan cuáles son las configuraciones de trabajo más convenientes de aplicar para cada una de las estrategias de comunicación que se analizaron. En otras palabras, es posible establecer cómo conviene diseñar cada uno de los bloques de estos sistemas inalámbricos para alcanzar la mejor solución de compromiso entre grado de desempeño (i.e., tasa de transmisión suma alcanzable) y complejidad de implementación (i.e., recursos que se deben asignar). Estos resultados son uno de los primeros frutos de la teoría aquí expuesta. Además de su importancia intrínseca, la posibilidad de conocer cómo es el comportamiento de los sistemas estudiados en forma teórica permitió sugerir mejoras en el diseño de los mismos. Es importante destacar que en cada uno de los escenarios de trabajo que se analizaron, se ha llegado a la conclusión de que mediante la aplicación de esquemas de transmisión sencillos se puede aprovechar una buena parte de la capacidad disponible a nivel de sistema en cada circunstancia. Estos niveles de desempeño se consiguieron aún cuando los parámetros de diseño y las configuraciones del sistema que se manejaban eran comparables a las restricciones de implementación prácticas factibles de encontrar en los sistemas de comunicación inalámbricos contemporáneos.

Palabras Clave: Canales Inalámbricos MIMO, Acceso Múltiple por División en Espacio, Conformación de Haz Lineal, Diversidad Multiusuario, Diagramación Oportunística, Conformación de Haz Aleatoria.

Abstract

MULTIPLE-INPUT Multiple-Output (MIMO) communication systems have antenna arrays located at both, transmission and reception. The main idea behind this technique is to combine spatially sampled signals at both extremes of the radio link to improve communication quality (by means of adding spatial diversity), or increase the system level achievable data rate (by means of creating multiple spatially parallel data streams). Several recent research articles show that, the efficient use of the degrees of freedom that are generated in a Multi-User MIMO (MU-MIMO) channel, allows to obtain achievable data rates close to the channel capacity theoretical limit. Unfortunately, most of these studies consider ideal operating conditions that are very difficult to satisfy in realistic situations. Up to now, the lack of mathematical models that allow to extend these results to working scenarios more feasible to find in practical situations, has forced to carry out these studies using only computer simulations. In this Thesis, a new theory for modeling the behavior of different information transmission strategies over real-world MU-MIMO channels is developed. This theory allows to analyze the behavior of a MU-MIMO channel under different practical situations, which in terms makes possible to study the achievable transmission rate degradation that is observed at system level in each specific case. In addition, the theoretical tools that are derived enable the design of more efficient wireless communication systems, when compared to the ones that were possible to obtain up to the present day.

As a secondary fundamental contribution of this work, design guidelines for building practical transmission strategies for different types of MIMO wireless communication scenarios are established, namely:

1. Closed-Loop Transmit-Diversity (CL TD) schemes for Single-User MIMO (SU-MIMO) channels (i.e., point-to-point MIMO channels) and

2. Linear BeamForming (LBF) schemes and user selection mechanisms for MU-MIMO channels under different partial Channel State Information at the Transmitter side (CSIT) settings.

Based on these studies, it is possible to determine which working settings are more suitable to be applied in each of the communication strategies that were analyzed. In other words, it is possible to establish what is the most convenient way to design the different functional blocks of these wireless systems, in order to achieve the best tradeoff between performance level (i.e., system achievable sum-rate) and implementation complexity (i.e., required hardware resources). These results are one of the major contibutions of the theory that was discussed in this Thesis. Besides its intrinsic importance, the possibility of having a theoretical model to characterize the behavior of the different sytems under study made possible to propose novel improvements in the design of them. It is important to note that in each of the working scenarios that were analyzed it was possible to conclude that, the implementation of simple transmission schemes makes possible to take adavantage of a large portion of the system level capacity that is available in each circumstance. These performance levels were obtained even when the design parameters and system configurations that were handled were comparable to those constraints that exists in practical implementations, feasible to find in contemporary wireless communication systems.

Key Words: MIMO Wireless Channels, Space-Division Multiple-Access, Linear BeamForming, MultiUser Diversity, Opportunistic Scheduling, Random BeamForming.

Resumo

OS sistemas de comunicação equipados com Múltiplas-Entradas e Múltiplas-Saídas (MIMO), têm mais de uma antena localizada tanto no transmisor quanto no receptor. A idéia principal desta técnica é a combinação dos sinais amostrados espacialmente nas duas extremidades da ligação de rádio para melhorar a qualidade da comunicação (pela adição de diversidade espacial), ou aumentar a taxa de dados ao nível do sistema (pela criação de múltiplos fluxos de dados espaciais paralelos). Vários trabalhos de pesquisa recente mostram que o uso eficiente dos graus de liberdade gerados em um canal MIMO com múltiplos usuários (MU-MIMO) permite chegar até taxas de dados perto do limite teórico da capacidade do canal. No entanto, a maioria desses estudos representam condições ideais de operação muito difíceis de satisfazer em situações reais. Até hoje, a falta de modelos matemáticos para estender os resultados, nos cenários de trabalho possíveis em situações concretas, forçou a pesquisa ao nivel de simulações de computador apenas. Nesta tese desenvolve-se uma nova teoria para a modelagem de diferentes estratégias para transmitir informações sobre o canal MU-MIMO real. Esta teoria permite analisar o comportamento de um canal MU-MIMO prático em ambientes diferentes, tornando assim possível estudar a degradação observada na taxa de transmissão ao nível do sistema em cada caso específico. Além disso, as ferramentas teóricas resultantes tornam possível a concepção de sistemas de comunicação sem fio mais eficientes do que tinha sido possível até hoje.

Como uma segunda contribuição fundamental deste trabalho, definem-se as diretrizes concretas de projeto para a construção de estratégias de transmissão práticas para diferentes tipos de cenários de comunicação MIMO sem fio, ou seja:

1. Esquemas de Diversidade na Transmissão de Circuito Fechado (CL TD) para os canais MIMO com um único usuário (SU-MIMO) (i.e., canal MIMO ponto-a-ponto) e

2. Esquemas de Conformação de Feixe Linear (LBF) e mecanismos de seleção de usuário para os canais MU-MIMO com diferentes configurações de Informação sobre o Estado do Canal na Transmissão (CSIT) parcial.

Com base nestes estudos, é possível determinar as condições de trabalho mais adequadas para aplicar a cada uma das estratégias de comunicação analisadas. Em outras palavras, pode ser estabelecida a melhor maneira de projetar os blocos dos sistemas sem fio para conseguir o melhor compromisso entre o grau de desempeñoo (i.e., a taxa de transmissão total) e complexidade de implementação (i.e., os recursos a serem alocados). Os resultados obtidos são um dos primeiros frutos da teoria aquí descrita. Além da sua importância intrínseca, a possibilidade de conhecer o comportamento teórico dos sistemas estudados tornou possível sugerir melhorias no projeto dos mismos. É importante notar que, segundo cada um dos cenários de trabalho analisados, conclue-se que pela aplicação de esquemas de transmissão simples é possível aproveitar boa parte da capacidade disponível ao nivel do sistema em cada circunstância. Dessa forma se obtém melhores níveis de desempenho, embora os parâmetros de projeto e configurações do sistema utilisados foram comparáveis às limitações da aplicação prática, factíveis de encontrar em sistemas contemporâneos de comunicação sem fio.

Palabras Chave: Canais MIMO sem fio, Acesso Multiple por Divisão do Espaço, Conformação de Feixe Linear, Diversidade Multiusuário, Seleção Oportunista, Precodificação Aleatória.

Índice general

Índice general I

Índice de figuras V

Índice de tablas XI

Acrónimos XIII

Nomenclatura XIX

1. Introducción 1

1.1. Antecedentes de la Investigación 2

1.2. Problema de Investigación 6

1.3. Justificación de la Investigación 8

1.4. Metodología 10

1.5. Esquema General de la Tesis 14

1.6. Trabajos Publicados Relacionados con la Tesis 17

Apéndice 1.1: Aportes de los Trabajos Publicados 18

2. Modelo del Sistema: Fundamentos Teóricos 27

2.1. El Canal Inalámbrico 29

2.2. Capacidad en Canales con Múltiples Antenas 42

2.3. Esquemas de Transmisión para Canales con Múltiples Antenas 52

2.4. Tipos de Información de Estado del Canal 73
2.5. Esquemas de Diagramación 88
2.6. Estrategias de Precodificación Aleatorias 99
2.7. Comentarios de Cierre 102

3. Sobre la Comunicación en Canales MIMO con Único Usuario 105

3.1. Esquemas CL TD con CSIT Limitada 106
3.2. Modelo de Sistema y Caracterización Estadística 110
3.3. Parametrización del Modelo Probabilístico 116
3.4. Capacidad Enlace Modos CL TD Generalizados 119
3.5. Comentarios de Cierre 130
Apéndice 3.1: Fórmula Cerrada Útil para Cálculo de Integral Definida 131

4. Sobre la Comunicación en Canales MIMO con Múltiples Usuarios 133

4.1. Esquemas para BC MIMO con CDI (sin CQI) 135
4.2. Modelo de Sistema y Esquema de Transmisión 139
4.3. Estudio de la Tasa de Transmisión Alcanzable 149
4.4. Capacidad Suma Canal MU-MIMO con CDI (sin CQI) 162
4.5. Comentarios de Cierre 167
Apéndice 4.1: Aproximación Chi-Cuadrado con Corrección de Error 169
Apéndice 4.2: Ganancia de SNR y Figura de Desvanecimiento 172

5. Comunicación Oportunística en Canales MIMO con Múltiples Usuarios 175

5.1. Esquemas para BC con ambos tipos de CSIT (CDI y CQI) 178
5.2. Modelo de Sistema y Esquema de Transmisión Oportunístico 182
5.3. Tasa de Transmisión Alcanzable por Haz (sin MUD) 190
5.4. Tasa de Transmisión Alcanzable por Haz (con MUD) 196
5.5. Análisis de Equidad en el Corto Plazo 205
5.6. Análisis de Desempeño: Tasa de Transmisión versus Equidad 207
5.7. Comentarios de Cierre 221

6. Precodificación Aleatoria en Canales MIMO con Múltiples Usuarios 225

6.1. Esquemas para BC MIMO con CQI (sin CDI) 228

6.2. Modelo de Sistema y Esquema de Diagramación Oportunístico 233

6.3. Precodificación Aleatoria con CQI Completa 236

6.4. Tasa de Transmisión Alcanzable para OCP con CQI Cuantizada 257

6.5. Comentarios de Cierre 273

Apéndice 6.1: Aproximación Chi-Cuadrado Genérica con Corrección de Error 274

7. Conclusiones 277

7.1. Introducción 277

7.2. Conclusión sobre cada Pregunta de Investigación 278

7.3. Conclusión sobre el Problema de Investigación 282

7.4. Limitaciones de los Resultados Obtenidos 283

7.5. Líneas de Investigación Posteriores 286

A. Publicaciones 289

A.1. Artículo I: Wireless Personal Communications 291

A.2. Artículo II: Wireless Commun. and Networking 293

A.3. Artículo III: Int. Conf. on Commun. 2007 295

A.4. Artículo IV: Vehicular Tech. Conf. Spring 2007 297

A.5. Artículo V: Int. Conf. on Commun. 2005 299

A.6. Artículo VI: Vehicular Tech. Conf. Spring 2005 301

A.7. Artículo VII: Int. Conf. on Commun. 2008 303

Glosario 305

Bibliografía 321

Índice de figuras

2.1. Ejemplo de modelo de canal inalámbrico multitrayecto variante en el tiempo, caracterizado a partir de la respuesta impulsiva en el dominio del tiempo [40]. . . 30

2.2. Mecanismos de propagación en un escenario multitrayecto típico. 31

2.3. Envolvente típica de una señal de radio a 900 MHz en presencia de desvanecimiento Rayleigh [40]. 34

2.4. Función de densidad de probabilidad de una Variable Aleatoria Rayleigh [40]. . . 35

2.5. Función de densidad de probabilidad de una Variable Aleatoria Rician: $K_r = -\infty$ dB (Rayleigh) y $K_r = 6$ dB [40]. 36

2.6. Ejemplo de canal inalámbrico móvil con ángulo de arribo aleatorio [40]. 38

2.7. Espectro Doppler clásico de una portadora de radio sin modulación [40]. 39

2.8. Perfil de potencia de un canal inalámbrico multitrayecto interior: retardo en exceso medio, dispersión de retardo RMS y dispersión de retardo en exceso @ 10 dB [40]. 41

2.9. Canal SISO con ruido AWGN. 43

2.10. Canal de comunicación MIMO con único usuario. 45

2.11. Canal de comunicación MIMO con múltiples usuarios: BC con MIMO (izquierda) y MAC con MIMO (derecha). 46

2.12. Región de capacidad DPC para un BC con MIMO ($K = 2$, $M_t = 2$, $M_r = 1$): $\mathbf{h}_1 = [1\ \ 0,5]$, $\mathbf{h}_2 = [0,5\ \ 1]$ y $P_t = 10$ [23]. 51

2.13. Beneficios en un canal inalámbrico con MIMO: ganancia de diversidad (izquierda), ganancia de potencia (centro) y ganancia por multiplexación espacial (derecha). . 53

2.14. Diagrama en Bloques: Codificador STTC [53]. 59

2.15. Diagrama en Bloques: Esquemas de Codificación LST horizontal (arriba), LST vertical (centro) y LST diagonal (abajo) [53]. 65

2.16. Diagrama en Bloques: Esquema ZFBF con Diagramación en transmisión [28]. . . 72

2.17. Esquema ACVQ: La celda de cuantización $\mathcal{H}_{k,n}$ está compuesta por la unión de los casquetes esféricos alrededor de la línea creada por la palabra código $\mathbf{c}_{k,n}$ [72]. 86

3.1. Estructura general de un sistema de comunicación con CL TD en el DL [2]. . . . 110

3.2. Capacidad de enlace para g-mode 1 ('x') y g-mode 2 ('o') en función del número de antenas en transmisión (i.e., M_t) cuando $N_{\mathrm{rp}} = 3$ y $P_t = 10\,\mathrm{dB}$ (potencia en transmisión constante). La curva discontinua hace referencia a la capacidad con TSC, mientras que la curva discontinua-punteada corresponde a la capacidad de enlace con CSIT completa (i.e., MRT) [2]. 122

3.3. Capacidad de enlace para g-mode 1 con $N_{\mathrm{rp}} = 2$ ('x') y g-mode 2 con $N_{\mathrm{rp}} = 3$ ('o') en función de la potencia de transmisión (i.e., P_t) cuando $M_t = 2$ (potencia en transmisión constante). La curva de puntos corresponde a la capacidad de enlace para un sistema SISO (i.e., $M_t = 1$), la curva discontinua hace referencia a la capacidad con TSC, mientras que la curva discontinua-punteada corresponde a la capacidad de enlace con CSIT completa (i.e., MRT) [2]. 123

3.4. Capacidad de enlace para g-mode 1 ('x') y g-mode 2 ('o') en función del número de antenas en transmisión (i.e., M_t) cuando $N_{\mathrm{rp}} = 3$ y $P_t = 10\,\mathrm{dB}$ (control de potencia en transmisión rápido y tasa de transmisión de datos constante). La curva discontinua hace referencia a la capacidad con TSC, mientras que la curva discontinua-punteada corresponde a la capacidad de enlace con CSIT completa (i.e., MRT) [2]. 127

3.5. Capacidad de enlace para g-mode 1 con $N_{\mathrm{rp}} = 2$ ('x') y g-mode 2 con $N_{\mathrm{rp}} = 3$ ('o') en función de la potencia de transmisión (i.e., P_t) cuando $M_t = 2$ (control de potencia en transmisión rápido y tasa de transmisión de datos constante). La curva discontinua hace referencia a la capacidad con TSC, mientras que la curva discontinua-punteada corresponde a la capacidad de enlace con CSIT completa (i.e., MRT) [2]. 128

4.1. Estructura general de un sistema de comunicación con SDMA en el DL [4]. . . . 140

4.2. Función de densidad de probabilidad para la señal deseada (i.e., X_k) e interferencia mutua (i.e., Y_k) en presencia de señalización CL TD Modo 1 y Modo 2. Las curvas discontinuas hacen referencia a las funciones aproximadas con corrección de error de primer orden, cuando se modela $f_X(x)$ con una distribución χ^2 con 4 grados de libertad (en rojo) y $f_Y(y)$ con una distribución χ^2 con 2 grados de libertad (en azul). En todos los casos, los valores puntuales ('*') se obtuvieron a partir de simulaciones numéricas. 154

4.3. Tasa de datos alcazable por usuario para ZFBF con SUS (i.e., ORR) en función de la potencia de transmisión (i.e., P_t) cuando $M_t = 2$ y $N_{cd} = 2, 4$ [bits] (régimen de sistema alto, sin CQI). Las curvas discontinuas con círculos (en rojo) hacen referencia a los modos de señalización CL TD, mientras que las curvas discontinuas con rombos (en verde) y cuadrados (en azul) corresponden a los esquemas RVQ y ACVQ, respectivamente. Las líneas discontinuas-puntuadas (en negro) identifica el comportamiento asintótico de Cuantización Vectorial por Celdas Aproximadas (ACVQ), según (4.59). En todos los casos, los valores puntuales ('*') se obtuvieron por simulación numérica. 164

4.4. Tasa de datos alcanzable a nivel de sistema con señalización CL TD en función de la potencia de transmisión (i.e., P_t) cuando $M_t = 2$ y $N_{cd} = 2, 4$ [bits] (régimen de sistema alto, sin CQI). Las curvas continuas con triángulos (en azul) hacen referencia al esquema TDMA con RR. Las curvas discontinuas con círculos (en rojo) corresponden al esquema ZFBF con SUS (i.e., ORR), mientras que las líneas discontinuas-puntuadas (en negro) identifican el comportamiento asintótico en esta circunstancia, según (4.58). En todos los casos, los valores puntuales ('*') se obtuvieron por simulación numérica. 166

5.1. Estructura general sistema de comunicación oportunístico con SDMA en DL. . . 183

5.2. Tasa de datos alcanzable por usuario con señalización CL TD en función de la potencia de transmisión (i.e., P_t) cuando $M_t = 2$ y $N_{cd} = 2, 4$ [bits] (régimen de sistema alto, sin CQI). Las curvas continuas (en azul) hacen referencia a TDMA-RR cuando la potencia total se normaliza a $\frac{P_t}{2}$. Las curvas discontinuas (en rojo) corresponden a la tasa de datos por haz cuando se aplica ZFBF-ORR puro, mientras que las líneas discontinuas-puntuadas (en negro) identifican el comportamiento asintótico en esta circunstancia, según (5.34). En todos los casos, los valores puntuales ('*') se obtuvieron por simulación numérica. 209

5.3. Tasa de datos alcanzable por usuario con señalización CL TD en función de la potencia de transmisión (i.e., P_t) cuando $M_t = 2$ y $N_{cd} = 2, 4$ [bits] (régimen de sistema alto, con CQI-Norm). Las curvas discontinuas con círculos (en rojo), cuadrados (en verde), rombos (en azul) y triángulos (en magenta) corresponden a la tasa de datos por haz cuando se aplica ZFBF-ORR híbrido (con CQI-Norm) para diferentes números de usuarios por palabra código de señalización (i.e., $n = 1, 2, 4, 8$). Las líneas discontinuas-puntuadas (en negro) identifican el comportamiento asintótico en esta circunstancia, según (5.34). En todos los casos, los valores puntuales ('*') se obtuvieron por simulación numérica. 212

5.4. Tasa de datos alcanzable por usuario con señalización CL TD en función de la potencia de transmisión (i.e., P_t) cuando $M_t = 2$ y $N_{cd} = 2, 4$ [bits] (régimen de sistema alto, con CQI-SIR). Las curvas continuas (en negro) hacen referencia a TDMA-RR cuando la potencia total se normaliza a $\frac{P_t}{2}$. Las curvas discontinuas con círculos (en rojo), cuadrados (en verde), rombos (en azul) y triángulos (en magenta) corresponden a la tasa de datos por haz cuando se aplica ZFBF-ORR híbrido (con CQI-SIR) para diferentes números de usuarios por palabra código de señalización (i.e., $n = 1, 2, 4, 8$). En todos los casos, los valores puntuales ('*') se obtuvieron por simulación numérica. 213

5.5. Tasa de datos suma con señalización CL TD Modo 1 ($K = 16$) y Modo 2 ($K = 64$) en función de la potencia de transmisión (i.e., P_t) cuando $M_t = 2$ (con CQI-Norm). Las curvas continuas con estrellas y continuas con triángulos (ambas en negro) hacen referencia a TDMA-RR y TDMA con max-SNR, respectivamente. Las curvas discontinuas con círculos (en rojo), cuadrados (en verde) y rombos (en azul) representan el desempeño de ZFBF-ORR puro (cota inferior de ZFBF-PFS), ZFBF-ORR híbrido y ZFBF-SUS (cota superior de ZFBF-PFS), respectivamente. Las líneas discontinuas-puntuadas (en negro) identifican el comportamiento asintótico, según (5.34). Los valores puntuales ('*') se obtuvieron por simulación numérica. 215

5.6. Tasa de datos suma con señalización CL TD Modo 1 ($K = 16$) y Modo 2 ($K = 64$) en función de la potencia de transmisión (i.e., P_t) cuando $M_t = 2$ (con CQI-SIR). Las curvas continuas con estrellas y continuas con triángulos (ambas en negro) hacen referencia a TDMA-RR y TDMA con max-SNR, respectivamente. Las curvas discontinuas con círculos (en rojo), cuadrados (en verde) y rombos (en azul) representan el desempeño de ZFBF-ORR puro (cota inferior de ZFBF-PFS), ZFBF-ORR híbrido y ZFBF-SUS (cota superior de ZFBF-PFS), respectivamente. Los valores puntuales ('*') se obtuvieron por simulación numérica. 216

5.7. Índice de equidad en la tasa de transmisión con señalización CL TD Modo 1 ($K = 16$) y Modo 2 ($K = 64$) en función de la longitud de la ventana de tiempo (i.e., W) cuando $M_t = 2$ ($P_t = 5\,\text{dB}$, con CQI-Norm). Las curvas continuas con estrellas y continuas con triángulos (ambas en negro) hacen referencia a TDMA-RR y TDMA con max-SNR, respectivamente. Las curvas discontinuas con círculos (en rojo), cuadrados (en verde) y rombos (en azul) representan el desempeño de ZFBF-ORR puro (cota superior de ZFBF-PFS), ZFBF-ORR híbrido y ZFBF-SUS (cota inferior de ZFBF-PFS), respectivamente. 217

5.8. Índice de equidad en la tasa de transmisión con señalización CL TD Modo 1 ($K = 16$) y Modo 2 ($K = 64$) en función de la longitud de la ventana de tiempo (i.e., W) cuando $M_t = 2$ ($P_t = 15\,\text{dB}$, con CQI-SIR). Las curvas continuas con estrellas y continuas con triángulos (ambas en negro) hacen referencia a TDMA-RR y TDMA con max-SNR, respectivamente. Las curvas discontinuas con círculos (en rojo), cuadrados (en verde) y rombos (en azul) representan el desempeño de ZFBF-ORR puro (cota superior de ZFBF-PFS), ZFBF-ORR híbrido y ZFBF-SUS (cota inferior de ZFBF-PFS), respectivamente. 218

5.9. Longitud de la ventana de tiempo necesaria para alcanzar un nivel de equidad arbitrario según el número de usuarios activos (i.e., K), en presencia de señalización CL TD Modo 1 para ambas definiciones de CQI: CQI-Norm ($P_t = 5$ dB) y CQI-SIR ($P_t = 15$ dB). Las curvas con círculos (en rojo), estrellas (en negro) y cuadrados (en verde) representan el desempeño de los esquemas ZFBF-ORR puro, TDMA-RR y ZFBF-ORR híbrido, respectivamente. En todos los casos, las curvas discontinuas-puntuadas, las curvas continuas y las curvas discontinuas identifican un índice de equidad de 0.8, 0.9 y 0.95, respectivamente. 220

6.1. Estructura general sistema de comunicación RBF con diagramación oportunística en el DL. 233

6.2. Tasa de datos alcanzable a nivel de sistema en función de la cantidad de usuarios activos (i.e., K) en presencia de distintos esquemas RBF con diagramación por max-Proj para $M_t = 2$ (en rojo), $M_t = 4$ (en verde) y $M_t = 8$ (en azul), cuando la CQI se reporta en forma completa (i.e., sin cuantización). Las curvas discontinuas con círculos, cuadrados y rombos representan el desempeño de los esquemas OAS-Proj, OCP-Proj y OBF-Proj, respectivamente. Los valores puntuales ('*') se obtuvieron por simulación numérica. 255

6.3. Ganancia de SNR del sistema en función de la cantidad de usuarios activos (i.e., K) para un esquema OCP-Proj con diferentes números de antenas en transmisión (i.e., $M_t = 2, 4, 8$), cuando la CQI se reporta con máxima resolución. Las curvas discontinuas con cuadrados (en rojo), círculos (en verde) y triángulos (en azul), hacen referencia al desempeño del esquema para $N_{rp} = 1, 2, 3$, respectivamente. Las curvas discontinuas con rombos (en negro) representan la ganancia de SNR cuando $N_{rp} \to \infty$, mientras que las líneas discontinuas-puntuadas (en negro) representan el límite asintótico anterior cuando $K \to \infty$. En todos los casos, los valores puntuales ('*') se obtuvieron por simulación numérica. 267

6.4. Tasa de datos alcanzable en función de la cantidad de usuarios activos (i.e., K) para un esquema OCP-Proj con diferentes números de antenas en transmisión (i.e., $M_t = 2, 4, 8$), cuando la CQI se reporta con 1-bit de resolución ($P_t = 0\,\text{dB}$). Las curvas discontinuas con cuadrados (en rojo), círculos (en verde) y triángulos (en azul), hacen referencia al desempeño del esquema para $N_{rp} = 1, 2, 3$, respectivamente. Las curvas continuas con rombos (en negro) representan la tasa de datos cuando $N_{rp} \to \infty$. En todos los casos, los valores puntuales ('*') se obtuvieron por simulación numérica. 271

Índice de cuadros

2.1. Operación de Codificación para un Código Alamouti. 57

3.1. Ganancias de SNR y Figuras de Desvanecimiento para g-mode 1 y g-mode 2 cuando $N_{\mathrm{rp}} = 3$. 118

3.2. Error de aproximación capacidad de enlace aproximada para g-mode 1 y g-mode 2 cuando $N_{\mathrm{rp}} = 3$ y $P_t = 10\,\mathrm{dB}$ (potencia de transmisión constante). 124

3.3. Error de aproximación capacidad de enlace aproximada para g-mode 1 y g-mode 2 cuando $N_{\mathrm{rp}} = 3$ y $P_t = 10\,\mathrm{dB}$ (control de potencia en transmisión rápido y tasa de transmisión de datos constante). 129

4.1. Ganancia de SNR y figura de desvanecimiento para la energía de señal deseada e interferencia mutua en presencia de señalización CL TD Modo 1 y Modo 2. . . . 152

4.2. Coeficientes de la aproximación χ^2 con corrección de error primer orden para modelar la PDF de señal deseada e interferencia mutua con señalización CL TD Modo 1 y Modo 2. 153

4.3. Ganancia de SNR y figura de desvanecimiento para la energía de señal deseada e interferencia mutua en presencia de señalización ACVQ (QUB) y RVQ. 155

4.4. Coeficientes de aproximación χ^2 con corrección de error primer orden para modelar PDF de señal deseada e interferencia mutua en presencia de señalización ACVQ (QUB) y RVQ. 156

Acrónimos

2.5G	Generación 2.5 (2.5 Generation)
3G	Tercera Generación (Third Generation)
3.5G	Generación 3.5 (3.5 Generation)
3.75G	Generación 3.75 (3.75 Generation)
3GPP	Proyecto de Asociación para la Tercera Generación (Third Generation Partnership Project)
3GPP2	Proyecto de Asociación para la Tercera Generación 2 (Third Generation Partnership Project 2)
4G	Cuarta Generación (Forth Generation)
ACVQ	Cuantización Vectorial por Celdas Aproximadas (Approximate Cell Vector Quantization)
AWGN	Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (Additive White Gaussian Noise)
AMC	Codificación y Modulación Adaptiva (Adaptive Modulation and Coding)
AoA	Ángulo de Llegada (Angle of Arrival)
AoD	Ángulo de Salida (Angle of Departure)
AP	Punto de Acceso (Access Point)
ARQ	Solicitud de Repetición Automática (Automatic Repeat reQuest)
BC	Canal de Difusión (Broadcast Channel)
BEP	Probabilidad de Error de Bits (Bit Error Probability)
BER	Tasa de Error de Bits (Bit Error Rate)

BLAST Espacio-Temporal en Capas de los Laboratorios Bell (Bell labs LAyered Space-Time)

bps bits por segundo (bits per second)

BS Estación Base (Base Station)

CC Condición de Centroide (Centroid Condition)

CCI Información de Covariancia del Canal (Channel Covariance Information)

CDF Función de Distribución de probabilidad Acumulativa (Cumulative Distribution Function)

CDI Información de Dirección del Canal (Channel Direction Information)

CDMA Acceso Múltiple por División en Códigos (Code-Division Multiple-Access)

CL Lazo Cerrado (Closed-Loop)

CL TD Diversidad en Transmisión a Lazo Cerrado (Closed-Loop Transmit-Diversity)

CMI Información del valor Medio del Canal (Channel Mean Information)

CQI Información de Calidad del Canal (Channel Quality Information)

CQI-Norm CQI Norma de Canal (Channel Norm CQI)

CQI-SIR CQI Relación Señal-a-Interferencia (Signal-to-Interference power Ratio CQI)

CSI Información de Estado del Canal (Channel State Information)

CSIR Información de Estado del Canal en Recepción (Channel State Information at the Receiver side)

CSIT Información de Estado del Canal en Transmisión (Channel State Information at the Transmitter side)

DFE Ecualizador Retroalimentado por Decisiones (Decision Feedback Equalizer)

DL Enlace de Bajada (DownLink)

D-LST Espacio-Temporal en Capas Diagonal (Diagonal Layer Space-Time)

DPC Dirty Paper Coding

DVQ Cuantización Vectorial Determinística (Deterministic Vector Quantization)

EGC Combinación con Igual Ganancia (Equal Gain Combining)

EGT Transmisión con Igual Ganancia (Equal Gain Transmission)

ETSI Instituto Europeo de Estándares de Telecomunicaciones (European Telecommunications Standards Institute)

FBI Indicador de RetroAlimentación (FeedBack Indicator)

FDD Dúplex por División en Frecuencia (Frequency-Division Duplex)

FDMA Acceso Múltiple por División en Frecuencia (Frequency-Division Multiple-Access)

FIR Respuesta al Impulso Finita (Finite Impulse Response)

g-mode 1 Modo 1 Generalizado (Generalized Mode 1)

g-mode 2 Modo 2 Generalizado (Generalized Mode 2)

GSM Sistema Global para las comunicaciones Móviles (Global System for Mobile communications)

H-LST Espacio-Temporal en Capas Horizontal (Horizontal Layer Space-Time)

HSDPA Acceso por Paquetes en Enlace de Bajada de Alta Velocidad (High Speed Downlink Packet Access)

i.i.d. independientes e idénticamente distribuidas (independent and identically distributed)

JFI Índice de Equidad de Jain (Jain's Fairness Index)

LBF Conformación de Haz Lineal (Linear BeamForming)

LOS Línea de Vista (Line-of-Sight)

LST Espacio-Temporal en Capas (Layer Space-Time)

MAC Canal Multiacceso (MultiAccess Channel)

MAI Interferencia por Acceso Múltiple (Multiple Access Interference)

max-SNR SNR máxima (maximum SNR)

max-NSNR SNR Normalizada máxima (maximum Normalized SNR)

max-Proj Proyección máxima (maximum Projection)

MIMO Múltiples-Entradas Múltiples-Salidas (Multiple-Input Multiple-Output)

MISO Múltiples-Entradas Única-Salida (Multiple-Input Single-Output)

ML Máxima Verosimilitud (Maximum Likelihood)

MLSE Estimación de Secuencias con Máxima Verosimilitud (Maximum Likelihood Sequence Estimation)

MMSE Mínimo Error Cuadrático Medio (Minimum Mean Square Error)

MRC Combinación con Relación Máxima (Maximal Ratio Combining)

MRT Transmisión con Relación Máxima (Maximal Ratio Transmission)

MS Estación Móvil (Mobile Station)

MSE Error Cuadrático Medio (Mean Square Error)

MUD Diversidad Multiusuario (MultiUser Diversity)

MU-MIMO MIMO con Múltiples Usuarios (Multi-User MIMO)

NLOS Sin Línea de Vista (Non Line-of-Sight)

NNC Condición de Vecindario más Cercano (Nearest Neighborhood Condition)

NSNR SNR Normalizada (Normalized SNR)

OAS Selección de Antenas Oportunística (Opportunistic Antenna Selection)

OBF Conformación de Haz Oportunística (Opportunistic BeamForming)

OC Combinación Óptima (Optimum Combining)

OCP Ajuste de Fase Oportunístico (Opportunistic CoPhasing)

OFDM Multiplexación por División en Frecuencias Ortogonales (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing)

OL Lazo Abierto (Open-Loop)

OL TD Diversidad en Transmisión a Lazo Abierto (Open-Loop Transmit-Diversity)

ORR Round-Robin Ortogonal (Orthogonal Round-Robin)

ORR-Norm Round-Robin Ortogonal con CQI-Norm (Orthogonal Round-Robin with CQI-Norm)

ORR-SIR Round-Robin Ortogonal con CQI-SIR (Orthogonal Round-Robin with CQI-SIR)

OSTBC Código Bloque Espacio-Temporal Ortogonal (Orthogonal Space-Time Block Code)

PDA Asistente Personal Digital (Personal Digital Assistant)

PDF Función de Densidad de Probabilidad (Probability Density Function)

PFS Diagramación Equitativa Proporcional (Proportional Fair Scheduling)

Proj Proyección (Projection)

QoS Calidad de Servicio (Quality of Service)

QUB Límite Superior en Cuantización por celdas (Quantization cell Upper Bound)

RAS Selección de Antenas en Recepción (Receive Antenna Selection)

RBF Conformación de Haz Aleatoria (Random BeamForming)

RF RadioFrecuencia (Radio Frequency)

RR Round-Robin

RV Variable Aleatoria (Random Variable)

RVQ Cuantización Vectorial Aleatoria (Random Vector Quantization)

RW Caminata Aleatoria (Random Walk)

SDMA Acceso Múltiple por División en Espacio (Space-Division Multiple-Access)

SIC Cancelación de Interferencia de forma Sucesiva (Succesive Interference Cancellation)

SINR Relación Señal-a-Interferencia más Ruido (Signal-to-Interference plus Noise power Ratio)

SIR Relación Señal-a-Interferencia (Signal-to-Interference power Ratio)

SISO Única-Entrada Única-Salida (Single-Input Single-Output)

SM Multiplexación Espacial (Spatial Multiplexing)

SNR Relación Señal-a-Ruido (Signal-to-Noise power Ratio)

ST Espacio-Temporal (Space-Time)

STBC Código Bloque Espacio-Temporal (Space-Time Block Code)

STTC Código Trellis Espacio-Temporal (Space-Time Trellis Code)

SU-MIMO MIMO con Único Usuario (Single-User MIMO)

SUS Selección de Usuarios Semi-Ortogonales (Semi-Orthogonal User Selection)

TAS Selección de Antenas en Transmisión (Transmit Antenna Selection)

TD Diversidad en Transmisión (Transmit-Diversity)

TDD Dúplex por División en Tiempo (Time-Division Duplex)

TDMA Acceso Múltiple por División en Tiempo (Time-Division Multiple-Access)

THP Precodificación Tomlinson-Harashima (Tomlinson-Harashima Precoding)

TPC Control de Potencia en Transmisión (Transmit Power Control)

TSC Combinación con Selección de Transmisor (Transmitter Selection Combining)

UL Enlace de Subida (UpLink)

UMTS Sistema Universal de Telecomunicaciones Móviles (Universal Mobile Telecommunications System)

UTRA Acceso de Radio Terrestre de UMTS (UMTS Terrestrial Radio Access)

V-LST Espacio-Temporal en Capas Vertical (Vertical Layer Space-Time)

VQ Cuantización Vectorial (Vector Quantization)

W-CDMA Acceso Múltiple por División en Códigos de Banda Ancha (Wideband Code-Division Multiple-Access)

WiMAX Interoperabilidad Mundial para el Acceso por Microondas (Worldwide Interoperability for Microwave Access)

WLAN Red de Área Local Inalámbrica (Wireless Local Area Network)

ZFBF Conformación de Haz con Forzado de interferencia a Cero (Zero-Forcing BeamForming)

Nomenclatura

A Amplitud de componente determinística de señal (canal inalámbrico con LOS)

$B(x, y)$ Función Beta de Euler con parámetros x e y

B_c Ancho de banda de coherencia (canal inalámbrico multitrayecto)

B_s Ancho de banda señal de información

B_w Ancho de banda disponible canal de comunicación (channel available bandwidth)

C Capacidad de Canal (Canal Gaussiano Punto-a-Punto)

$C_{(n)}^{\mathrm{Norm}}(P_t)$ Tasa de transmisión alcanzable usuario seleccionado (ZFBF con CQI-Norm)

$C_{(n)}^{\mathrm{SIR}}(P_t)$ Tasa de transmisión alcanzable usuario seleccionado (ZFBF con CQI-SIR)

$C_{\mathrm{ctp}}(P_t)$ Capacidad de enlace potencia de transmisión constante (CL TD)

$C_k(P_t)$ Tasa de transmisión alcanzable por k-ésimo usuario (ZFBF con SUS)

$C_{\mathrm{ftp}}(P_t)$ Capacidad de enlace control de potencia rápido en transmisión (CL TD)

$C_{\mathrm{orr}}(P_t)$ Tasa de transmisión alcanzable a nivel de sistema (ZFBF-ORR puro)

$C_{\mathrm{orr}}^{\mathrm{CQI}}(P_t, K)$ Tasa de transmisión alcanzable a nivel de sistema (ZFBF-ORR híbrido)

C_{out} Capacidad de Outage o Corte de Servicio (Canal Inalámbrico Punto-a-Punto)

$C_{\mathrm{rbf}}^{\mathrm{proj}}(P_t, K)$ Tasa de transmisión alcanzable a nivel de sistema (Esquema RBF-Proj)

C_{sum} Capacidad Suma (Canal Gaussiano Multiusuario)

$C_{\mathrm{sus}}^{\mathrm{CQI}}(P_t, K)$ Tasa de transmisión alcanzable a nivel de sistema (ZFBF-SUS)

$C_{\mathrm{tdma}}(P_t)$ Tasa de transmisión alcanzable a nivel de sistema (TDMA con RR)

$E_m(z)$ Función integral exponencial de orden m

$F_X(x)$ Función de Distribución de probabilidad Acumulativa de la RV X

$G(\alpha_{\text{az}})$ Patrón de ganancia azimutal de un arreglo de antenas

$I_k(x)$ Función de Bessel modificada de primer tipo y orden k

$J_k(x)$ Función de Bessel de primer tipo y orden k

K Número de Usuarios del Sistema

K_r Factor de Rice (distribución de probabilidad Rician)

$L(d)$ Atenuación por propagación en ubicación específica (path loss + shadowing)

$L_k^{(\alpha)}(x)$ Polinomio de Laguerre generalizado de orden k y parámetro α

M_r Número de Antenas Receptoras

M_t Número de Antenas Transmisoras

N_0 Densidad espectral de potencia de ruido (unilateral) (canal AWGN)

N_Q Número de regiones de cuantización para la CQI de los usuarios (Esquema RBF)

N_{rp} Número de bits de cuantización por fase relativa (CL TD g-mode 1)

N_c Número de coeficientes (taps) en el modelo de canal inalámbrico

N_D Número de regiones de cuantización para el vector de canal (Esquema de VQ)

N_{cd} Número de bits de cuantización para el vector de canal (Esquema de VQ)

N_{cq} Número de bits de cuantización para la CQI de los usuarios (Esquema RBF)

$P_h(\tau)$ Perfil de potencia del canal en función del retardo (canal inalámbrico multitrayecto)

P_t Potencia de transmisión total del sistema (transmit power)

$Q(\mathbf{h}_k)$ Indicador calidad de canal proporcional a la SNR en recepción (CQI-Norm)

Q_l Región cuantización l-ésima discretización adaptiva de CQI (Esquema RBF)

R Tasa de Transmisión de Información (Canal Gaussiano Punto-a-Punto)

R_k Cantidad de recursos comunes asignados al k-ésimo (Índice de Equidad de Jain)

$R_k[i]$ Tasa de transmisión solicitada por k-ésimo usuario en instancia i (TDMA con PFS)

R_{lbf} Tasa de transmisión suma máxima para un esquema LBF

R_{tdma} Tasa de transmisión suma máxima para un esquema TDMA

R_{zfbf} Tasa de transmisión suma máxima para un esquema ZFBF

$R_{\text{zfbf}}(\mathcal{S})$ Tasa de transmisión suma usuarios seleccionados en presencia de ZFBF

T_c Tiempo de coherencia (canal inalámbrico móvil)

$T_k[i]$ Tasa de transmisión promedio k-ésimo usuario en instancia i (TDMA con PFS)

T_s Tiempo de símbolo señal de información

$T_{\text{máx}}$ Tiempo Máximo sin Servicio (Maximum Starvation Time)

$U(a,b)$ Distribución de probabilidad uniforme en el intervalo $[a,b)$

W Longitud ventana de tiempo (Índice de Equidad Diagramador Oportunístico)

X_k Energía señal deseada en recepción para k-ésimo usuario (ZFBF con SUS)

$X_{(k)}$ Estadística ordenada orden k conjunto n RVs i.i.d. con distribución $f_X(x)$

X_σ Variable aleatoria log-normal con desviación estándar σ (shadowing)

Y_k Energía interferencia mutua en recepción para k-ésimo usuario (ZFBF con SUS)

Z_k Energía señal deseada más interferencia mutua k-ésimo usuario (ZFBF con SUS)

$\Delta\theta_{\max}$ Separación angular máxima patrón de radiación arreglo de antenas (canal inalámbrico con múltiples antenas)

$\Delta_{k,m}[i]$ Fase post-ajuste aleatorio k-ésimo usuario desde m-ésima antena (Esquema RBF)

$\Gamma(x)$ Función Gamma general

Γ_{snr} Margen de SNR esquemas de transmisión reales (Canal Gaussiano Punto-a-Punto)

Ω Valor medio potencia de señal recibida (canal inalámbrico con desvanecimiento)

Pr_{out} Probabilidad de Corte de Servicio (Outage Probability)

$\Upsilon(a,x)$ Función Gamma incompleta

$\aleph_k[i]$ Métrica diagramador max-NSNR k-ésimo usuario en instancia i (Esquema RBF)

α_{az} Ángulo de arribo azimutal del frente de onda (canal inalámbrico móvil)

$\angle(\mathbf{a},\mathbf{b})$ Ángulo entre los vectores $\mathbf{a}$ y $\mathbf{b}$ (Superficie hiper-esfera unitaria)

$\binom{a}{b}$ Coeficiente binomial entre a y b

$\breve{Q}(\mathbf{h}_k)$ Indicador calidad de canal proporcional a la SIR en recepción (CQI-SIR)

$\breve{s}_k$ Interferencia aditiva del k-ésimo usuario (conocida de forma no-causal)

χ^2 Distribución de probabilidad chi-cuadrado con r grados de libertad

$\delta(\tau)$ Función delta de Dirac (Dirac function)

ϵ_{ctp} Error de aproximación capacidad enlace potencia transmisión constante (CL TD)

η_X Valor medio de la RV X

$\gamma(a, x)$ Función Gamma incompleta inferior con parámetro a

γ_k Ganancia de canal efectiva del k-ésimo usuario en recepción (ZFBF con $k \in \mathcal{S}$)

γ_k Relación señal-a-ruido k-ésimo usuario en recepción (canal inalámbrico móvil)

$\gamma_{k,(m)}$ Estadística ordenada posición m-ésima SNR recepción k-ésimo usuario (g-mode 2)

$\gamma_{k,m}$ Ganancia de canal absoluta para k-ésimo usuario desde m-ésima antena ($M_r = 1$)

$\gamma_k[i]$ Valor SNR en recepción k-ésimo usuario en instancia i (Diagramación en TDMA)

$\kappa_k[i]$ Métrica diagramador max-Proj k-ésimo usuario en instancia i (Esquema RBF)

λ Valor propio (genérico) matriz covariancia canal $\mathbf{R}_{\text{fb}}$ (g-mode 2)

λ_c Longitud de onda de la portadora de radio

$\lambda_{\text{máx}}$ Valor propio máximo matriz covariancia canal $\mathbf{R}_{\text{fb}}$ (g-mode 2)

$\lceil x \rceil$ Función *ceiling* (menor número entero mayor o igual a x)

$\{\mathbf{A}\}_{i,j}$ Elemento en la posición (i, j) de la matriz $\mathbf{A}$

$\lfloor x \rfloor$ Función *floor* (mayor número entero menor o igual a x)

$\mathbb{C}$ Conjunto de números complejos

$\mathbb{E}\{X\}$ Esperanza matemática de la RV X

$\mathbb{E}_W\{X\}$ Esperanza matemática de la RV X en ventana de tiempo W

$\mathbb{N}$ Conjunto de números naturales

$\mathbb{R}$ Conjunto de números reales

$\mathbf{C}$ Región de Capacidad del Canal (Canal Gaussiano Multiusuario)

$\mathbf{H}$ Matriz estado canal concatenada del BC con MIMO (dimensión $K \times M_t$)

$\mathbf{H}(\mathcal{S})$ Submatriz de estado canal usuarios seleccionados (dimensión $M_t \times M_t$)

$\mathbf{H}_k$ Matriz de estado de canal del k-ésimo usuario (dimensión $M_r \times M_t$)

$\mathbf{I}_n$ Matriz identidad de dimensión $n \times n$

$\mathbf{R}$ Vector de Tasas de Transmisión de Información (Canal Gaussiano Multiusuario)

$\mathbf{R}_{\text{fb}}$ Matriz de covariancia de canal post-ajuste óptimo (CL TD)

$\mathbf{V}_{N_{rp}}$ Conjunto de cuantización uniforme para fases vector conformador de haz (N_{rp} bits)

$\mathbf{W}$ Matriz de vectores de conformación de haz concatenados (dimensión $M_t \times K$)

$\mathbf{W}(\mathcal{S})$ Submatriz vectores de conformación de haz usuarios seleccionados (dimensión $M_t \times M_t$)

$\mathbf{X}$ Matriz de Codificación (STBC)

$\mathbf{b}_\kappa$ Palábra código correspondiente a la métrica de selección κ (Esquema OCP-Proj)

$\mathbf{c}_{k,l}$ Palabra código l-ésima diccionario de cuantización k-ésimo usuario (VQ)

$\mathbf{h}_k$ Vector de estado de canal del k-ésimo usuario (vector fila de dimensión M_t)($M_r = 1$)

$\mathbf{s}_k$ Corriente de símbolos del k-ésimo usuario

$\mathbf{w}_k$ Vector de conformación de haz del k-ésimo usuario (vector columna de dimensión M_t)

$\mathbf{x}$ Vector señal transmitida en presencia de LBF (vector columna de dimensión M_t)

$\mathcal{A}$ Subconjunto arbitrario de hasta M_t usuarios (búsqueda exhaustiva)

$\mathcal{CN}(0,1)$ Distribución Gaussiana compleja simétrica estándar (media nula, $\sigma^2 = 1$)

$\mathcal{C}$ Beamformer Codebook (Información de Dirección de Canal)

$\mathcal{C}_k$ Diccionario de cuantización vector de canal k-ésimo usuario (VQ)

$\mathcal{G}$ Ganancia de SNR (distribución de probabilidad Nakagami)

$\mathcal{H}_{k,l}$ Región de Voronoi para l-ésima palabra código del k-ésimo diccionario (VQ)

$\mathcal{I}$ Intervalo cerrado (dominio de una RV con distribución Uniforme)

$\mathcal{J}_k(W)$ Índice de Equidad de Jain para k-ésimo usuario en ventana de tiempo W

$\mathcal{K}$ Conjunto de valores métrica de selección (Esquema OCP-Proj)

$\mathcal{Q}$ Conjunto con todos los subconjuntos $\mathcal{A}$ posibles (búsqueda exhaustiva)

$\mathcal{R}_h(\tau)$ Función de autocorrelación temporal (canal inalámbrico móvil)

$\mathcal{S}$ Subconjunto de usuarios seleccionados en transmisión (LBF con $K > M_t$)

$\mathcal{S}_h(f)$ Espectro Doppler de densidad de energía (canal inalámbrico móvil)

$\mathcal{S}_i$ Conjunto usuarios elegidos en instancia i (Algoritmo selección usuarios en SDMA)

$\mathcal{T}_i$ Conjunto usuarios elegibles en instancia i (Algoritmo selección usuarios en SDMA)

$\mathcal{V}_{M_t}$ Conjunto de vectores sobre superficie hiper-esfera unitaria de dimensión M_t (VQ)

$\mathcal{W}$ Conjunto de cuantización vector de conformación de haz (CL TD)

$\mathfrak{m}$ Figura de desvanecimiento (distribución de probabilidad Nakagami)

$\mathfrak{n}$ Exponente modelo atenuación por propagación (modelo logarítmico en distancia)

μ Nivel de waterfilling en transmisión (optimización de potencia en ZFBF)

$\overline{C}$ Capacidad Ergódica (Canal Inalámbrico Punto-a-Punto)

$\overline{L}(d)$ Atenuación por propagación promedio para una distancia d (average path loss)

$\overline{\gamma}_k$ Vector de amplitudes canal post-ordenamiento para k-ésimo usuario (CL TD)

$\overline{\phi}_k$ Vector de fases canal post-ajuste óptimo para k-ésimo usuario (CL TD)

$\overline{\tau}$ Retardo en exceso medio (mean excess delay) (canal inalámbrico multitrayecto)

ϕ_k Fase del k-ésimo coeficiente en el modelo de canal inalámbrico

$\phi_{k,m}$ Fase post-ajuste óptimo para k-ésimo usuario desde m-ésima antena (CL TD)

$\pi(i)$ Usuario de $\mathcal{S}$ seleccionado en instancia i (Algoritmo selección usuarios en SDMA)

$\psi_{k,m}$ Fase de canal absoluta para k-ésimo usuario desde m-ésima antena ($M_r = 1$)

$\rho(K)$ Fracción de la ganancia por MUD disponible para K usuarios (esquema RBF)

σ Desviación estándar (standard deviation)

σ_τ Dispersión de retardo RMS (RMS delay spread) (canal inalámbrico multitrayecto)

τ Retardo (delay)

τ_X Retardo trayecto máximo en rango X dB (canal inalámbrico multitrayecto)

τ_k Retardo (delay) del k-ésimo coeficiente en el modelo de canal inalámbrico

$\tau_{\text{máx}}$ Retardo propagación trayecto máximo retardo (canal inalámbrico multitrayecto)

$\tau_{\text{mín}}$ Retardo propagación trayecto mínimo retardo (canal inalámbrico multitrayecto)

$\mathrm{Var}\{X\}$ Variancia de la RV X

$\mathrm{Var}_W\{X\}$ Variancia de la RV X en ventana de tiempo W

θ_k Ángulo entre vector dirección canal $\widetilde{\mathbf{h}}_k$ y palabra código seleccionada $\widehat{\mathbf{h}}_k$ (VQ)

$\varepsilon(x)$ Error de aproximación al modelar $f_X(x)$ con PDF χ^2 con r grados de libertad

$\varepsilon_{\mathrm{fpc}}$ Error de aproximación nivel de potencia compensación desvanecimiento (CL TD)

$\varepsilon_{k,m}$ Ruido de cuantización k-ésimo usuario desde m-ésima antena (Esquema RBF)

$\varrho_{l,m}$ Nivel de correlación entre l-ésimo y m-ésimo canal post-ordenamiento (g-mode 2)

$\widehat{\alpha}_k$ Magnitud discreta peso conformación de haz k-ésimo usuario en transmisión (CL TD)

$\widehat{\gamma}_k[i]$ Valor SNR pico en recepción k-ésimo usuario en instancia i (Esquema RBF)

$\widehat{\mathbf{H}}(\mathcal{S})$ Submatriz estados canal cuantizados usuarios seleccionados (dimensión $M_t \times M_t$)

$\widehat{\mathbf{h}}_k$ Vector de canal cuantizado k-ésimo usuario (vector fila de dimensión M_t)($M_r = 1$)

$\widehat{\mathbf{u}}$ Vector con amplitudes peso conformación de haz en transmisión (g-mode 2)

$\widehat{\mathbf{w}}_k$ Vector conformación de haz óptimo en $\mathcal{W}$ para k-ésimo usuario (CL TD)

$\widehat{\phi}_{k,m}[i]$ Fase peso conformador de haz óptimo k-ésimo usuario desde m-ésima antena (Esquema RBF)

$\widehat{\phi}_k$ Fase discreta peso conformación de haz k-ésimo usuario en transmisión (CL TD)

$\widehat{\varphi}_k$ Diferencia de fase residual post-conformación para k-ésimo usuario (CL TD)

$\widehat{q}_l$ Umbral cuantización óptimo l-ésimo discretización adaptiva CQI (Esquema RBF)

$\widehat{s}_k$ Símbolo estimado en recepción para el k-ésimo usuario (LBF)

$\widehat{u}_{k,m}$ Amplitud peso conformación de haz óptimo k-ésimo usuario desde m-ésima antena (CL TD)

$\widehat{v}_m$ Peso complejo de cuantización óptimo m-ésima fase relativa (CL TD g-mode 1)

$\widehat{w}_{m,k}$ Peso conformación de haz óptimo para k-ésimo usuario desde m-ésima antena (CL TD)

$\widetilde{C}_{\mathrm{ctp}}(P_t)$ Capacidad de enlace aproximada potencia de transmisión constante (CL TD)

$\widetilde{C}_{\mathrm{fpc}}(P_t)$ Capacidad de enlace aproximada control potencia rápido transmisión (CL TD)

$\widetilde{X}_k$ Energía señal deseada normalizada k-ésimo usuario (ZFBF con CQI)

$\widetilde{X}_{(n)}^{\text{Norm}}$ Energía señal deseada en recepción usuario seleccionado (CQI-Norm)

$\widetilde{X}_{(n)}^{\text{SIR}}$ Energía señal deseada en recepción usuario seleccionado (CQI-SIR)

$\widetilde{Y}_k$ Energía interferencia mutua normalizada k-ésimo usuario (ZFBF con CQI)

$\widetilde{Y}_{(n)}^{\text{Norm}}$ Energía interferencia mutua en recepción usuario seleccionado (CQI-Norm)

$\widetilde{Y}_{(n)}^{\text{SIR}}$ Energía interferencia mutua en recepción usuario seleccionado (CQI-SIR)

$\widetilde{\gamma}_k[i]$ Valor SNR instantánea en recepción k-ésimo usuario en instancia i (Esquema RBF)

$\widetilde{\mathbf{h}}_k$ Vector dirección de canal k-ésimo usuario (vector fila de dimensión M_t)($M_r = 1$)

$\widetilde{\mathbf{w}}[i]$ Vector de conformación de haz aleatorio en instancia i (Esquema RBF)

$\widetilde{\phi}_m[i]$ Fase peso conformador de haz aleatorio m-ésima antena en instancia i (esquema RBF)

$\widetilde{w}_m[i]$ Peso conformador de haz aleatorio m-ésima antena en instancia i (esquema RBF)

a_k Amplitud del k-ésimo coeficiente en el modelo de canal inalámbrico

a_l Coeficientes de la aproximación χ^2 con 2 grados de libertad ($l = 0, 1, 2$)

b_i Bit en i-ésima posición de la secuencia de entrada (STTC)

b_l Coeficientes de la aproximación χ^2 con 4 grados de libertad ($l = 0, 1, 2$)

$c_{l,m}$ Nivel de correlación entre l-ésimo y m-ésimo canal post-ajuste de fase (CL TD)

d Distancia física entre transmisor y receptor (enlace de radio)

d_0 Distancia de referencia próxima al transmisor (región de campo lejano)

d_c Distancia de coherencia (canal inalámbrico con múltiples antenas)

d_k Señal deseada en recepción correspondiente al k-ésimo usuario (LBF con $M_r = 1$)

$d_{\text{chord}}(\mathbf{a}, \mathbf{b})$ Distancia cordal entre vectores $\mathbf{a}$ y $\mathbf{b}$ (Superficie hiper-esfera unitaria)

e Número de Euler ($e = 2{,}7182\cdots$)

e_0 Constante de Euler-Mascheroni ($e_0 = 0{,}5772\cdots$)

$f_X(x)$ Función de Densidad de Probabilidad de la RV X

f_c Frecuencia de la portadora de radio

f_d Desplazamiento Doppler relativo a f_c (canal inalámbrico móvil)

f_m Dispersión Doppler (Doppler Spread)

$g_{i,j}$ Coeficiente en posición (i, j) de la matriz generadora de código (STTC)

$h_{k,m}$ Ganancia de canal para el k-ésimo usuario desde la m-ésima antena ($M_r = 1$)

$k^*[i]$ Índice usuario seleccionado en instancia i (Diagramación en TDMA)

$m_k[i]$ Métrica de selección k-ésimo usuario en instancia i (Diagramación en TDMA)

n Número de candidatos por palabra código de CDI (ZFBF con CQI)

n Número de símbolos contenidos dentro del bloque de información (STBC)

n_k Ruido Gaussiano del k-ésimo usuario (Canal multiusuario con $M_r = 1$)

p_k Factor de potencia en transmisión correspondiente al k-ésimo usuario (LBF)

q Número de bits de estado del codificador (STTC)

q_k Interferencia mutua en recepción del k-ésimo usuario (LBF con $M_r = 1$)

q_l Umbral cuantización l-ésimo discretización adaptiva de CQI (Esquema RBF)

r Grados de libertad de una distribución de probabilidad chi-cuadrado (χ^2)

r Número de bits de entrada (STTC)

r_e Amplitud instantánea envolvente de señal (canal inalámbrico con desvanecimiento)

r_k Señal en recepción del k-ésimo usuario (LBF con $M_r = 1$)

s_k Símbolo en transmisión correspondiente al k-ésimo usuario (LBF)

t Tiempo absoluto

t_c Ventana ponderación exponencial tasa de transmisión promedio (TDMA con PFS)

t_i Instancia de tiempo en i-ésima posición del bloque de información (STBC)

v Velocidad de movimiento relativa entre BS y MS (canal inalámbrico móvil)

v_m Peso complejo de cuantización para m-ésima fase relativa (CL TD g-mode 1)

$w_{m,k}$ Peso conformación de haz complejo para k-ésimo usuario desde m-ésima antena (CL TD)

x_i Símbolo modulado en i-ésima posición del bloque de información (STBC)

x_k Señal en trasmisión del k-ésimo usuario (Canal multiusuario con $M_t = 1$)

x_m Símbolo modulado en la m-ésima antena (STTC)

y_k Señal en recepción del k-ésimo usuario (Canal multiusuario con $M_r = 1$)

$(\cdot)^H$ Hermitiano o Transpuesto Conjugado de una Matriz o Vector

$(\cdot)^T$ Transpuesto de una Matriz o Vector

$(\cdot)^*$ Conjugado de una matriz o vector

$(\cdot)^\dagger$ Matriz pseudo-inversa de Moore-Penrose

$(x)^+$ Operador máx $\{x, 0\}$ (optimización de potencia en ZFBF)

Capítulo 1

Introducción

Contenido

1.1. Antecedentes de la Investigación 2

1.2. Problema de Investigación 6

1.3. Justificación de la Investigación 8

1.4. Metodología 10

1.5. Esquema General de la Tesis 14

1.6. Trabajos Publicados Relacionados con la Tesis 17

Apéndice 1.1: Aportes de los Trabajos Publicados 18

DESDE que Guillermo Marconi demostró que era posible intercambiar información a partir del empleo de ondas radioeléctricas a fines del siglo XIX, los sistemas de comunicaciones inalámbricos han experimentado un avance constante. Esta tendencia se vio acentuada durante las últimas dos décadas del siglo pasado, cuando la velocidad de crecimiento de estas tecnologías comenzó a tomar impulso gracias al despliegue de las primeras redes de telefonía celular en Estados Unidos, Europa y Japón. A medida que el uso de la telefonía móvil se volvía cada vez más masivo, el impacto de las tecnologías inalámbricas en la vida cotidiana de los consumidores se fue profundizando, cambiando para siempre la percepción que posee la sociedad respecto a las mismas. Los servicios de comunicaciones móviles ya no se ven como una comodidad, sino como una necesidad cada vez más esencial no sólo para las empresas, sino también para los usuarios particulares. Esta tendencia se ve continuamente reflejada en los estudios de mercado que revelan que, a pesar de las crisis económicas que golpean los mercados internacionales en forma periódica, el sector de las comunicaciones móviles sigue creciendo a paso constante.

A medida que los servicios de telefonía móvil ganaban mercado, los usuarios de las redes celulares comenzaron a exigir gradualmente una mayor variedad de aplicaciones a las empresas proveedoras de servicios de telecomunicaciones. Entre los nuevos servicios móviles se destacan la

posibilidad de navegar por Internet, efectuar la transferencia de archivos y entablar comunicaciones multimedia o de video-telefonía desde los dispositivos portátiles que poseen los usuarios. La creciente demanda en este ámbito ha establecido mayores exigencias en cuanto a la habilidad de estos sistemas para proveer en forma simultánea una utilización eficiente del ancho de banda, una mayor tasa de información y un menor costo inherente al diseño del sistema. Como se proyecta que el tráfico de datos siga creciendo en forma asimétrica, el Enlace de Bajada (DL) (i.e., el flujo de información desde la estación base hacia los usuarios móviles) constituye sin duda alguna el cuello de botella de los sistemas celulares futuros [8, 9, 10]. Esta necesidad creciente por mejorar el diseño del DL ha motivado el estudio del Canal de Difusión (BC) equipado con Múltiples-Entradas Múltiples-Salidas (MIMO), especialmente en aquellos sistemas que se hayan limitados en ancho de banda, potencia y/o grado de complejidad.

Los sistemas de comunicación con MIMO poseen arreglos de antenas con múltiples elementos localizados tanto en transmisión como en recepción [11, 12]. El concepto principal detrás de esta técnica consiste en combinar señales muestreadas espacialmente en ambos extremos del enlace de radio para:

1. Mejorar la calidad de la comunicación agregando diversidad (reduciendo la tasa de error de bits del enlace), o
2. Crear varias corrientes de datos espacialmente paralelizadas (incrementando la tasa de transferencia de datos alcanzable a nivel de sistema).

El beneficio que poseen los sistemas con MIMO viene de la mano del aprovechamiento de la nueva dimensión espacial que se crea a partir del despliegue de elementos de antena múltiples en ambos extremos del enlace de radio. Los nuevos grados de libertad que se generan permiten mejorar notablemente el desempeño de los sistemas de comunicación sin costos espectrales adicionales, agregando sólo complejidad de diseño y hardware. Todo esto posiciona a los sistemas con MIMO como tema de interés crítico para las propuestas de diseño de las tecnologías de comunicaciones inalámbricas modernas.

1.1. Antecedentes de la Investigación

Hasta la década de 1990, los arreglos de antenas en los sistemas de comunicaciones inalámbricos se utilizaban en un único extremo del enlace para estimar las direcciones de arribo de las señales de radio, o para mejorar el orden de diversidad del canal de comunicación. Durante todo este período, surgen y maduran notablemente las técnicas de *conformación de haz* (beamforming) y las técnicas de diversidad espacial [11]. A grandes rasgos, el objetivo de las técnicas de conformación de haz es adaptar el patrón de radiación del arreglo de antenas para transmitir (o

recibir) la energía electromagnética irradiada en la(s) dirección(es) deseada(s). De este modo, se busca mejorar el valor promedio de la Relación Señal-a-Ruido (SNR) que experimenta cada uno de los usuarios móviles posibilitando, entre otras cosas, aumentar el rango de cobertura del sistema inalámbrico sin necesidad de incrementar el nivel de potencia que se utiliza en transmisión. Las técnicas de diversidad espacial, como contrapartida, poseen una naturaleza diferente. El objetivo de las mismas es mitigar los efectos del desvanecimiento multitrayecto transmitiendo copias de la misma información a través de caminos espacialmente independientes [13, 14]. En la práctica, estos trayectos no-correlacionados se obtienen separando adecuadamente los elementos del arreglo de antenas de acuerdo al grado de dispersión que posee el medio inalámbrico que se está analizando. A diferencia de las técnicas de conformación de haz, las técnicas de diversidad mejoran el comportamiento estadístico de la SNR que experimentan los usuarios móviles en el medio multitrayecto. Gracias a esto, se obtiene una reducción en la variabilidad en la SNR instantánea, hecho que trae aparejado una mejora en la Probabilidad de Corte de Servicio ($\mathrm{Pr}_{\mathrm{out}}$, Outage Probability) del sistema.

Los primeros años de la década de 1990 vislumbraron nuevas expectativas para el empleo de arreglos de antenas en los sistemas de comunicaciones inalámbricos: la propagación multitrayecto se deja de ver como un problema que se debe combatir a partir del empleo de técnicas de diversidad. Por lo contrario, se observa que la presencia de propagación multitrayecto se puede explotar, posibilitando un incremento en la tasa de transferencia de datos del sistema a partir del empleo de técnicas de Multiplexación Espacial (SM). Esta novedosa idea se divisa por primera vez en [15], donde el autor reporta la posibilidad de establecer varios canales de datos independientes en un mismo recurso espectral a partir del empleo de antenas múltiples, tanto en transmisión como en recepción. Sin embargo, deberán transcurrir algunos años para que el concepto concreto de ganancia por SM se reporte formalmente en [16]. En dicha publicación el autor demuestra que, en un canal inalámbrico con M_t antenas transmisoras y M_r antenas receptoras, se pueden transmitir en forma simultánea mín(M_t, M_r) corrientes de datos independientes sobre los modos propios de la matriz de canal que genera el medio multiantena. Una versión anterior aunque menos conocida de este importante resultado se publica en [17], donde los autores presentan una técnica de transmisión destinada a distribuir señales de televisión digital que posibilita incrementar la capacidad del sistema utilizando antenas múltiples en ambos extremos del enlace de difusión. Durante este período, se desarrolla en forma casi simultánea la arquitectura Espacio-Temporal en Capas de los Laboratorios Bell (BLAST). Concebida desde un principio como una estructura de transmisión Espacio-Temporal (ST) de complejidad controlable, la arquitectura BLAST ha reportado la posibilidad de alcanzar eficiencias espectrales muy alentadoras (i.e., entre 10 y 20 bps/Hz) [16].

El rendimiento de un canal de comunicación se mide a partir del concepto de capacidad de canal (i.e., C) desarrollado por Shannon en [18]. El análisis de Shannon demuestra que es

posible construir códigos correctores de error con tasa R que garanticen una transferencia de información con probabilidades de error tan bajas como se deseen, siempre y cuando se verifique que $R < C$. Si bien es teóricamente posible comunicarse sin errores a cualquier R por debajo de C, el diseño de esquemas de control de error prácticos se complica cada vez más a medida que R se aproxima a C. Por todo esto, determinar la capacidad de un sistema de comunicación es una necesidad esencial para caracterizar los límites de desempeño del mismo, posibilitando de este modo promover nuevas pautas de diseño para alcanzar tasas de transferencia de datos tan próximas a este parámetro como sea posible.

Los primeros trabajos que estudiaron la capacidad teórica de un canal punto-a-punto Gaussiano con MIMO los realiza Foschini *et al.* [19] y Telatar [20]. En estas publicaciones, los autores cuantifican la capacidad de este canal a partir de las expresiones de capacidad propuestas por Shannon para el canal punto-a-punto Gaussiano con Única-Entrada Única-Salida (SISO). Sin embargo, el análisis de capacidad se complica bastante en presencia de un sistema de comunicación con múltiples usuarios. Cuando el canal que se analiza posee K usuarios, la capacidad de canal deja de ser un único número para transformarse en una región de capacidad K-dimensional (i.e., $\mathbf{C}$). Esta región se define como el conjunto de vectores $\mathbf{R} = (R_1, \ldots, R_K)$ que posibilitan la comunicación simultánea de los K usuarios con una probabilidad de error de bits tan baja como se desee. Los canales multiusuario con MIMO se pueden clasificar en dos categorías: Canal Multiacceso (MAC) y Canal de Difusión (BC). Vale la pena aclarar que, el MAC suele ser referenciado también en la bibliografía como Enlace de Subida (UL), mientras que el BC suele ser conocido también con el nombre de Enlace de Bajada (DL).

La región de capacidad teórica de un MAC Gaussiano con MIMO se puede obtener de forma directa a partir de los resultados que se conocen del MAC general (derivados por primera vez en la década de 1970) [21]. Lamentablemente, no ocurre lo mismo con el BC general, por lo que la región de capacidad de un BC Gaussiano con MIMO sigue siendo hasta el momento un problema sin solución [22, 23]. Por ahora, sólo se conoce la capacidad suma (i.e., C_{sum}) de este canal; en otras palabras, se conoce cuál es el valor máximo de la sumatoria de tasas de transmisión alcanzables por todos los usuarios en forma simultánea (con probabilidad de error de bits arbitrariamente baja) en este tipo de medio. En este contexto, los trabajos de Vishwanath *et al.* [24] y Caire *et al.* [25] demuestran que la C_{sum} del BC Gaussiano con MIMO se puede conseguir a partir del empleo de la técnica de precodificación multiusuario conocida con el nombre de Dirty Paper Coding (DPC) [26]. El empleo de DPC posibilita precancelar en transmisión la interferencia no-causal del BC sin necesidad de incrementar el nivel de potencia del transmisor, siempre y cuando el estado del canal sea perfectamente conocido en ambos extremos del enlace. Sin embargo, DPC es una técnica difícil de implementar en un sistema de comunicación práctico, por la gran carga computacional que representan las sucesivas operaciones de codificación y

decodificación que se deben realizar en transmisión. Particularmente, este problema se vuelve crítico cuando la cantidad de usuarios activos del sistema aumenta de manera considerable.

La alta complejidad de DPC dio pie al análisis de diferentes técnicas de precodificación subóptimas, con la idea de evaluar cuál es la pérdida real de desempeño de las mismas respecto al caso ideal. En este contexto, los autores de [27] propusieron utilizar Conformación de Haz Lineal (LBF) en transmisión como una alternativa de menor complejidad que posibilite servir a varios usuarios en forma simultánea. En LBF, las corrientes de información destinadas a cada uno de los usuarios del BC se codifican y ponderan independientemente por un vector de conformación de haz específico. El resultado de esta combinación lineal de señales se aplica directamente al arreglo de antenas, para su posterior transmisión a través del canal que se está analizando. La selección apropiada de los coeficientes del vector de conformación de haz permite controlar la interferencia mutual entre las múltiples corrientes de datos, aprovechando de este modo la separación espacial que existe entre los usuarios. Por esto, a esta estrategia de comunicación multiusuario se la suele conocer también con el nombre de Acceso Múltiple por División en Espacio (SDMA).

La implementación de LBF representa un avance (en términos de complejidad) respecto a DPC. Sin embargo, el procedimiento para encontrar el vector de conformación de haz óptimo en términos de C_{sum} sigue siendo en este caso un problema de optimización no-convexa difícil de solucionar en forma general [27]. Por esto, es de vital importancia analizar el desempeño de estrategias de LBF subóptimas que simplifiquen el cálculo del vector de conformación de haz que le corresponde a cada usuario en particular (de acuerdo al parámetro de diseño que se quiere maximizar). En este contexto, la estrategia natural para llevar a cabo este proceso resulta ser Conformación de Haz con Forzado de interferencia a Cero (ZFBF), donde los vectores de conformación de haz en transmisión se seleccionan con la premisa de cancelar completamente la interferencia mutua de los usuarios en recepción. Los coeficientes de los vectores de conformación de haz de ZFBF se obtienen de manera (relativamente) sencilla, invirtiendo directamente la matriz de canal conjunta de los usuarios a transmitir. El empleo de ZFBF suele ser generalmente ineficiente en términos de potencia, porque los coeficientes de conformación de haz suelen no coincidir en forma complementaria con las ganancias de canal que experimentan los usuarios en recepción. Sin embargo, en presencia de un gran número de usuarios K, se demuestra que el desempeño de ZFBF en términos de C_{sum} se aproxima bastante al de DPC [28]. Al fenómeno que origina esta ganancia en términos de desempeño se lo conoce con el nombre de Diversidad Multiusuario (MUD) [29, 30].

La MUD es una forma de diversidad por selección inherente a las redes inalámbricas con múltiples usuarios (i.e., canales multiusuario con desvanecimiento). La idea conceptual detrás de este fenómeno es bastante sencilla: diagramar instante a instante al usuario (o grupo de usuarios) que mayor provecho puede sacarle a los recursos comunes del canal en cada instancia

de transmisión. Por esto, los diagramadores que se diseñan para explotar la MUD en los canales inalámbricos son conocidos con el nombre de diagramadores oportunísticos. Bajo el supuesto de que la Estación Base (BS) dispone de una única antena se puede demostrar que, la transmisión a un único usuario en cada ranura de tiempo es la mejor estrategia para maximizar la tasa de transmisión de datos a nivel de sistema [29]. Sin embargo, el concepto de diagramación uno-a-uno deja de ser óptimo en presencia de un arreglo de antenas con múltiples elementos en transmisión. Concretamente, para el caso de un BC inalámbrico con MIMO, se observa que la transmisión simultánea a un subconjunto de usuarios cuidadosamente seleccionado provee un desempeño superior a la transmisión a un único usuario por vez (en forma secuencia) [31, 32].

Todos estos estudios suponen que el transmisor y el receptor conocen perfectamente el canal. Al momento de inicio del presente proyecto de investigación Doctoral, muy poco se sabía sobre la capacidad del BC inalámbrico con MIMO cuando sólo se dispone de información parcial (cuantizada) sobre el estado del canal [22]. Lamentablemente, esta última situación es la dominante en la mayoría de los sistemas de comunicación prácticos. Por otro lado, aun contando con toda la información de estado de canal en ambos extremos del enlace, los esquemas de transmisión multiusuario que se construyan deberán asegurar un reparto equitativo de los recursos comunes del sistema entre todos los usuarios activos. Es decir, se deberá evitar que un subconjunto de usuarios con condiciones de canal favorables monopolice el uso de los recursos comunes del sistema, en detrimento del resto de los usuarios activos. Por todo esto, es de vital importancia investigar nuevas técnicas de transmisión multiusuario para BC inalámbricos con MIMO que permitan obtener incrementos significativos en la tasa de transferencia de datos, con la premisa de que las mismas puedan ser implementadas en condiciones reales de funcionamiento y que provean garantías estrictas de Calidad de Servicio (QoS) entre todos los usuarios activos dentro del sistema.

1.2. Problema de Investigación

La mayor parte de los trabajos previos al proyecto de investigación Doctoral que dio origen a esta Tesis se concentraron en analizar:

1. Expresiones teóricas de capacidad (o región de capacidad) de Shannon para un determinado canal de comunicación multiusuario con MIMO, sin tener en cuenta las limitaciones prácticas que imposibilitan alcanzar dichos valores [22, 25, 33], o

2. Esquemas de transmisión *ad hoc* subóptimos, estudiando su desempeño en términos de tasa de transmisión alcanzable o Probabilidad de Error de Bits (BEP), sin determinar cuán lejos se encuentran estos comportamientos de los límites teóricos impuestos por la capacidad de Shannon [13, 31, 32].

Lamentablemente, la mayoría de los estudios teóricos de capacidad (primer grupo de resultados) suponen condiciones ideales de funcionamiento muy difíciles de satisfacer en situaciones reales. Hasta el presente, la ausencia de modelos matemáticos adecuados hizo imposible extender estos resultados teóricos a escenarios de trabajo más factibles de encontrar en situaciones prácticas. Todo esto motivó el diseño de esquemas de transmisión subóptimos basados en procedimientos heurísticos (segundo grupo de resultados), como una forma práctica de construir estrategias de comunicación que provean un grado de desempeño satisfactorio en los distintos canales inalámbrico con MIMO bajo estudio. Por supuesto, los estudios que evaluaban el desempeño de las propuestas en esta última circunstancia se debían evaluar utilizando exclusivamente simulaciones por computadoras.

Durante el desarrollo de esta Tesis nos enfocaremos en llenar el vacío que existe entre estos dos grandes grupos de resultados. Con este propósito, se desarrolló una nueva teoría que permite modelar el comportamiento de diferentes estrategias de transmisión para canales MIMO con Múltiples Usuarios (MU-MIMO) en distintas situaciones de funcionamiento prácticas, posibilitando de este modo analizar el desempeño de las mismas sin perder de vista el incremento de complejidad requerido a nivel de sistema para su implementación. Este estudio teórico nos permitirá conocer cómo impactan las limitaciones prácticas en el desempeño del canal de comunicación bajo estudio. Gracias a este análisis, se podrán vislumbrar nuevas alternativas de diseño para construir sistemas de comunicación inalámbricos más eficientes de lo que había sido posible hasta el día de la fecha, consiguiendo de este modo satisfacer la siempre creciente demanda de recursos que exigen los usuarios móviles en la actualidad.

A lo largo de esta Tesis se intentará dar una respuesta concreta a la siguiente pregunta de investigación general:

¿Cómo diseñar esquemas de transmisión multiusuario que tengan desempeños próximos a la capacidad de Shannon y se puedan implementar en BC inalámbricos con MIMO reales?

Motivados por las limitaciones físicas que existen en los sistemas inalámbricos reales, este problema general contiene una serie de subproblemas secundarios que abordaremos durante el desarrollo de los sucesivos capítulos intermedios de la Tesis:

1. ¿De qué forma conviene cuantizar la Información de Estado del Canal (CSI) en un canal de comunicación inalámbrico punto-a-punto equipado con MIMO? ¿Cuáles son los requisitos necesarios para cada alternativa de cuantización en términos de complejidad de hardware? (Capítulo 3)

2. ¿Cuánto impacta el uso de CSI cuantizada en la tasa de transmisión de bits de un esquema multiusuario diseñado para un BC inalámbrico con MIMO? A la hora de establecer la estrategia para la asignación de los recursos comunes entre los usuarios activos, ¿es mejor

seleccionar a múltiples usuarios en forma simultánea o diagramar a un único usuario por vez en forma secuencial? (Capítulo 4)

3. ¿Cómo conviene explotar la ganancia por MUD en un BC inalámbrico equipado con MIMO? ¿De qué manera se pueden diseñar estrategias de diagramación multiusuario de baja complejidad? ¿Pueden estas estrategias simples proveer compromisos aceptables entre ganancia de capacidad (a nivel de sistema) y equidad en la asignación de recursos? (Capítulo 5)

4. ¿Cómo se puede acotar el caudal de CSI reportado en un canal de comunicación inalámbrico con MIMO cuando la cantidad de usuarios activos crece considerablemente? ¿Cuál es el impacto de estas técnicas en la tasa de transmisión del sistema de comunicación? ¿Es posible explotar la MUD en entornos inalámbricos con baja movilidad? (Capítulo 6)

La respuesta a cada una de estas preguntas nos permitirá comprender mejor cómo se comporta un BC inalámbrico con MIMO para diferentes condiciones de funcionamiento. En base al conocimiento adquirido durante este proceso, se podrá dar una solución definitiva al problema de investigación principal que dio origen al presente proyecto de investigación Doctoral.

1.3. Justificación de la Investigación

La capacidad de Shannon representa un límite de desempeño teórico. Es decir, este índice de desempeño en sentido estricto sólo se puede alcanzar implementando esquemas de transmisión extremadamente complejos que empleen palabras código de longitud infinita. Como regla general, a medida que la tasa de transmisión de datos se aproxima al valor de capacidad del canal, aumenta la complejidad del esquema de codificación/decodificación y el retardo que introduce el mismo en la comunicación. Además, la complejidad del proceso de codificación/decodificación crece aun más en presencia de medios con múltiples usuarios. Por ejemplo, la región de capacidad de un MAC con MIMO se alcanza implementando un esquema de Cancelación de Interferencia de forma Sucesiva (SIC) en el receptor (junto al empleo de esquemas de codificación/decodificación individuales ideales en cada uno de los usuarios) [34]. Como contrapartida, la capacidad suma de un BC con MIMO se consigue aplicando DPC en transmisión. La puesta en funcionamiento de un esquema de SIC en recepción se lleva a cabo de forma bastante directa (sólo se necesita incrementar la complejidad del hardware en el equipo receptor). Sin embargo, implementar un esquema DPC en transmisión representa un desafío mucho más complicado de llevar a cabo en forma práctica. Por este motivo, el proyecto de investigación Doctoral que dio origen a esta Tesis centró su atención en el BC con MIMO, ya que el mismo representa la alternativa más interesante de estudiar entre ambos tipos de canales multiusuario.

Otro tema que despierta gran interés a la hora de caracterizar la capacidad de un canal de comunicación es la necesidad de contar con CSI completa en ambos extremos del enlace. Este supuesto se puede considerar bastante próximo a la realidad en medios cableados, ya que el canal de comunicación en este tipo de sistema tiene un comportamiento (semi)estático. Sin embargo, la adquisición de CSI precisa se dificulta en la mayoría de los sistemas de comunicación inalámbricos, motivada entre otras cosas por la naturaleza variante en el tiempo del medio inalámbrico y la movilidad que experimentan los usuarios. Existen dos categorías de CSI en un sistema de comunicación de este tipo, a saber: la Información de Estado del Canal en Transmisión (CSIT) y la Información de Estado del Canal en Recepción (CSIR). En la mayoría de los casos, la CSIR se adquiere de manera (relativamente) sencilla a partir de la transmisión de señales piloto, las cuales posibilitan estimar adecuadamente el estado del canal en el receptor. Por otro lado, la estrategia de adquisición de CSIT es un poco más complicada y depende del tipo de esquema que aplica el sistema para garantizar la comunicación bidireccional: Dúplex por División en Frecuencia (FDD) o Dúplex por División en Tiempo (TDD).

En los sistemas con TDD, el DL y el UL comparten la misma porción espectral de manera secuencial. Gracias a esta propiedad, la CSIT del DL se puede estimar a partir de la CSIR adquirida en el UL, siempre y cuando se verifique el principio de reciprocidad entre ambos canales (i.e., que el tiempo de coherencia del medio inalámbrico sea lo suficientemente grande para que su comportamiento no varíe en forma significativa durante el intervalo de transmisión). En los sistemas con FDD, como contraparte, el DL y el UL ocupan porciones espectrales diferentes. Como en la mayoría de los casos la separación espectral entre ambos enlaces genera un comportamiento mutuo no-correlacionado, la CSIT sólo se puede adquirir a través de mecanismos de señalización que permiten al receptor reportar su CSIR hacia el transmisor. Sin embargo, sea cual sea la alternativa de duplexación que se adopte, la CSIT no se puede suponer ideal en situaciones de implementación prácticas. Por ejemplo, el principio de reciprocidad no se verifica en forma perfecta en sistemas con TDD reales, o bien el canal de retroalimentación que se emplea en sistemas con FDD prácticos introduce retardo y tiene un ancho de banda limitado (i.e., la CSIR sólo se puede reportar en forma cuantizada). Todo esto genera nuevos desafíos para la propuestas de nuevas técnicas de transmisión para BC inalámbricos con MIMO, ya que la mayoría de los estudios teóricos analizados en la bibliografía proponen utilizar precodificación DPC u otras técnicas de precodificación que suponen la presencia de CSIT ideal.

Finalmente, no hay que dejar de lado el concepto de equidad en la asignación de los recursos comunes del canal a la hora de analizar las nuevas estrategias de transmisión. Diseñar un esquema de transmisión multiusuario que se concentra sólo en maximizar la tasa de transmisión de datos del sistema no es una alternativa válida para implementar en la vida real. Los esquemas de transmisión que seleccionan en cada instante al grupo de usuarios con mejor calidad de canal corren el riesgo de concentrar el uso de los recursos comunes del sistema en aquel conjunto de

usuarios que se encuentran más próximos al transmisor. Por supuesto, todo esto en perjuicio de aquellos usuarios que se ubican al borde del área de cobertura. En una situación extrema, si no se garantiza un umbral mínimo de equidad, los usuarios más alejados pueden llegar a no participar nunca en el reparto de los recursos del sistema. Afortunadamente, para sistemas que diagraman a un único usuario por vez, este problema se encuentra solucionado en gran medida a partir del empleo del algoritmo de Diagramación Equitativa Proporcional (PFS) [35, 30]. El algoritmo de PFS provee garantías de QoS a todas las conexiones activas diagramando, instante a instante, al usuario que experimenta la mayor relación entre la tasa de transmisión instantánea y la tasa de transmisión promedio. Sin embargo, implementar un algoritmo de PFS en un sistema de transmisión que diagrama a varios usuarios en forma simultánea suele ser mucho más complicado que en el caso de selección uno-a-uno. Por esto, es de vital importancia proponer esquemas de transmisión multiusuario sencillos que garanticen compromisos entre tasa de transmisión y equidad comparables a los que se obtendrían con un algoritmo de PFS.

En la actualidad, la industria de las telecomunicaciones está atravesando un período de grandes cambios. Esta etapa se caracteriza por una creciente necesidad de aumento en el ancho de banda de datos disponible, teniendo como principales factores limitantes la potencia de transmisión y el espectro radioeléctrico finito. El gran crecimiento de este mercado (tanto en número de usuarios como en ancho de banda de datos requerido por cada uno de ellos) ha comenzado a saturar las redes inalámbricas en centros urbanos muy densos, fomentando de este modo la búsqueda de nuevas maneras de aprovechar mejor el preciado y escaso recurso electromagnético. Los progresos tecnológicos que se introducen en esta área potencian la evolución de los servicios de datos de alta velocidad que brinda la actual Tercera Generación (3G) de telefonía celular. Además, el análisis preciso de estas nuevas tecnologías será decisivo para definir los alcances de las futuras propuestas de Cuarta Generación (4G), en la cual se proyecta reemplazar completamente los enlaces de voz digital por servicios de voz sobre IP transportados sobre circuitos de datos. Todos estos factores justifican el desarrollo y la constante investigación de nuevas tecnologías que puedan absorber la creciente demanda que existe en el mercado de los datos móviles.

1.4. Metodología

En la primera parte de la Tesis nos concentraremos en estudiar el canal punto-a-punto inalámbrico con MIMO (i.e., SU-MIMO), o equivalentemente, el BC inalámbrico con MIMO en presencia de múltiples usuarios con diagramación uno-a-uno en modalidad Round-Robin (RR) (i.e., sin tener en cuenta la calidad de canal a la hora de seleccionar al usuario). Como en la mayoría de las situaciones prácticas la Estación Móvil (MS) dispone de un único elemento de antena, los esquemas de Diversidad en Transmisión a Lazo Cerrado (CL TD) representan

la alternativa más promisoria para explotar la dimensión espacial que se genera a partir del despliegue de elementos de antenas múltiples en la BS. Hay varios método de CL TD que resultan de interés práctico, cada uno de ellos estrechamente relacionado con un esquemas de cuantización específico (diseñado para abastecer al transmisor con CSI parcial a través de mecanismos de señalización apropiados).

Modelar el comportamiento de un esquema de CL TD implica conocer en forma precisa la Función de Densidad de Probabilidad (PDF) de la SNR que experimenta la MS en recepción. Lamentablemente, determinar el comportamiento exacto de esta PDF suele ser un proceso engorroso en la mayoría de las situaciones prácticas. Por esto, es de vital importancia encontrar un mecanismo simplificado que nos posibilite llevar adelante un análisis teórico completo de este comportamiento, manteniendo acotado el grado de dificultad de este proceso. En base a lo expuesto, la metodología propuesta para alcanzar los objetivos de esta primera parte de la Tesis se resume en:

- Desarrollar herramientas analíticas que posibiliten modelar fehacientemente el comportamiento de la SNR en recepción cuando se emplean métodos de CL TD prácticos con CSI parcial.
- Llevar adelante un estudio teórico del comportamiento de estos métodos, caracterizando de este modo la tasa de transmisión alcanzable en un BC inalámbrico con MIMO en presencia de un único usuario.

En la segunda parte de la Tesis enfocaremos en estudiar el BC inalámbrico con MIMO en presencia de múltiples usuarios (i.e., MU-MIMO). En esta circunstancia, cuando la BS dispone de CSIT ideal, la diagramación uno-a-uno deja de ser óptima en términos de tasa de transmisión alcanzable [36]. Esto se debe a que la existencia de múltiples antenas en transmisión posibilita que la BS diagrame a varios usuarios en forma simultánea, mejorando de este modo la C_{sum} a nivel de sistema. Cuando el número de usuarios del sistema es superior al número de antenas en transmisión (i.e., cuando $K \gg M_t$), la selección inteligente del grupo de usuarios a transmitir posibilita una mejora adicional en el desempeño. A esta ganancia se la conoce con el nombre de ganancia por MUD, y en un sistema inalámbrico de este tipo tiene su origen en dos factores diferentes. Por un lado, el fenómeno de MUD ofrece abundantes direcciones de canal para que la BS seleccione usuarios con una buena separación espacial. Por otro lado, la MUD posibilita además identificar los miembros del grupo de usuarios (semi)ortogonales teniendo en cuenta la calidad de canal individual que experimentan los mismos en recepción.

En los sistemas con FDD reales, la CSIT sólo se puede conocer en forma parcial porque la misma se debe reportar a través de un canal de retroalimentación con ancho de banda limitado. El enfoque más sencillos para llevar a cabo este procedimiento se conoce con el nombre de

Cuantización Vectorial (VQ), el cual se aplica sobre la Información de Dirección del Canal (CDI) que reportan los usuarios. En un esquema de cuantización de este tipo, tanto el transmisor como el receptor comparten un mismo diccionario o conjunto de cuantización ($\mathcal{C}$, Beamformer Codebook). Gracias a esta propiedad, el receptor sólo debe informar al transmisor el identificador del elemento de $\mathcal{C}$ que mejor puede caracterizar el estado de canal que está observando. En un esquema de transmisión multiusuario, el caudal de CDI que se reporta es crítico para mantener acotado el nivel de interferencia mutua que se genera entre usuarios en recepción. Sin embargo, aumentar el caudal de retroalimentación de esta información suele ser contraproducente a la hora de implementar estos conceptos en diseños prácticos. En base a lo expuesto, la metodología propuesta para alcanzar los objetivos de esta segunda parte de la Tesis es la siguiente:

- Desarrollar herramientas analíticas que posibiliten caracterizar el comportamiento de la señal deseada y la interferencia mutua en recepción cuando se emplean esquemas de transmisión multiusuario con CDI cuantizada.
- Llevar adelante un estudio teórico del desempeño de estos métodos, caracterizando de este modo la tasa de transmisión alcanzable en un BC inalámbrico con MIMO en función del caudal de retroalimentación disponible para reportar la CDI.

A medida que la cantidad de usuarios participantes de la comunicación aumenta, la tasa de transmisión alcanzable en un BC inalámbrico con MIMO se tiende a estabilizar en un límite superior finito si sólo se dispone de CDI en transmisión. Este comportamiento se origina por la ausencia de Información de Calidad del Canal (CQI) en transmisión, hecho que imposibilita sacarle el máximo provecho a la ganancia por MUD que posee canal de comunicación. En un esquema de transmisión multiusuario de este tipo, la CQI se puede medir básicamente en términos de dos magnitudes diferentes: la norma del canal individual (i.e., CQI-Norm) o la interferencia mutua entre usuarios en recepción (i.e., CQI-SIR). Se sabe que el objetivo primordial de estos esquemas es maximizar la tasa de transmisión a nivel de sistema, intentando satisfacer de este modo los requerimiento de QoS de la mayoría de los usuarios activos; sin embargo, a la hora de implementar estos mecanismos en sistemas de comunicación prácticos, no se debe dejar de lado el análisis de equidad en el reparto de los recursos comunes del sistema entre todos los usuarios activos. En base a lo expuesto, la metodología propuesta para alcanzar los objetivos de esta tercera parte de la Tesis es la siguiente:

- Desarrollar herramientas analíticas que permitan modelar el comportamiento de la señal deseada y la interferencia mutua en recepción cuando se implementa un esquema de transmisión multisuario con CDI cuantizada y distintos tipos de CQI.
- Definir un procedimiento que permita caracterizar fehacientemente el grado de equidad en el reparto de recursos que se obtiene cuando se implementan estos mecanismos de transmisión multiusuario en un sistema MIMO con limitaciones prácticas.

- Llevar adelante un estudio teórico del desempeño de estos mecanismos en términos de tasa de transmisión y equidad, caracterizando de este modo las soluciones de compromiso posibles entre ambos objetivos contrapuestos en un BC inalámbrico con MIMO según el caudal de CDI y el tipo de CQI disponible en transmisión.

Finalmente, en la cuarta (y última) parte de la Tesis nos concentraremos en investigar la factibilidad de implementar esquemas de transmisión que posibiliten explotar la MUD en BCs inalámbricos con MIMO cuando:

1. La cantidad de usuarios activos crece considerablemente (i.e., cuando $K \gg 1$), incrementando de forma excesiva el caudal de información de retroalimentación que se debe reportar desde las MSs hacia la BS, o

2. La variabilidad del medio inalámbrico (en una ventana de tiempo de longitud adecuada) no es apropiada para implementar mecanismos de diagramación oportunísticos que exploten la dinámica del canal en forma satisfactoria.

En sistemas inalámbricos con baja movilidad, el desvanecimiento que experimenta el canal inalámbrico suele ser muy lento para encontrar (con grandes chances) un usuario que perciba una ganancia de canal próxima a su valor pico; por supuesto, todo esto medido en una ventana de tiempo proporcional al retardo máximo tolerado por los servicios móviles que se soportan. Para contrarrestar este problema, se puede recurrir al despliegue de un arreglo de antenas en transmisión con el propósito de aumentar la dinámica del canal, aplicando vectores de conformación de haz aleatorios en transmisión. Este tipo de estrategia, conocida con el nombre de Conformación de Haz Aleatoria (RBF), fue propuesta por primera vez en [30] como una alternativa práctica para explotar la ganancia por MUD en medios inalámbricos cuasi-estáticos (i.e., con baja dinámica de desvanecimiento en el dominio temporal).

En un sistema RBF tradicional, la transmisión de información en el DL se realiza en modalidad de Acceso Múltiple por División en Tiempo (TDMA) vía un canal de datos compartido entre los K usuarios activos. Las decisiones de diagramación se ejecutan en la BS a partir de la CQI que reportan las MSs. En un esquema de este tipo, la CQI suele parametrizar cuán próximos se encuentra entre sí el vector de conformación de haz aleatorio (aplicado en transmisión) y el estado instantáneo de canal del usuario (percibido en recepción). Diferentes métodos se presentaron en la literatura para reducir el caudal de información de retroalimentación en sistemas RBF con gran cantidad de usuarios. La mayoría de ellos sugieren diseñar esquemas de cuantización de CQI adaptivos en función del número de usuarios participantes [37, 38]. Otras alternativas proponen fijar un único nivel umbral óptimo (en función de la cantidad de usuarios activos), de forma tal que sólo aquellos usuarios que lo superen reporten su CQI hacia el transmisor [39]. No obstante, a la hora de implementar estos conceptos en sistemas de comunicación reales, no

se deben dejar de lado las limitaciones prácticas de hardware que imposibilitan inducir grandes fluctuaciones de amplitud en las señales que se aplican en los distintos elementos del arreglo de antenas en transmisión. En base a lo expuesto, la metodología propuesta para alcanzar los objetivos de esta cuarta (y última) parte de la Tesis es la siguiente:

- Desarrollar herramientas analíticas que permitan caracterizar de manera fidedigna la SNR en recepción cuando se emplean mecanismos de RBF prácticos en transmisión con cuantización de CQI adaptiva.
- Llevar adelante un estudio teórico del comportamiento de estos métodos, caracterizando de este modo la tasa de transmisión alcanzable en un BC inalámbrico con MIMO cuasi-estático que aplica un esquema RBF en transmisión.

Con estos últimos ítems, damos por finalizado el detalle de la metodología que se utilizó para dar una respuesta concreta a cada una de las preguntas de investigación que dieron origen al proyecto de investigación Doctoral de la presente Tesis. A continuación, se presenta el esquema de organización general de la Tesis.

1.5. Esquema General de la Tesis

El manuscrito se dividió en cinco partes principales: un capítulo introductorio que presenta los fundamentos teóricos necesarios para abordar las problemática de investigación general, y un capítulo especial por cada uno de los cuatro grupos de preguntas de investigación específicas que dieron origen al presente proyecto de investigación Doctoral (ver Sección 1.2).

El Capítulo 2 presenta los fundamentos teóricos necesarios para analizar el comportamiento de las distintas estrategias propuestas en esta Tesis para explotar el potencial del BC inalámbrico con MIMO. En la primera parte de dicho capítulo se introduce el modelo general para un sistema de comunicación móvil equipado con múltiples antenas. Posteriormente, se presentan los resultados de capacidad de Shannon teóricos para los distintos tipos de canales inalámbricos con MIMO. Por supuesto, nuestra atención se enfoca en el modelo de canal que es objeto de nuestro estudio: el BC inalámbrico con MIMO. Se hace énfasis en la gran influencia que tiene el caudal de CSIT disponible para caracterizar este comportamiento, además del importante rol que cumple la ganancia por MUD para que la tasa de datos alcanzable por el sistema se aproxime a la capacidad suma del canal en cuestión. Luego, se presentan en detalles los distintos tipos de estrategias de precodificación en transmisión, haciendo hincapié en los esquemas de precodificación lineal, por su excelente relación costo-beneficio a la hora de implementarlos en un sistema de comunicación real. Por último, se introducen distintos tipos de mecanismos de diagramación para llevar adelante la selección de los usuarios a transmitir en presencia de

medios inalámbricos con una gran cantidad de usuarios activos, identificando las relaciones de compromiso entre capacidad-equidad provistas por cada uno de ellos.

El Capítulo 3 centra su atención en analizar el comportamiento de diferentes técnicas de transmisión para sistemas MIMO con Único Usuario (SU-MIMO). Concretamente, el estudio que se presenta en dicha parte de la Tesis se enfoca en caracterizar el desempeño de distintos esquemas de CL TD, de acuerdo al caudal de CSI que se retroalimenta desde la MS hacia la BS. Se analizan tres tipos distintos de esquemas de CL TD con CSIT cuantizada, a saber: Transmisión con Relación Máxima (MRT), Transmisión con Igual Ganancia (EGT) y Selección de Antenas en Transmisión (TAS). Se evalúa el impacto que tiene el empleo de CSIT parcial en cada uno de estas tres alternativas transmisión. Por último, se proveen diferentes relaciones de compromiso entre capacidad-complejidad[1], implícitas en la implementación de cada uno de estos esquemas en un sistema de comunicación práctico.

En el Capítulo 4 se extiende el estudio anterior a un sistema MU-MIMO que sólo dispone de CDI parcial en transmisión. En este tipo de escenario, cuando la cantidad de usuarios activos es mayor a la cantidad de antenas en transmisión (i.e., cuando $K \gg M_t$), se demuestra que el envío de información simultánea a un conjunto de usuarios cuidadosamente seleccionados es conveniente (en términos de desempeño) al envío de información a un único usuario por vez en forma secuencial. Concretamente, la atención se centra en el empleo de ZFBF como alternativa de precodificación lineal (subóptima) de baja complejidad. La idea principal es analizar el nivel de desempeño de ZFBF en función del grado de presición (i.e., nivel de cuantización) con que se reporta la CDI desde los usuarios. Se analiza también cómo conviene diseñar el conjunto de cuantización $\mathcal{C}$ para señalizar la CDI desde las MSs hacia la BS en forma parcial. En este contexto, se observa que el empleo de esquemas de VQ sencillos provee un nivel de desempeño próximo al óptimo (siempre que el caudal de CSI que se reporte sea comparable al que se maneja en sistemas de comunicación inalámbricos contemporáneos).

En el Capítulo 5 se amplía el estudio del capítulo anterior a un sistema MU-MIMO que dispone tanto de CDI parcial como CQI en transmisión. A diferencia del caso anterior, en este tipo de escenario la tasa de transmisión alcanzable por el sistema no se encuentra acotada a medida que aumenta la cantidad de usuarios participantes. El origen de este comportamiento se debe a que en este caso, la BS dispone de ambos tipos de CSIT para explotar en forma completa la ganancia por MUD disponible en el medio inalámbrico. Se estudia el desempeño de diferentes algoritmos de diagramación, cada uno de los cuales provee un compromiso de capacidad-equidad diferente. En este análisis se definen además dos tipos de CQI distintas: la CQI Norma de

[1]En esta Tesis, el estudio de complejidad de un esquema de transmisión determinado se realiza desde el sentido amplio de este término. En otras palabras, hace referencia a la cantidad de recursos (i.e., ancho de banda, potencia de transmisión, número de antenas, caudal de señalización, entre otros) que son necesarios para implementar un esquema de transmisión específico en el contexto de un sistema de comunicación práctico.

Canal (CQI-Norm) y la CQI Relación Señal-a-Interferencia (CQI-SIR). En este contexto, se observa que el empleo de CQI-Norm posee un desempeño superior en sistemas de comunicación multiusuario limitados por ruido (i.e., baja potencia de transmisión), mientras que el uso de CQI-SIR funciona mejor cuando el sistema de comunicación multiusuario se encuentra limitado por interferencia (i.e., alta potencia de transmisión). Por último, se propone utilizar el Índice de Equidad de Jain (JFI) como una métrica de desempeño práctica para caracterizar en forma cuantitativa la relación capacidad-equidad que proveen los distintos esquemas de transmisión multiusuario que se analizan.

En el Capítulo 6 se analiza la factibilidad de utilizar RBF en un sistema MU-MIMO, como un mecanismo de baja complejidad para inducir mayores valores de ganancia por MUD en canales inalámbricos con baja dinámica de desvanecimiento. Con este objetivo, se estudian primero tres alternativas distintas para inducir fluctuaciones de canal de mayor nivel y velocidad en sistemas inalámbricos cuasi-estáticos (cuando la CQI se reporta de forma completa): Conformación de Haz Oportunística (OBF), Ajuste de Fase Oportunístico (OCP) y Selección de Antenas Oportunística (OAS). De estos tres esquemas, se observa que OCP es la alternativa más conveniente en términos de relación capacidad-complejidad. Con la idea de simplificar la implementación de una estrategia de diagramación equitativa en transmisión en este contexto, se propone reemplazar el algoritmo PFS por un nuevo tipo de mecanismo de selección, conocido con el nombre diagramación por Proyección máxima (max-Proj). En el esquema de diagramación por max-Proj, la métrica que reporta cada uno de los usuarios activos representa cuán próximos se encuentran entre sí el vector de conformación de haz aleatorio (que se aplica en transmisión) y el vector estado de canal instantáneo (que percibe el usuario en recepción). El análisis que se presenta en este capítulo permite concluir que, la ganancia por MUD que se sacrifica aplicando OCP con diagramación por max-Proj no es considerable. Por supuesto, todo esto simplificando considerablemente la complejidad de implementación de esta estrategia en un sistema de comunicación práctico que dispone de un número (relativamente) elevado de usuarios.

Por último, el Capítulo 7 resume las conclusiones más importantes que se obtuvieron durante el desarrollo del proyecto de investigación Doctoral que dio origen a esta Tesis. En esta parte se enumeran además una serie de posibles líneas de investigación futuras que se detectaron, las cuales aportarían sin duda alguna un valor adicional a los conocimientos ya tratados en este trabajo. A modo de cierre, el Apéndice A presenta las 7 publicaciones originales que surgieron a partir del problema de investigación general que se planteó. Los temas que se abordan en dichos trabajos permiten sustentar de forma fehaciente los distintos aportes, los cuales se irán presentando en forma progresiva en los distintos capítulos intermedios que componen a la Tesis.

1.6. Trabajos Publicados Relacionados con la Tesis

El aporte principal de esta Tesis se encuentra en la caracterización del efecto combinado que proveen los algoritmos de selección de usuarios y los esquemas de precodificación lineal en transmisión en un sistema inalámbrico MU-MIMO, cuando la CSIT sólo se puede conocer en forma cuantizada. A continuación, se enumeran las siete publicaciones originales que componen a esta Tesis: dos publicaciones en revistas indexadas y cinco publicaciones en conferencias internacionales de primer nivel. Vale la pena destacar que el orden de presentación de estos trabajos no es cronológico, sino más bien se corresponde con el esquema general de la Tesis (ver Sección 1.5).

I. J. Hämäläinen, R. Wichman, A. A. Dowhuszko, and G. Corral-Briones, "Capacity of generalized UTRA FDD closed-loop transmit diversity modes," *Wireless Personal Communications*, pp. 1-18, May 2009.

II. A. A. Dowhuszko, G. Corral-Briones, J. Hämäläinen, and R. Wichman, "On throughput-fairness trade-off in virtual MIMO systems with limited feedback," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, pp. 1-17, Jan. 2009.

III. A. A. Dowhuszko, G. Corral-Briones, J. Hämäläinen, and R. Wichman, "Achievable sum-rate analysis of practical multiuser scheduling schemes with limited feedback," *in Proc. IEEE Int. Conf. on Commun.*, Jun. 2007, pp. 4381-4386.

IV. A. A. Dowhuszko, G. Corral-Briones, J. Hämäläinen, and R. Wichman, "Outage probability analysis of practical multiuser scheduling schemes with limited feedback," *in Proc. IEEE Veh. Tech. Conf. Spring*, Apr. 2007, pp. 1036-1040.

V. G. Corral-Briones, A. A. Dowhuszko, J. Hämäläinen, and R. Wichman, "Achievable data rates for two transmit antenna broadcast channels with WCDMA HSDPA feedback information," *in Proc. IEEE Int. Conf. on Commun.*, vol. 4, May 2005, pp. 2722-2727.

VI. G. Corral-Briones, A. A. Dowhuszko, J. Hämäläinen, and R. Wichman, "Downlink multiuser scheduling algorithms with HSDPA closed-loop feedback information," *in Proc. IEEE Veh. Tech. Conf. Spring*, vol. 2, May 2005, pp. 1120-1124.

VII. A. A. Dowhuszko, G. Corral-Briones, J. Hämäläinen, and R. Wichman, "On the analysis and design of practical quantization for opportunistic beamforming," *in Proc. IEEE Int. Conf. on Commun.*, May 2008, pp. 5133-5139.

Los aportes de la Publicación I están estrechamente relacionados con los conceptos que se tratan en el Capítulo 3 de la Tesis, donde se estudia el grado de desempeño que provee el empleo

de diferentes esquemas CL TD en un canal inalámbrico SU-MIMO. Los resultados de las Publicaciones II-VI están directamente vinculados con los temas que se abordan en los Capítulo 4-5 de la Tesis, en donde se estudia el comportamiento de diferentes mecanismos de transmisión multiusuario en un canal inalámbrico MU-MIMO para diferentes configuraciones de CSIT parcial (i.e., CDI cuantizada y CQI). Por último, los aportes de la Publicación VII están estrechamente relacionados con los conceptos que se tratan en el Capítulo 6 de la presente Tesis, donde se analiza la tasa de transmisión que se puede conseguir cuando se emplean estrategias de precodificación aleatoria para incrementar la dinámica de desvanecimiento en canales inalámbricos MU-MIMO con grandes números de usuarios.

Apéndice 1.1: Aportes de los Trabajos Publicados

En este apéndice se presenta un breve resumen de los aportes individuales de cada una de las siete publicaciones originales que se desarrollaron durante el transcurso del proyecto de investigación Doctoral que dio origen a esta Tesis. Una vez más, es importante destacar que el orden de presentación de estos trabajos no es cronológico, sino más bien se corresponde con el esquema general de la Tesis que se presentó en la Sección 1.5.

Publicación I:
J. Hämäläinen, R. Wichman, A. A. Dowhuszko, and G. Corral-Briones, "Capacity of generalized UTRA FDD closed-loop transmit diversity modes," *Wireless Personal Communications*, pp. 1-18, May 2009.

El empleo de Diversidad en Transmisión (TD) como una alternativa práctica para incrementar el nivel de desempeño en sistemas de comunicación inalámbricos con MIMO tomó un gran impulso en estos últimos años. En concordancia con este creciente interés, diferentes versiones de estos esquemas de TD se fueron incorporando gradualmente a la especificación FDD de la interfaz de Acceso de Radio Terrestre de UMTS (UTRA) con resultados alentadores. A grandes rasgos, las técnicas de TD se dividen en dos tipos de arquitecturas bien definidas: Lazo Abierto (OL) y Lazo Cerrado (CL). Las arquitecturas CL poseen un desempeño superior cuando se las compara con las arquitecturas OL. Este comportamiento se origina porque en las arquitecturas CL, la BS puede adaptar sus parámetros de transmisión de acuerdo a las condiciones instantáneas de canal que experimentan las MSs en recepción. Por supuesto, esta mejora viene de la mano de una mayor grado de complejidad en términos de requerimientos de hardware.

En un sistema FDD, el uso de CL TD exige la presencia de un canal de retroalimentación que abastezca de manera permanente al transmisor con la CSI que estiman los usuarios en recepción. Como es de esperar, el grado de desempeño de un esquema CL TD está directamente relacionado con el caudal de CSI que se puede señalizar. Lamentablemente, el ancho de banda disponible

para que las MSs reporten esta información hacia la BS se encuentra limitado en la mayoría de las situaciones prácticas. Por esto, es de vital importancia poder cuantificar de manera fidedigna cuál es la pérdida de desempeño que se genera a partir del uso de CSIT parcial en un sistema de este tipo.

En la Publicación I se analiza cómo impacta el empleo de CSIT cuantizada en un sistema de comunicación inalámbrico que emplea CL TD. Los mecanismos de transmisión que se analizan corresponden a versiones generalizadas de los esquemas CL TD que implementa la especificación FDD de la interfaz UTRA. Se presenta un análisis teórico que posibilita derivar no sólo fórmulas de capacidad aproximadas, sino también una cota superior (ajustada) para el comportamiento del error de aproximación que permite validar de forma analítica el marco de trabajo teórico propuesto.

Los resultados de esta publicación están estrechamente relacionados con los conceptos que se tratan en el Capítulo 3 de la Tesis, donde se estudia el nivel de desempeño que se puede conseguir cuando se emplean los diferentes esquemas CL TD bajo análisis en el contexto de un canal inalámbrico SU-MIMO.

Publicación II:
A. A. Dowhuszko, G. Corral-Briones, J. Hämäläinen, and R. Wichman, "On throughput-fairness trade-off in virtual MIMO systems with limited feedback," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, pp. 1-17, Jan. 2009.

El despliegue de arreglos de antena en transmisión surge en estos días como una alternativa interesante para incrementar la tasa de transmisión de los sistemas inalámbricos con múltiples usuarios. Este aumento de capacidad se origina gracias a las múltiples direcciones espaciales que ofrece un canal de este tipo, hecho que posibilita transmitir varias corrientes de información independientes en forma simultánea (destinadas a múltiples usuarios) dentro de un mismo bloque de recursos (i.e., mismo tiempo y ancho de banda espectral). La explotación de este novedoso concepto, conocido con el nombre de ganancia por SM, vislumbró nuevas expectativas para los límites de desempeño en sistemas inalámbricos futuros y dio pie a innumerables trabajos de investigación originales en los últimos años.

Seleccionar el grupo de usuarios a transmitir en un sistema inalámbrico MU-MIMO no es una tarea trivial. Para llevar adelante este proceso, no sólo se debe tener en cuenta la compatibilidad espacial de los usuarios, sino también su ganancia de canal individual. Muchos trabajos de la literatura se concentraron en diseñar algoritmos de selección de usuarios cuyo objetivo final es maximizar únicamente la capacidad suma del sistema (i.e., la C_{sum}). Sin embargo, focalizar la atención en optimizar marginalmente este parámetro no alcanza a la hora de diseñar mecanismos de diagramación para sistemas reales, si no se garantiza al mismo tiempo un reparto equitativo de los recursos comunes del sistema entre todos los usuarios participantes de la comunicación.

Por esto, surge la necesidad de investigar cuál es el compromiso entre capacidad suma (alcanzable a nivel de sistema) y nivel de equidad (en el reparto de los recurso comunes) que proveen los diferentes esquemas de transmisión multiusuario que fueron propuestos en la literatura para canales inalámbricos de este tipo.

En la Publicación II se presenta un análisis teórico que posibilita estimar la tasa de transmisión alcanzable por un sistema inalámbrico MU-MIMO que cuenta con ambos tipos de CSIT parcial (i.e., CDI cuantizada y CQI). El modelo teórico propuesto se basa en modelar la PDF de la energía de la señal deseada y la PDF de la interferencia mutua en recepción (debido al empleo de reportes de CDI cuantizados) a partir de distribuciones chi-cuadrado (χ^2) corregidas, donde los parámetros que caracterizan estos modelos aproximados se calculan a partir del primer y segundo momento de las dos señales que se quieren ajustar. Además, se propone utilizar el JFI como métrica de desempeño para evaluar el nivel de equidad que proveen los diferentes esquemas de diagramación multiusuario analizados. En esta publicación se concluye que, el uso de esquemas de transmisión multiusuario sencillos permiten explotar buena parte de la capacidad suma disponible en el canal, sin afectar considerablemente el nivel de ecuanimidad en la asignación de recursos que provee el algoritmo de diagramación equitativo óptimo en esta circunstancia.

Los resultados de esta publicación están estrechamente relacionados con buena parte de los conceptos que se tratan en los Capítulo 4 y 5 de la Tesis, donde se estudia el nivel de desempeño de diferentes mecanismos de transmisión multiusuario en un canal inalámbrico MU-MIMO para diferentes configuraciones de CSIT parcial.

Publicación III:
A. A. Dowhuszko, G. Corral-Briones, J. Hämäläinen, and R. Wichman, "Achievable sum-rate analysis of practical multiuser scheduling schemes with limited feedback," *in Proc. IEEE Int. Conf. on Commun.*, Jun. 2007, pp. 4381-4386.

En la Publicación III se proponen tres esquemas de transmisión multiusuario diferentes para implementar en un canal inalámbrico MU-MIMO con CSIT limitada. Los mecanismos de diagramación multiusuario que se estudian en este artículo utilizan CSIT parcial compatible con la información de señalización que implementa la especificación FDD de la interfaz UTRA. La idea básica detrás de estos algoritmos de diagramación es seleccionar (en cada instante) a un subconjunto de MSs que reporten palabras código de CDI ortogonales entre sí, asegurando al mismo tiempo un umbral de equidad mínimo en el reparto de recursos comunes del sistema entre todos los usuarios activos. En esta publicación, el concepto de equidad se define como una garantía explícita del tiempo máximo sin servicio (i.e., $T_{\text{máx}}$) que puede experimenta cada uno de los usuarios activos del sistema durante la comunicación.

En la Publicación III se presentan diferentes fórmulas cerradas que permiten aproximar la tasa de transmisión suma alcanzable para los distintos esquemas de transmisión propuestos. Se

muestra además que, los resultados teóricos que se derivan son consistentes con los comportamientos que se obtienen cuando se modelan los distintos mecanismos de selección bajo análisis a partir de simulaciones numéricas. Esta publicación concluye que, el empleo de esquemas de transmisión multiusuario sencillos posibilita incrementar notablemente la tasa de transmisión suma alcanzable a nivel de sistema. Esta mejora en términos de desempeño surge al comparar la tasa de transmisión suma alcanzable por los esquemas multiusuario respecto a la tasa de transmisión suma que se obtiene con un esquema CL TD combinado con diagramación RR (i.e., seleccionando los usuarios en modalidad uno-a-uno de forma secuencial). Por supuesto, esta ganancia en la tasa de transmisión suma del sistema se obtiene sin afectar el tiempo máximo sin servicio que el algoritmo de diagramación RR garantiza en términos de equidad.

Los resultados de esta publicación están relacionados con parte de los conceptos que se tratan en los Capítulo 4 y 5 de la Tesis, donde se estudia el nivel de desempeño que provee el uso de diferentes mecanismos de transmisión multiusuario en un canal inalámbrico MU-MIMO para diferentes configuraciones de CSIT parcial.

Publicación IV:
A. A. Dowhuszko, G. Corral-Briones, J. Hämäläinen, and R. Wichman, "Outage probability analysis of practical multiuser scheduling schemes with limited feedback," *in Proc. IEEE Veh. Tech. Conf. Spring*, Apr. 2007, pp. 1036-1040.

La capacidad de Shannon establece un límite superior específico a la tasa de transmisión de datos alcanzable (con probabilidad de error arbitrariamente baja) en un canal de comunicación, sea cual sea la combinación de esquemas de codificación y modulación que se implemente en transmisión. Para un canal con desvanecimiento, existen dos nociones de capacidad diferentes según los requerimientos de QoS de la aplicación de comunicación involucrada: la capacidad ergódica ($\overline{C}$, Ergodic Capacity) y la capacidad de corte de servicio (C_{out}, Outage Capacity).

La capacidad ergódica (i.e., $\overline{C}$) es la tasa de transmisión promedio alcanzable (en el largo plazo) en un canal con desvanecimiento. La capacidad ergódica se consigue implementando mecanismos de codificación de canal que distribuyan los bits de información (de una misma palabra código) a lo largo de varios intervalos de coherencia independientes del canal inalámbrico bajo estudio. Analizar el desempeño de un sistema de comunicación utilizando este parámetro es apropiado para aplicaciones del tipo transferencia de archivos, donde el objetivo final es maximizar la tasa de transferencia de datos promedio sin necesidad de respetar limitaciones de retardo específicas. Sin embargo, en presencia de aplicaciones de tiempo real con requerimientos de latencia estrictos (e.g., streaming de audio/video o servicios de voz convencionales), el uso de la capacidad ergódica como indicador de desempeño deja de ser apropiado. En este tipo de aplicaciones, la tasa de transferencia alcanzable se debe caracterizar (en el corto plazo) suponiendo que la codificación de canal se realiza dentro de un mismo estado del canal. En este

contexto, la capacidad de corte de servicio (i.e., C_{out}) surge como un parámetro más adecuado para caracterizar el límite de desempeño de un sistema de comunicación inalámbrico de este tipo, ya que define la tasa de transmisión máxima que se puede mantener de forma constante para una probabilidad de corte de servicio (i.e., Pr_{out}) específica.

En la Publicación IV se presentan fórmulas cerradas que permiten aproximar la capacidad de corte de servicio de tres esquemas de transmisión multiusuario diferentes, desarrollados para ser empleados en un canal inalámbrico MU-MIMO con CSIT limitada [4]. La CSIT parcial que emplean estos mecanismos de diagramación es compatible con la información de señalización que se implementa en la especificación FDD de la interfaz UTRA. Esta publicación concluye que, el uso de esquemas de transmisión multiusuario sencillos posibilita mejorar notablemente la tasa de transmisión alcanzable para una probabilidad de corte de servicio específica. Esta ganancia en términos de desempeño se obtiene al comparar la capacidad de corte de servicio provista por los esquemas multiusuario bajo estudio, respecto a la capacidad de corte de servicio que se obtiene empleando esquemas de transmisión CL TD combinados con algoritmos de selección de usuarios en modalidad RR.

Los resultados de esta publicación se relacionan parcialmente con algunos los conceptos que se tratan en los Capítulo 4 y 5 de la Tesis, donde se estudia el nivel de desempeño que provee el uso de diferentes mecanismos de transmisión multiusuario en un canal inalámbrico MU-MIMO para diferentes configuraciones de CSIT parcial.

Publicación V:
G. Corral-Briones, A. A. Dowhuszko, J. Hämäläinen, and R. Wichman, "Achievable data rates for two transmit antenna broadcast channels with WCDMA HSDPA feedback information," *in Proc. IEEE Int. Conf. on Commun.*, vol. 4, May 2005, pp. 2722-2727.

Los sistemas de comunicación equipados con MIMO se presentan como una alternativa promisoria para alcanzar altas tasas de transferencia de bits en enlaces inalámbricos. La capacidad de un sistema de comunicación celular puede crecer considerablemente si se despliegan arreglos de antenas con múltiples elementos en cada una de las BSs que lo constituyen. Cuando una BS dispone de una única antena se demuestra que, la capacidad suma del sistema (i.e., C_{sum}) se consigue seleccionando al usuario con mejor calidad de canal en cada instancia de transmisión. No obstante, esta modalidad de selección uno-a-uno se vuelve cada vez más subóptima a medida que la cantidad de antenas en transmisión aumenta. Por esto, cuando la BS está equipada con múltiples elementos de antena en presencia de CSIT ideal, la transmisión simultánea a un conjunto de usuarios cuidadosamente seleccionados posibilita aumentar la tasa de transmisión alcanzable a nivel de sistema. Sin embargo, hasta la fecha en que se publicó este artículo, muy poco se sabía sobre cuál era el impacto real de utilizar CSIT parcial en un esquema de transmisión multiusuario de este tipo.

En la Publicación V se presentan curvas de desempeño para diferentes esquemas de transmisión multiusuario en presencia de canales de comunicación inalámbricos equipados con MIMO. Estas curvas se obtienen a partir de simulaciones numéricas que modelan el comportamiento del sistema en cuestión bajo dos hipótesis de trabajo diferentes, a saber:

1. Suponiendo que la CSIT se puede conoce de manera ideal y
2. Considerando que la CSIT sólo se conoce en forma parcial (cuantizada).

El caso de análisis con CSIT parcial se lleva adelante empleando el esquema de cuantización de CSI definido en la información de señalización que incorpora la especificación FDD de la interfaz UTRA (desarrollado originalmente para CL TD). En este trabajo se observa por primera vez que, la capacidad suma de un esquema de transmisión multiusuario de este tipo tiene un comportamiento limitado por interferencia en altos regímenes de potencia de transmisión cuando la CSIT está cuantizada. Sin embargo, aun en presencia de CSIT parcial, el trabajo concluye que es posible obtener ganancias de desempeño importantes (en regímenes de potencia de trasmisión medios) si el conjunto de usuarios a transmitir se selecciona de manera conveniente.

Los resultados de esta publicación fueron los primeros que se obtuvieron dentro del proyecto de investigación Doctoral que dio origen a esta Tesis. Los mismos están relacionados con los conceptos generales que se tratan en los Capítulo 4 y 5, donde se estudia el nivel de desempeño que proveen los diferentes mecanismos de transmisión multiusuario en un canal inalámbrico MU-MIMO para diferentes configuraciones de CSIT parcial.

Publicación VI:
G. Corral-Briones, A. A. Dowhuszko, J. Hämäläinen, and R. Wichman, "Downlink multiuser scheduling algorithms with HSDPA closed-loop feedback information," *in Proc. IEEE Veh. Tech. Conf. Spring*, vol. 2, May 2005, pp. 1120-1124.

La motivación principal detrás de la Publicación VI surge de la ganancia de desempeño que se reporta en [6], donde se analiza la tasa de transmisión suma alcanzable en diferentes configuraciones de canales inalámbricos equipados con MIMO. En dicha publicación se observó que, aun en presencia de CSIT parcial, era posible incrementar la tasa de transmisión de datos a nivel de sistema recurriendo al empleo de mecanismos de transmisión multiusuario. Sin embargo, no estaba claro aun cómo implementar este proceso a partir de algoritmos de selección simples, los cuales posibiliten conseguir rendimientos próximos a los valores de tasa de transmisión suma reportados para canales MU-MIMO de este tipo.

Los esquemas de transmisión propuestos en la Publicación VI emplean dos tipos de procedimientos sencillos para elegir al subconjunto de usuarios a transmitir. En ambos casos, los

miembros de este subconjunto de usuarios se seleccionan teniendo en cuenta no sólo su compatibilidad espacial, sino también su calidad de canal individual. En el primer algoritmo de selección, sólo se pueden elegir usuarios perfectamente ortogonales entre sí (de acuerdo a la CDI cuantizada que reportan). En el segundo algoritmo de selección, se habilita la posibilidad de seleccionar usuarios que no sean perfectamente ortogonales en transmisión, siempre y cuando la calidad de canal individual que perciben los mismos en recepción compense con creces la pérdida de potencia de señal deseada que implica esta situación. Vale la pena destacar que, en esta publicación se explicita por primera vez la conveniencia de usar como métrica de calidad de canal la CQI-SIR en vez de la CQI-Norm (i.e., CQI-SNR). Las curvas de desempeño que se presentaron en este trabajo se obtuvieron a partir de simulaciones numéricas, suponiendo que la CSIT disponible es compatible con la información de señalización que incorpora la especificación FDD de la interfaz UTRA. Gracias a estas curvas se concluye que, aun en presencia de algoritmos de selección de usuarios sencillos, se pueden obtener tasas de transmisión alcanzables próximas a las capacidad suma (i.e., C_{sum}) del canal inalámbrico con MIMO bajo estudio.

Los resultados de esta publicación permitieron definir las primeras pautas de diseño concretas para construir esquemas de diagramación multiusuario en canales inalámbricos equipados con múltiples antenas. Los mismos están relacionados con parte de los conceptos que se tratan en el Capítulo 5 de la Tesis, donde se estudia el nivel de desempeño que provee el uso de diferentes mecanismos de transmisión multiusuario en un canal inalámbrico MU-MIMO con CDI parcial y diferentes tipos de CQI en trasmisión.

Publicación VII:
A. A. Dowhuszko, G. Corral-Briones, J. Hämäläinen, and R. Wichman, "On the analysis and design of practical quantization for opportunistic beamforming," *in Proc. IEEE Int. Conf. on Commun.*, May 2008, pp. 5133-5139.

Las técnicas de TD constituyen una alternativa muy utilizada en la práctica para combatir los efectos perjudiciales de los canales inalámbricos. A grandes rasgos, los mecanismos de TD se dividen en dos categorías: OL y CL. Las técnicas de CL TD poseen un desempeño superior que las técnicas de Diversidad en Transmisión a Lazo Abierto (OL TD) en medios inalámbricos con dinámica de desvanecimiento limitada; sin embargo, las técnicas de CL TD necesitan mecanismos de retroalimentación de CSI que se encarguen de actualizar de manera constante (en transmisión) el estado de canal que experimentan los usuarios (en recepción). Lamentablemente, el caudal de CSI que se debe transportar para implementar un esquema de CL TD en forma práctica se vuelve prohibitivo a medida que aumenta el número de usuarios activos del sistema. Para superar esta limitación se puede recurrir al empleo de esquemas de transmisión basados en RBF, que posibiliten explotar los beneficios del medio inalámbrico multiantena manteniendo acotado el caudal de CSI que se debe reportar.

En un esquema RBF convencional, la corriente de bits de información se pondera (en forma previa a su transmisión) por un vector de conformación de haz que se genera de manera completamente aleatoria e independiente a los estados de canal que experimentan los usuarios en recepción. Las decisiones de diagramación se realizan en la BS, empleando para este propósito la CQI que reportan los distintos usuarios. En un esquema de este tipo, la CQI suele parametrizar cuán próximos se encuentran entre sí el vector de conformación de haz aleatorio (aplicado en transmisión) y el estado instantáneo de canal que experimenta el usuario (en recepción). Se sabe que el comportamiento de un esquema RBF se tiende a aproximar al propio de un esquema de CL TD a medida que la cantidad de usuarios activos dentro del sistema crece. Sin embargo, una buena parte de los trabajos de la literatura que estudian el desempeño de distintos esquemas RBF suponen que la CQI que reportan los usuarios se conoce de manera perfecta en transmisión. No obstante, a la hora de implementar este tipo de mecanismos en un sistema de comunicación práctico, no está del todo claro cómo conviene discretizar la CQI de los usuarios para minimizar el impacto de este proceso en la tasa de transmisión de bits alcanzable a nivel de sistema.

En la Publicación VII se presenta un proceso de cuantización simple que permite discretizar de manera eficiente la CQI que reportan los usuarios en el contexto de un esquema de RBF práctico. Los procedimientos involucrados en los mecanismos de transmisión que se analizan en este artículo son totalmente compatibles con los existentes en los esquemas de CL TD. Los esquemas de RBF propuestos permiten además capitalizar gran parte de la *ganancia de SNR* (SNR Gain) que CL TD provee, manteniendo al mismo tiempo bajo control el caudal de información de señalización que se debe reportar. En este trabajo se presenta además un análisis teórico que posibilita derivar las fórmulas cerradas que caracterizan la ganancia de SNR que se puede conseguir en esta circunstancia, las cuales son posteriormente validadas de forma conveniente a partir de simulaciones numéricas. Por último vale la pena destacar que, el enfoque de cuantización propuesto en este artículo permite además controlar la cantidad de umbrales de cuantización del esquema de forma adaptiva (según el número de usuarios activos participantes de la comunicación), sin que esto impacte considerablemente en el grado de desempeño alcanzable a nivel de sistema.

Los resultados de esta publicación están estrechamente relacionados con los conceptos que se tratan en el Capítulo 6 de la Tesis, donde se estudia el nivel de desempeño que provee el uso de mecanismos RBF en canales inalámbricos MU-MIMO con limitaciones prácticas en su implementación (en el contexto de un sistema de comunicación móvil contemporáneo).

Capítulo 2

Modelo del Sistema: Fundamentos Teóricos

Contenido

2.1. El Canal Inalámbrico 29

2.1.1. Mecanismos de Propagación 29

2.1.2. Atenuación por Propagación (Dinámica a Gran Escala) 31

2.1.3. Oscurecimiento o Shadowing (Dinámica a Escala Media) 32

2.1.4. Desvanecimiento Multitrayecto (Dinámica a Pequeña Escala) 33

2.1.4.1. Desvanecimiento Rayleigh 34

2.1.4.2. Desvanecimiento Rician 35

2.1.4.3. Desvanecimiento Nakagami 36

2.1.5. El Concepto de Selectividad en el Canal Inalámbrico 37

2.1.5.1. Desvanecimiento Selectivo en Tiempo 37

2.1.5.2. Desvanecimiento Selectivo en Frecuencia 40

2.1.5.3. Desvanecimiento Selectivo en Espacio 42

2.2. Capacidad en Canales con Múltiples Antenas 42

2.2.1. El Concepto de Capacidad en Canales SISO 43

2.2.2. Capacidad en Canales MIMO con Único Usuario 44

2.2.3. Región de Capacidad en Canales MIMO con Múltiples Usuarios 45

2.2.3.1. Región de Capacidad Canal Multiacceso con MIMO 47

2.2.3.2. Región de Capacidad Canal de Difusión con MIMO 48

2.3. Esquemas de Transmisión para Canales con Múltiples Antenas 52

2.3.1. Esquemas de Transmisión para Canales MIMO con Único Usuario 53

2.3.1.1. Esquemas de Diversidad Espacial 53

2.3.1.2. Esquemas de Conformación de Haz 60

2.3.1.3. Esquemas de Multiplexación Espacial 63

2.3.2. Esquemas de Transmisión para Canales MIMO con Múltiples Usuario 68
2.3.2.1. Esquemas de Acceso Múltiple por División en Tiempo 69
2.3.2.2. Esquemas de Conformación de Haz Lineal 70
2.3.2.3. Esquemas de Conformación de Haz con Forzado de interferencia a Cero . 71
2.4. Tipos de Información de Estado del Canal 73
2.4.1. Información de Estado del Canal en Transmisión 73
2.4.2. Capacidad Asintótica de un BC con MIMO 74
2.4.2.1. Leyes de Crecimiento en Presencia de CSIT Completa 74
2.4.2.2. Leyes de Crecimiento en Ausencia de CSIT 76
2.4.2.3. Guías de Diseño basadas en Conceptos de Teoría de la Información . . . 76
2.4.3. Información de Estado del Canal Parcial 77
2.4.3.1. Esquemas de Señalización Basados en CSIT Estadística 79
2.4.3.2. Esquemas de Señalización Basados en CSIT Cuantizada 80
2.5. Esquemas de Diagramación 88
2.5.1. Evaluación de Desempeño en Esquemas de Diagramación 89
2.5.1.1. Diversidad Multiusuario 89
2.5.1.2. Equidad en la Asignación de Recursos 90
2.5.2. Algoritmos de Diagramación para Sistemas MU-MIMO 92
2.5.2.1. Mecanismos de Diagramación en TDMA (Único Usuario) 93
2.5.2.2. Mecanismos de Diagramación en SDMA (Múltiples Usuarios) 95
2.6. Estrategias de Precodificación Aleatorias 99
2.6.1. Esquema de Conformación de Haz Oportunística 101
2.6.2. Esquema de Ajuste de Fase Oportunístico 101
2.6.3. Esquema de Selección de Antenas Oportunística 102
2.7. Comentarios de Cierre 102

DURANTE el transcurso de este capítulo se repasan los fundamentos teóricos necesarios para caracterizar el comportamiento de las estrategias de transmisión propuestas para los distintos medios inalámbricos con Múltiples-Entradas Múltiples-Salidas (MIMO) que se analizan. La primera parte del capítulo comienza por presentar el modelo general para un sistema de comunicación equipado con MIMO. Posteriormente, se introducen los resultados de capacidad de Shannon teóricos que se conocen para diferentes canales de comunicación equipado con múltiples antenas. Por supuesto, nuestra atención se concentra en el modelo de canal que es objeto de nuestro estudio: el Canal de Difusión (BC) con MIMO para diferentes configuraciones de Información de Estado del Canal en Transmisión (CSIT). En base a los fundamentos teóricos analizados en este capítulo, se arroja luz sobre los importantes roles que juegan tanto el caudal de CSIT como la posibilidad de implementar algoritmos de selección de usuarios en transmisión para explotar la Diversidad Multiusuario (MUD) inherente a un medio inalámbrico de este tipo.

2.1. El Canal Inalámbrico

El canal inalámbrico constituye uno de los medios de comunicación que presenta un mayor número de desafíos a la hora de diseñar mecanismos confiables para la transferencia de información a altas velocidades. El canal inalámbrico, al igual que otros tipos de medios de transmisión, se ve afectado por ruido, interferencia y otras clases de efectos nocivos; sin embargo, la característica principal que lo diferencia del resto de los medios de transmisión es su comportamiento multitrayecto variante en el tiempo.

Una señal de información que viaja a través de un canal de comunicación inalámbrico está sujeta a las leyes físicas que dicta la teoría de ondas electromagnéticas, donde se establece la presencia de múltiples trayectos de propagación como consecuencia de la existencia simultánea de diferentes mecanismos de propagación (i.e., reflexión, difracción y dispersión). En un escenario inalámbrico, la señal resultante en recepción se origina a partir de la superposición simultánea de varias ondas electromagnéticas provenientes desde diferentes direcciones de arribo en distintos instantes de tiempo, donde cada una de estas señales aporta una porción de energía distinta y posee una fase instantánea diferente. Las réplicas de señal provenientes de los distintos trayectos del medio inalámbrico se pueden combinar de forma constructiva o destructiva para diferentes valores de retardo. En base a este comportamiento, el modelo que caracteriza la respuesta impulsiva del canal inalámbrico (en el dominio del tiempo) para una frecuencia de portadora f_c está constituido por N_c *coeficientes de canal* (taps) en distintos retardos de tiempo τ_k, i.e.,

$$h(t,\tau) = \sum_{k=0}^{N_c-1} a_k(t,\tau) \exp\{j[2\pi f_c \tau_k(t) + \phi_k(t,\tau)]\}\delta[\tau - \tau_k(t)], \tag{2.1}$$

donde $\delta(\tau)$ representa la función delta de Dirac, mientras que a_k y ϕ_k representan la amplitud y fase aleatoria del k-ésimo coeficiente del modelo de canal inalámbrico, respectivamente (ver Fig. 2.1).

En la práctica, el comportamiento estocástico de estos parámetros se caracteriza a partir de diferentes modelos estadísticos en función de las características particulares del medio inalámbrico que se desea estudiar. A continuación, se presenta un resumen de los distintos fenómenos físicos que modifican la energía de la señal electromagnética transmitida a medida que se propaga. Para profundizar estos conceptos, se aconseja al lector consultar referencias tales como [12] y [40].

2.1.1. Mecanismos de Propagación

Los mecanismos de propagación que afectan el comportamiento físico de una onda de radio durante su transmisión son tres (ver Fig. 2.2):

1. Reflexión (objetos de gran dimensión),

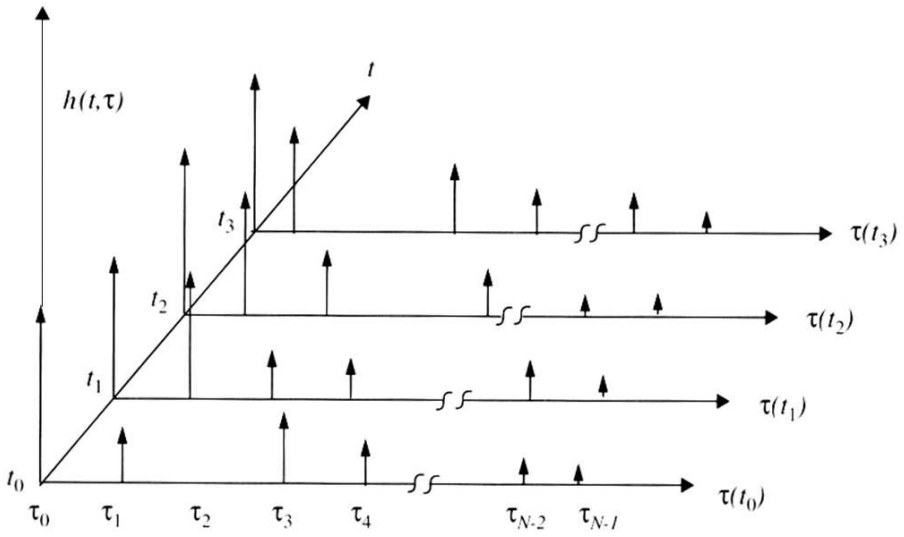

Figura 2.1: Ejemplo de modelo de canal inalámbrico multitrayecto variante en el tiempo, caracterizado a partir de la respuesta impulsiva en el dominio del tiempo [40].

2. Difracción (principio de Huygens) y

3. Dispersión o difusión (gran cantidad de objetos pequeños).

El fenómeno de la reflexión tiene lugar cuando la onda electromagnética transmitida impacta de lleno contra un objeto de gran dimensión (en comparación con la longitud de onda de la señal de radio transmitida). La superficie de la tierra, los edificios y los muros son ejemplos típicos de objetos donde el fenómeno de reflexión suele tener lugar en el contexto de un sistema de comunicación inalámbrico.

El fenómeno de difracción tiene su origen cuando la línea imaginaria que une los extremos transmisor y receptor de un enlace de radio se encuentra obstruida por una superficie con irregularidades filosas (i.e., bordes angulosos). Este fenómeno se puede explicar a partir del principio de Huygens, el cual establece que todos los puntos de un frente de onda se pueden considerar como fuentes puntuales de nuevas ondas secundarias. Posteriormente, estas ondas secundarias se combinan para producir un nuevo frente de onda en la dirección de propagación. En este contexto, la presencia de frentes de ondas secundarios que se propagan hacia el interior de la región de sombra (que genera el obstáculo) provocará una curvatura en la trayectoria de propagación de la onda electromagnética original. Gracias a este fenómeno, es posible recibir energía electromagnética en situaciones prácticas donde no existe línea visual entre ambos extremos del enlace de radio.

Por último, el fenómeno de dispersión o difusión tiene lugar cuando la onda electromagnética se propaga a través de un medio compuesto por un gran número de objetos (por unidad de

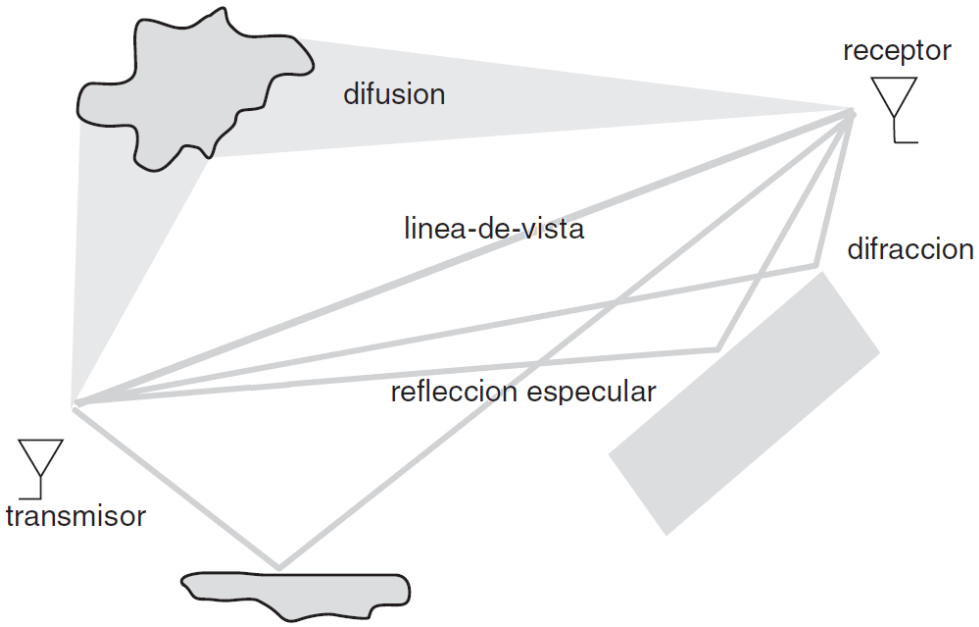

Figura 2.2: Mecanismos de propagación en un escenario multitrayecto típico.

volumen) cuya dimensión física es pequeña en comparación con la longitud de onda de la señal de radio transmitida. La dispersión de ondas electromagnéticas se genera en presencia de superficies rugosas, objetos pequeños u otros tipos de irregularidades en el entorno del canal de radio. El follaje de los árboles, los carteles de señalización vial, los postes de iluminación y la mayoría de los elementos que componen el mobiliario urbano de una ciudad, son ejemplos típicos de objetos que generan dispersión en sistemas de comunicación inalámbricos prácticos.

A continuación, se presenta cómo afectan estos mecanismos de propagación la dinámica del canal de radio en diferentes escalas, a saber:

1. Atenuación por propagación (dinámica a gran escala),
2. Oscurecimiento o Shadowing (dinámica a escala media) y
3. Desvanecimiento multitrayecto (dinámica a pequeña escala).

2.1.2. Atenuación por Propagación (Dinámica a Gran Escala)

La atenuación por propagación o *pérdida del trayecto* (path loss) es un efecto a gran escala que afecta a las ondas electromagnéticas de manera gradual durante su propagación. La atenuación por propagación depende directamente de la distancia de separación física d que existe entre el extremo transmisor y receptor de un enlace de radio. En un escenario de propagación teórico ideal (i.e., espacio libre sin obstáculos), la energía de la señal en recepción se determina a

partir de la ecuación de Friis para el espacio libre. La ecuación de Friis establece un valor de atenuación por propagación inversamente proporcional al cuadrado de la distancia de separación entre transmisor y receptor.

Sin embargo, a la hora de caracterizar la atenuación por propagación en sistemas de comunicación inalámbricos reales, se debe recurrir al empleo de modelos de comportamiento más avanzados. Afortunadamente, existen en la literatura varios modelos determinísticos (con base empírica) que posibilitan caracterizar el comportamiento de este efecto en distintas circunstancias. Entre los modelos más popular se pueden citar el modelo de Okumura-Hata, Walfisch-Ikegami, las extensiones COST-231 para estos modelos, el modelo de *propagación con reflexión en tierra plana y factor de corrección* (plane earth with clutter factor), entre otros [12, 40].

En concordancia con todos estos enfoques, hay vasta evidencia teórica y empírica para establecer que la energía electromagnética que se recibe en un sistema de comunicación inalámbrico decae de manera logarítmica con d (tanto en medios interiores como exteriores). En base a este comportamiento, la atenuación por propagación promedio (i.e., $\overline{L}$) se puede caracterizar como

$$\overline{L}(d) \propto \left(\frac{d}{d_0}\right)^{\mathfrak{n}}, \tag{2.2}$$

donde $\mathfrak{n}$ es el exponente del modelo de atenuación logarítmico en distancia, mientras que d_0 es una distancia de referencia próxima al transmisor en donde se lleva a cabo una medición de atenuación (que se emplea como patrón). Para que el modelo de atenuación sea válido, la distancia de referencia d_0 se debe ubicar dentro de la región de campo lejano (o región de Fraunhofer) del sistema. El exponente $\mathfrak{n}$ varía generalmente entre 2 (espacio libre) y 6 (medios inalámbricos con gran número de obstrucciones). El valor de d_0 se debe seleccionar de manera apropiada según el tipo de medio de propagación. Por ejemplo, $d_0 = 1\,\text{km}$ es un valor adecuado para emplear en sistemas inalámbricos de gran cobertura (i.e., macroceldas), mientras que en presencia de sistemas inalámbricos de dimensiones más acotadas (i.e., microceldas) se aconseja reducir el valor de d_0 de 1 a 100 metros según el rango de cobertura del sistema.

2.1.3. Oscurecimiento o Shadowing (Dinámica a Escala Media)

El modelo que refleja la ecuación (2.2) no tiene en cuenta que la *distribución de objetos* (environmental clutter) alrededor del punto en donde se realiza la medición de atenuación suele variar considerablemente de ubicación a ubicación, aun cuando se mantenga constante la distancia de separación física entre ambos extremos del enlace. Esto genera que la energía de la señal recibida en la práctica experimente variaciones considerables, cuando se la compara con el valor estimado que se obtiene utilizando la atenuación media que dicta la ecuación (2.2). A este efecto se lo conoce generalmente como *oscurecimiento* o *ensombrecimiento* (shadowing), aunque en algunas

referencias bibliográficas se lo suele también identificar como desvanecimiento macroscópico o desvanecimiento en el largo término.

Las mediciones empíricas muestran que la atenuación por propagación para una separación física d tiene un comportamiento log-normal (i.e., normal o Gaussiano en dB) alrededor del valor medio (dependiente de la distancia) que especifica la ecuación (2.2), i.e.,

$$L(d)[\text{dB}] = \overline{L}(d)[\text{dB}] + X_\sigma, \tag{2.3}$$

donde X_σ es una Variable Aleatoria (RV) con distribución Gaussiana (en dB) con media nula y desviación estándar σ.

En la práctica, los valores del exponente $\mathfrak{n}$ y la desviación estándar σ se calculan a partir de mediciones empíricas para diferentes distancias de separación entre transmisor y receptor. La idea clave es utilizar regresión lineal para parametrizar convenientemente los valores empíricos relevados en estas campañas de medición, utilizando por ejemplo el criterio de Mínimo Error Cuadrático Medio (MMSE). Estudiando convenientemente este comportamiento, se puede modelar cuantitativamente la probabilidad de corte de servicio Pr_{out} (con un determinado índice de confianza) dentro del área de cobertura total del sistema inalámbrico que se desea analizar.

2.1.4. Desvanecimiento Multitrayecto (Dinámica a Pequeña Escala)

El *desvanecimiento* (fading) se emplea para describir las fluctuaciones rápidas de las amplitudes, fases o retardos multitrayecto de una señal de radio sobre períodos de tiempo cortos o distancias de propagación pequeñas. El desvanecimiento tiene su origen en la interferencia mutua que se genera entre dos o más versiones de la señal transmitida, las cuales arriban al extremo receptor del enlace en diferentes instantes de tiempo. Las diferentes ondas multitrayecto (generadas a partir del efecto conjunto de los distintos mecanismos de propagación en el medio inalámbrico) se combinan simultáneamente en la antena receptora, para dar como resultado una señal cuya amplitud y fase experimenta una gran variabilidad aun en pequeña escala (ver Fig. 2.3).

A la hora de implementar un sistema de comunicación práctico, los efectos a gran escala (atenuación por propagación y oscurecimiento) se pueden contrarrestar a partir del empleo de mecanismos de control de potencia sobre el enlace de radio. En esta circunstancia, el objetivo final es adaptar convenientemente la potencia de salida del transmisor en función de la pérdida del trayecto que se observa instante a instante en recepción. Sin embargo, los mecanismos de control de potencia en transmisión no alcanzan para compensar los cambios de amplitud grandes y rápidos que genera el desvanecimiento multitrayecto en escala microscópica. Para solucionar este contratiempo, se debe recurrir al empleo de una estrategia de transmisión distinta: los mecanismos de diversidad en transmisión/recepción (ver Sección 2.3.1.1).

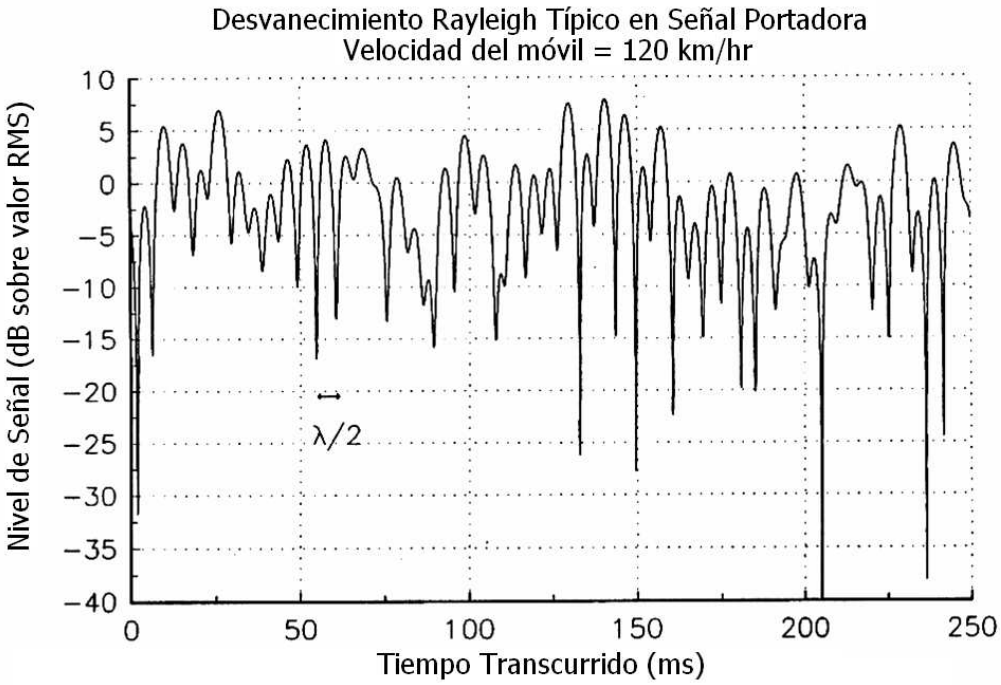

Figura 2.3: Envolvente típica de una señal de radio a 900 MHz en presencia de desvanecimiento Rayleigh [40].

La naturaleza estadística de la amplitud de envolvente de la señal en recepción se suele caracterizar generalmente a partir del empleo de tres modelos de desvanecimiento diferentes, a saber:

1. Desvanecimiento Rayleigh,
2. Desvanecimiento Rician y
3. Desvanecimiento Nakagami.

2.1.4.1. Desvanecimiento Rayleigh

El desvanecimiento Rayleigh es un modelo estadístico que funciona bien a la hora de caracterizar la amplitud de la señal de radio en recepción cuando se verifica que:

1. No hay trayecto de propagación dominante entre transmisor y receptor, i.e., el canal es Sin Línea de Vista (NLOS).
2. Hay un gran número de objetos que dispersan (difunden) la energía de la señal electrómagnética entre ambos extremos del enlace de radio.

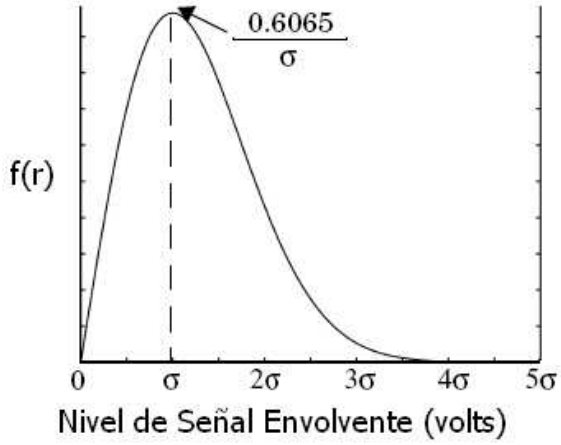

Figura 2.4: Función de densidad de probabilidad de una Variable Aleatoria Rayleigh [40].

En esta circunstancia, haciendo uso del teorema central del límite, la respuesta al impulso del canal se puede considerar como un proceso Gaussiano complejo. Notar que este comportamiento se mantiene para cualquier tipo de comportamiento probabilístico marginal que posean los aportes de energía de los trayectos individuales del medio inalámbrico bajo estudio.

La envolvente r_e de la suma de dos variables Gaussianas independientes e idénticamente distribuidas (i.i.d.) en cuadratura sigue una distribución Rayleigh, mientras que la fase instantánea tiene un comportamiento uniforme en el intervalo $[0, 2\pi)$. En la Fig. 2.4 se puede apreciar la Función de Densidad de Probabilidad (PDF) de la amplitud de envolvente de señal instantánea en un escenario inalámbrico con desvanecimiento Rayleigh. En este contexto, la fórmula cerrada de la PDF Rayleigh viene dada por

$$f_{r_e}(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \qquad r \geq 0, \tag{2.4}$$

donde σ^2 representa el valor medio de la potencia de señal recibida (previo a la detección).

2.1.4.2. Desvanecimiento Rician

En presencia de un trayecto directo con Línea de Vista (LOS) en el canal inalámbrico, el proceso de desvanecimiento deja de poseer media nula. En este contexto, la distribución de la amplitud de envolvente instantánea se debe comenzar a modelar como una distribución de probabilidad Rician (también conocida como distribución de Rice). En buena parte de la bibliografía, la PDF Rician se caracteriza generalmente a partir del factor de Rice

$$K_r = \frac{A^2}{2\sigma^2}, \tag{2.5}$$

el cual define la relación que existe entre la potencia de señal determinística (i.e., A^2) y la potencia de señal en los diferentes aportes multitrayecto (i.e., σ^2) dentro del canal inalámbrico

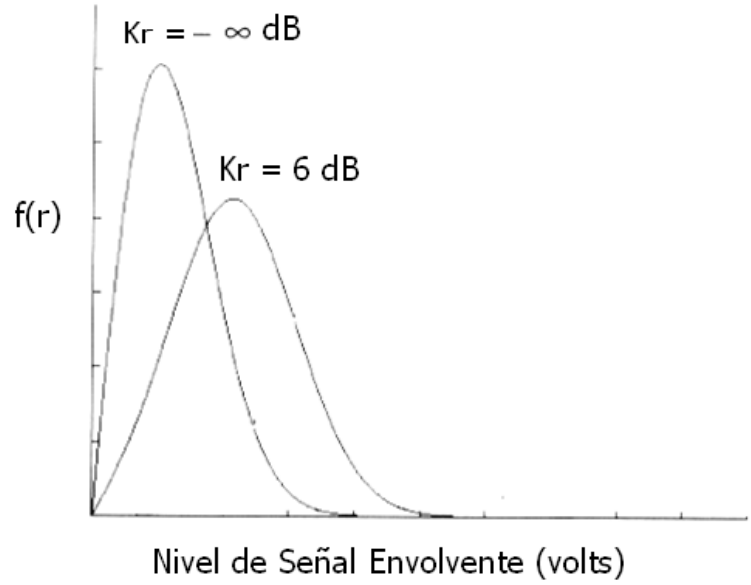

Figura 2.5: Función de densidad de probabilidad de una Variable Aleatoria Rician: $K_r = -\infty\,\mathrm{dB}$ (Rayleigh) y $K_r = 6\,\mathrm{dB}$ [40].

bajo estudio. En la Fig. 2.5 se puede apreciar el comportamiento de la PDF Rician para un factor $K_r = -\infty\,\mathrm{dB}$ (i.e., $A = 0$) y $K_r = 6\,\mathrm{dB}$ (i.e., $A = \sqrt{8}\sigma$), respectivamente. En este contexto, la fórmula cerrada de la PDF Rician viene dada por

$$f_{r_e}(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{\left(r^2 + A^2\right)}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right) \qquad r \geq 0;\, A \geq 0, \tag{2.6}$$

donde $I_0(x)$ representa la función de Bessel modificada de primer tipo y orden cero.

2.1.4.3. Desvanecimiento Nakagami

La distribución Nakagami [41] constituye un modelo probabilístico empírico general que se ajusta de manera apropiada a los valores de desvanecimiento multitrayecto recolectados en medios inalámbricos reales. La fórmula cerrada de la PDF Nakagami viene dada por

$$f_{r_e}(r) = \frac{2}{\Gamma(\mathfrak{m})} \left(\frac{\mathfrak{m}}{\Omega}\right)^{\mathfrak{m}} r^{2\mathfrak{m}-1} \exp\left(-\frac{\mathfrak{m} r^2}{\Omega}\right) \qquad r \geq 0;\, \mathfrak{m} \geq \frac{1}{2}, \tag{2.7}$$

donde $\Omega = \mathbb{E}\left\{{r_e}^2\right\}$ corresponde al valor medio de la potencia de señal recibida (previo a la detección), el factor

$$\mathfrak{m} = \frac{\Omega^2}{\mathrm{Var}\left\{{r_e}^2\right\}} = \frac{\Omega^2}{\mathbb{E}\left\{{r_e}^4\right\} - \Omega^2} \tag{2.8}$$

es la *figura de desvanecimiento* (fading figure) del proceso de desvanecimiento y $\Gamma(x)$ representa la función Gamma (general). En este contexto, el factor $\mathfrak{m}$ determina el grado de variabilidad del proceso, caracterizando de este modo cuán severa es la dinámica de desvanecimiento del

canal inalámbrico que se desea modelar. Es importante aclarar que, el parámetro Ω de la PDF Nakagami suele ser referenciado en la literatura con el nombre de *ganancia de SNR* (SNR gain).

Cuando $\mathfrak{m} = 1$, la fórmula (2.7) se reduce a la distribución Rayleigh que se presenta en (2.4). De manera similar, cuando $\mathfrak{m} = \frac{(K_r+1)^2}{(2K_r+1)}$, la fórmula (2.7) se aproxima a la distribución Rician con factor K_r que se presenta en (2.6).

2.1.5. El Concepto de Selectividad en el Canal Inalámbrico

La propagación multitrayecto genera una dispersión de la señal transmitida en varias dimensiones, afectando de este modo el comportamiento de la señal electromagnética recibida en cada uno de estos dominios. A continuación, se presenta un resumen de cómo se modela el comportamiento del canal en cada una de estas dimensiones, a saber:

1. Dominio del tiempo (dispersión Doppler),
2. Dominio de la frecuencia (dispersión por retardo) y
3. Dominio del espacio (dispersión angular).

2.1.5.1. Desvanecimiento Selectivo en Tiempo

Los movimientos relativos del transmisor, del receptor y de los obstáculos intermedios entre ambos, generan selectividad temporal en el canal inalámbrico. La caracterización apropiada de este comportamiento permite modelar la dinámica del canal inalámbrico en el dominio del tiempo. En la práctica, el fenómeno de selectividad temporal genera un ensanchamiento espectral en la señal transmitida (en el dominio de la frecuencia) durante su propagación. Las variaciones de frecuencia en un canal móvil tienen su origen en el fenómeno físico conocido como efecto Doppler, donde los desplazamientos de frecuencia propios de cada trayecto dependen del ángulo de arribo azimutal del mismo (i.e., α_{az}) respecto a la dirección de movimiento relativa entre transmisor y receptor (ver Fig. 2.6). La dispersión Doppler (i.e., f_m) representa la máxima dispersión de frecuencia entre todos los desplazamientos Doppler correspondientes a cada una de las direcciones de arribo, i.e.,

$$f_m = \frac{v}{\lambda_c}, \tag{2.9}$$

donde v es la velocidad de desplazamiento (relativa) del móvil y λ_c es la longitud de onda de la señal portadora de radio.

La velocidad con que el proceso estocástico que modela el desvanecimiento del canal inalámbrico se descorrelaciona en el dominio del tiempo se puede caracterizar a partir de la función de autocorrelación temporal del canal (i.e., $\mathcal{R}_h(\tau)$). En este contexto, el espectro Doppler

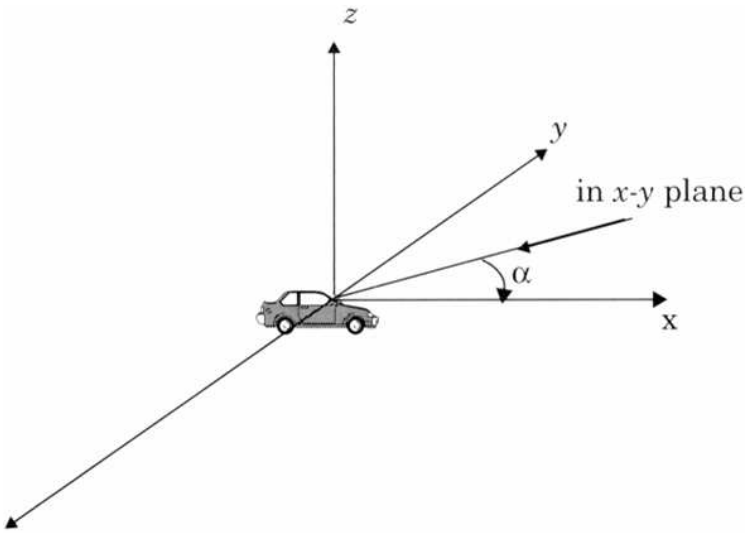

Figura 2.6: Ejemplo de canal inalámbrico móvil con ángulo de arribo aleatorio [40].

del proceso estocástico que modela el desvanecimiento (i.e., $\mathcal{S}_h(f_d)$) se define como la transformada de Fourier de la función de autocorrelación temporal de la respuesta del canal (cuando se lo alimenta en su entrada con una onda sinusoidal continua).

El modelo más utilizado en la bibliografía para caracterizar la función de autocorrelación de un canal inalámbrico móvil es el modelo de Clarke-Jakes. El modelo de Clarke-Jakes supone que los objetos que dispersan la energía electromagnética que se propaga por el canal inalámbrico se encuentran uniformemente distribuidos alrededor de la antena receptora, configurando de este modo un círculo perfecto sobre el plano horizontal. En otras palabras, esto equivale a suponer que los frentes de ondas de los distintos trayectos del canal inciden en la antena receptora aportando energía de manera uniforme desde todas las direcciones azimutales α_{az} del plano horizontal. Utilizando un dipolo vertical de longitud $\frac{\lambda_c}{4}$ como antena receptora (i.e., patrón de ganancia azimutal $G(\alpha_{\text{az}}) = \frac{3}{2}$), se demuestra que el espectro Doppler clásico del modelo Clarke-Jakes viene dado por

$$\mathcal{S}_h(f_d) = \begin{cases} \frac{1{,}5}{\pi f_m \sqrt{1-\left(\frac{f_d}{f_m}\right)^2}} & -f_m < f_d < f_m \\ 0 & \text{en el resto} \end{cases}, \tag{2.10}$$

donde $f_d = f - f_c$ es el desplazamiento Doppler relativo a la frecuencia portadora (ver Fig. 2.7). En este contexto, la función de autocorrelación temporal correspondiente al modelo Clarke-Jakes viene dada por la relación

$$\mathcal{R}_h(\tau) = J_0(2\pi f_m \tau), \tag{2.11}$$

donde $J_0(x)$ representa la función de Bessel de primer tipo y orden cero.

El grado de selectividad temporal que experimenta un canal inalámbrico se parametriza a partir del tiempo de coherencia (i.e., T_c) del mismo. El tiempo de coherencia se define como el

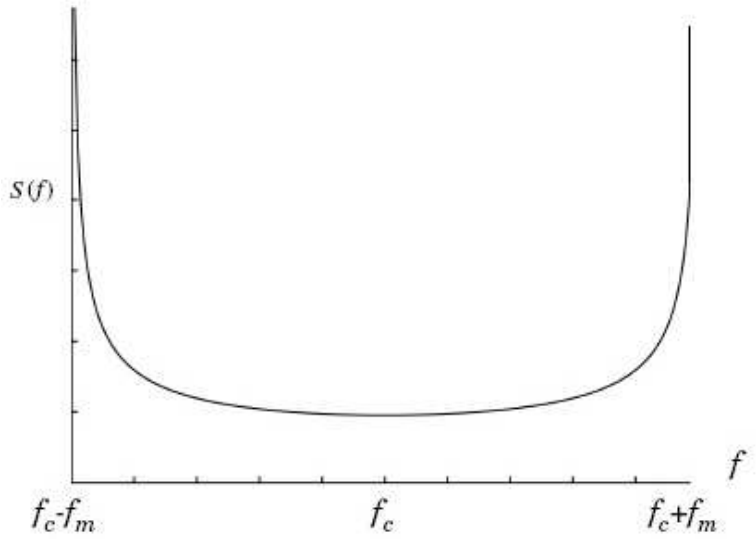

Figura 2.7: Espectro Doppler clásico de una portadora de radio sin modulación [40].

intervalo de tiempo durante el transcurso del cual los estados que adopta el canal inalámbrico móvil poseen un alto nivel de correlación entre sí. El tiempo de coherencia de un canal con desvanecimiento es una medida estadística inversamente relacionada con el valor de dispersión Doppler (i.e., f_m) que experimenta dicho canal, i.e.,

$$T_c \approx \frac{1}{f_m}. \tag{2.12}$$

Cuanto menor sea el valor de T_c en un canal inalámbrico móvil, mayor será la velocidad con que varíen los estados de dicho canal con el transcurso del tiempo. Un canal inalámbrico móvil se clasifica como canal con desvanecimiento lento si su respuesta al impulso sólo varía significativamente en un período de tiempo mucho mayor al tiempo de símbolo T_s de la señal de información transmitida (i.e., cuando $T_s \ll T_c$). En los capítulos subsecuentes, nos concentraremos en el análisis de un modelo de canal con desvanecimiento lento específico, el cual se referencia generalmente en la literatura como canal inalámbrico móvil con desvanecimiento en bloques.

A la hora de diseñar un sistema inalámbrico móvil, el bloque que se encarga de seleccionar a los usuarios a transmitir (en cada instante de tiempo) puede aprovechar la selectividad temporal del canal inalámbrico con múltiples objetivos, a saber:

1. Proveer diversidad temporal con el propósito de mejorar la calidad de los enlaces individuales desde la Estación Base (BS) hacia cada Estación Móvil (MS),

2. Comprimir la cantidad de Información de Estado del Canal (CSI) que se debe retroalimentar desde las MSs hacia la BS en un sistema de comunicación con Dúplex por División en Frecuencia (FDD) (explotando la redundancia temporal que existe en la evolución de la CSI de los usuarios en el dominio del tiempo), o

3. Explotar la ganancia por MUD inherente en el medio inalámbrico, para aumentar de este modo la tasa de transmisión total alcanzable a nivel de sistema.

2.1.5.2. Desvanecimiento Selectivo en Frecuencia

El arribo de múltiples versiones de una misma señal transmitida en distintos retardos de tiempo (donde cada réplica de la señal original provee un aporte de energía diferente) genera selectividad en frecuencia en el canal inalámbrico bajo análisis. La caracterización apropiada de este comportamiento permite modelar la dinámica del canal multitrayecto en el domino de la frecuencia. El grado de dispersión temporal que induce un canal inalámbrico multitrayecto se puede modelar a partir del parámetro conocido con el nombre de *dispersión de retardo* (delay spread). A grandes rasgos, la dispersión de retardo mide la diferencia temporal que existe entre el trayecto (distinguible) que arriba a la antena receptora con máximo retardo (i.e., $\tau_{\text{máx}}$) y el trayecto que llega a la antena receptora con retardo mínimo (i.e., $\tau_{\text{mín}}$). Nótese que en la mayoría de los casos, $\tau_{\text{mín}}$ corresponde al retardo de arribo del trayecto con LOS.

En la práctica, existen diferentes parámetros que permiten caracterizar de forma más apropiada el perfil de potencia del canal inalámbrico multitrayecto. Entre los mismos, se pueden destacar los siguientes:

1. *Retardo en exceso medio* (mean excess delay),
2. *Dispersión de retardo RMS* (RMS delay spread) y
3. *Dispersión de retardo en exceso @ X dB* (excess delay spread @ X dB).

El retardo en exceso medio (i.e., $\overline{\tau}$) representa el primer momento del perfil de potencia $P_h(\tau)$ del canal inalámbrico multitrayecto, i.e.,

$$\overline{\tau} = \frac{\sum_k {a_k}^2 \tau_k}{\sum_k {a_k}^2} = \frac{\sum_k P_h(\tau_k)\tau_k}{\sum_k P_h(\tau_k)}, \tag{2.13}$$

donde a_k y τ_k representan la amplitud y el retardo (relativo a $\tau_{\text{mín}}$) del k-ésimo coeficiente en el perfil de potencia del canal inalámbrico multitrayecto, respectivamente.

La dispersión de retardo RMS (i.e., σ_τ) equivale a la raíz cuadrada del segundo momento central del perfil de potencia del canal inalámbrico multitrayecto, i.e.,

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\overline{\tau})^2}, \tag{2.14}$$

donde $\overline{\tau}$ viene dada por (2.13), mientras el segundo momento del perfil de potencia del canal inalámbrico multitrayecto viene dado por la expresión

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k {a_k}^2 {\tau_k}^2}{\sum_k {a_k}^2} = \frac{\sum_k P_h(\tau_k){\tau_k}^2}{\sum_k P_h(\tau_k)}. \tag{2.15}$$

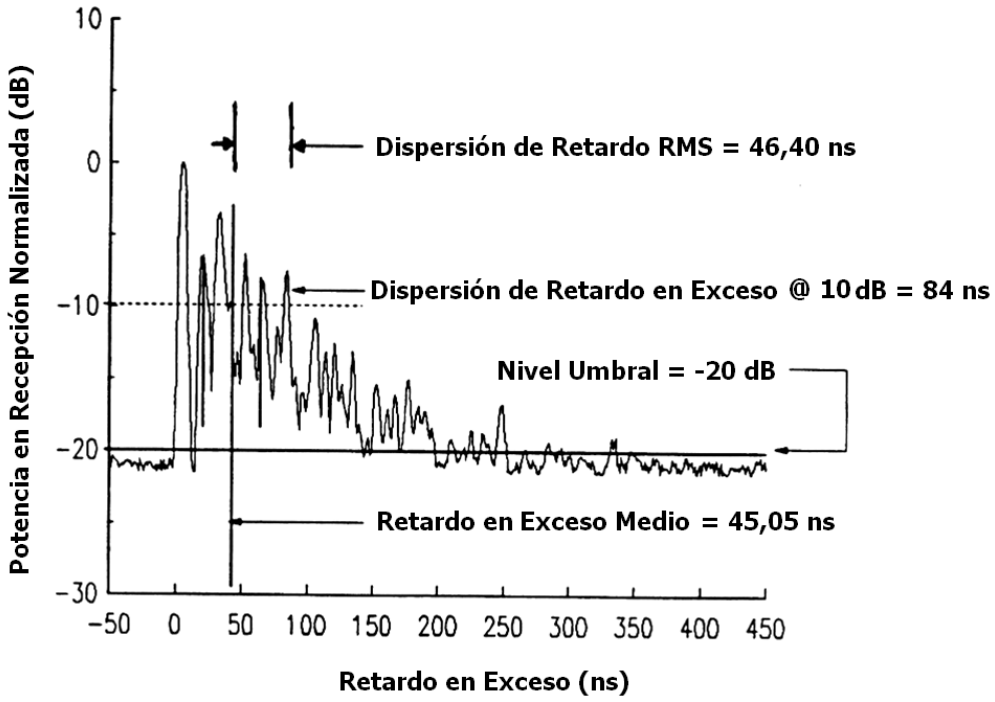

Figura 2.8: Perfil de potencia de un canal inalámbrico multitrayecto interior: retardo en exceso medio, dispersión de retardo RMS y dispersión de retardo en exceso @ 10 dB [40].

Por último, la dispersión de retardo en exceso @ X dB del perfil de potencia de un canal inalámbrico se define como el retardo durante el cual la energía electromagnética multitrayecto cae X dB por debajo de su valor máximo. En otras palabras, la dispersión de retardo en exceso @ X dB se define como $\tau_X - \tau_{\text{mín}}$, donde τ_X es el retardo máximo correspondiente al trayecto cuyo aporte de energía se encuentra dentro del rango de los X dB respecto al nivel máximo de energía del perfil de potencia del canal (que no necesariamente tiene que ser el que le corresponde al trayecto con retardo $\tau_{\text{mín}}$).

En la Fig. 2.8 se puede apreciar la interpretación de estos tres parámetros en un ejemplo ilustrativo, caracterizando de este modo la naturaleza dispersiva de un canal inalámbrico multitrayecto en el dominio del tiempo para un *ambiente interior* (indoor).

La dispersión de retardo genera que el canal multitrayecto se comporte como un filtro con Respuesta al Impulso Finita (FIR), induciendo de este modo un comportamiento selectivo en el dominio de la frecuencia. En este contexto, el rango de frecuencias a lo largo del cual la respuesta del canal se puede considerar constante (plana) se conoce como ancho de banda de coherencia del canal (i.e., B_c). El ancho de banda de coherencia de un canal con desvanecimiento es una medida estadística inversamente relacionada con la dispersión de retardo RMS (i.e., σ_τ) del mismo, i.e.,

$$B_c \approx \frac{1}{\sigma_\tau}. \tag{2.16}$$

Un canal inalámbrico multitrayecto se clasifica como canal con desvanecimiento plano (i.e., no selectivo en frecuencia) si el ancho de banda de la señal de información B_s es significativamente menor al ancho de banda de coherencia del canal (i.e., cuando $B_s \ll B_c$). En los capítulos subsecuentes, nos concentraremos en analizar modelos de canal con desvanecimiento plano. La extensión a escenarios inalámbricos selectivos en frecuencia se puede realizar de manera directa a partir del empleo de esquemas de modulación en transmisión basados en Multiplexación por División en Frecuencias Ortogonales (OFDM).

2.1.5.3. Desvanecimiento Selectivo en Espacio

El concepto de dispersión angular en el extremo receptor/transmisor de un enlace de radio hace referencia a la dispersión que se observa en el patrón de Ángulo de Llegada (AoA)/Ángulo de Salida (AoD) de las componentes multitrayecto en el arreglo de antenas en recepción/transmisión, respectivamente. La presencia de diferentes direcciones de llegada conducen a que el canal inalámbrico mutitrayecto posea un comportamiento selectivo en espacio; en otras palabras, que las amplitudes de señal que se observen dependan directamente de la ubicación espacial de los elementos del arreglo de antenas.

Los canales selectivos en espacio se modelan a partir de un parámetro característico, conocido en la literatura con el nombre de distancia de coherencia (i.e., d_c). La distancia de coherencia representa la separación máxima que puede existir entre dos elementos de un arreglo de antenas, de forma tal que los procesos de desvanecimiento que se observen en los mismos sigan siendo fuertemente correlacionados entre sí. Un límite superior para la d_c de un sistema inalámbrico con múltiples antenas viene dado por la siguiente relación:

$$d_c \leq \frac{\lambda_c}{2\sin\left(\frac{\Delta\theta_{\max}}{2}\right)}, \tag{2.17}$$

donde λ_c es la longitud de onda de la portadora de radio y $\Delta\theta_{\max}$ representa la máxima separación angular del patrón de radiación del arreglo de antenas (i.e., máximo rango de valores en los cuales el espectro azimutal de potencia del arreglo de antenas es no nulo).

2.2. Capacidad en Canales con Múltiples Antenas

En esta sección se presenta una breve introducción al tratamiento de los distintos tipos de canales inalámbricos equipados con MIMO desde la perspectiva de la Teoría de la Información. La propuesta de emplear arreglos de antenas en transmisión y recepción como alternativa para incrementar la tasa de transmisión de datos alcanzable a nivel de sistema fue presentada por Foschini *et al.* [19] y Telatar [20] durante la década de 1990. Desde entonces, el uso de MIMO en sistemas inalámbricos se transformó en un tema de investigación importante, dentro del

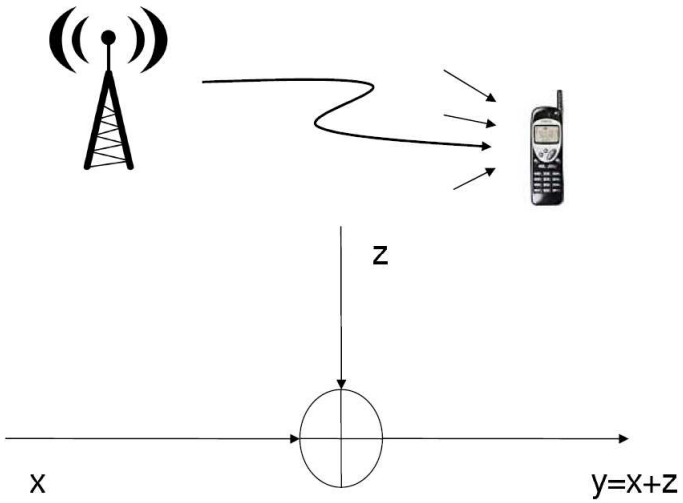

Figura 2.9: Canal SISO con ruido AWGN.

área de las nuevas tecnologías destinadas a absorber la creciente demanda en el mercado de las comunicaciones de datos móviles.

2.2.1. El Concepto de Capacidad en Canales SISO

El concepto de capacidad de canal (i.e., C) lo desarrolla Shannon en su artículo de 1948, donde establece de forma específica cuál es la tasa de datos máxima que se puede transmitir en un canal de comunicación con tasa de error de bits arbitrariamente baja [18]. En el canal con Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (AWGN) de la Fig. 2.9, la capacidad de Shannon en bits por segundo (bps) admite la siguiente expresión:

$$C = B_w \log_2 \left(1 + \frac{P_t}{N_0 B_w}\right), \tag{2.18}$$

donde B_w es el ancho de banda disponible en el canal de comunicación [Hz], N_0 es la densidad espectral de potencia de ruido (unilateral) [Watt/Hz] y P_t es la potencia de transmisión total del sistema. En este contexto, la Relación Señal-a-Ruido (SNR) que experimenta un usuario arbitrario k en recepción (i.e., γ_k) viene dada por la relación

$$\gamma_k = \frac{P_t}{N_0 B_w}. \tag{2.19}$$

A pesar de que la fórmula de Shannon despertó un gran interés en la comunidad científica desde sus orígenes, recién en la década de 1980 se consiguieron alcanzar tasas de transferencia de datos prácticamente iguales al valor de capacidad de canal en líneas de transmisión telefónicas (i.e., canales alámbricos). Lamentablemente, las complicaciones propias de los canales de comunicación inalámbricos sólo posibilitan alcanzar hasta el momento tasas de transmisión de datos cercanas a los límites de capacidad impuestos por Shannon. Sin embargo, a medida que

las técnicas de procesamiento de señales y codificación de canal evolucionan (en conjunto con la posibilidad de incrementar el potencial de procesamiento tanto en transmisión como recepción), la brecha que existe entre la tasa de transferencia de datos alcanzable y la capacidad de canal se achica cada vez más. Por todo esto, el empleo de la fórmula de Shannon como parámetro de desempeño se vuelve cada vez más interesante a la hora de analizar el desempeño de propuestas de transmisión en sistemas de comunicaciones móviles contemporáneos y futuros.

En los sistemas de comunicación prácticos, se suele emplear una fórmula modificada para aproximar la tasa de transmisión de información alcanzable en el sistema (i.e., R). Esta fórmula consiste en incorporar un margen de SNR (i.e., Γ_{snr}) a la expresión de capacidad de Shannon original (2.18), según el análisis que se presenta en [42], i.e.,

$$R = B_w \log_2 \left(1 + \frac{1}{\Gamma_{\text{snr}}} \frac{P_t}{N_0 B_w}\right). \tag{2.20}$$

El margen de SNR es función de la Tasa de Error de Bits (BER) y del esquema de codificación de canal que se esté empleando.

Tanto en (2.18) como en (2.20) se puede apreciar que, el desempeño de un canal de comunicación (en términos de tasa de transferencia de bits) se encuentra limitado por dos factores:

1. El ancho de banda del canal (i.e., B_w) y
2. La potencia de transmisión (i.e., P_t).

Vale la pena destacar que ambos parámetros son recursos muy preciados a la hora de diseñar sistemas de comunicación inalámbricos reales. Por esto, la correcta utilización de los mismos se perfila como tema de investigación con gran potencial a la hora de sugerir estrategias de transmisión para los sistemas inalámbricos futuros.

2.2.2. Capacidad en Canales MIMO con Único Usuario

En la década de 1990, el despliegue de arreglos de antena tanto en transmisión como en recepción abrió una nueva dimensión para el diseño de sistemas de comunicación inalámbricos: el dominio espacial o dominio de antenas (ver Fig. 2.10). Por aquellos años, Foschini *et al.* [19] y Telatar [20] demostraron que es posible incrementar linealmente la capacidad de un enlace de radio utilizando múltiples elementos de antena en ambos extremos del sistema de comunicación. Concretamente, si M_t es el número de antenas en transmisión y M_r es el número de antenas en recepción, se demuestra que la tasa de transmisión alcanzable en un canal punto-a-punto inalámbrico con MIMO es aproximadamente mín$\{M_t, M_r\}$ veces mayor que la que se obtiene en un sistema inalámbrico Única-Entrada Única-Salida (SISO), según (2.18). A esta mejora en la capacidad de un sistema de comunicación con MIMO se la suele referenciar en la bibliografía

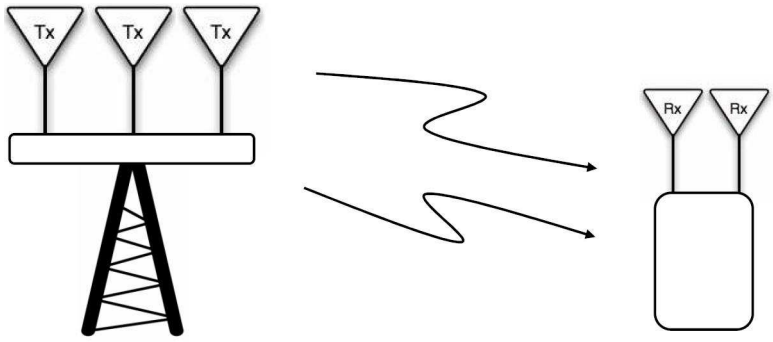

Figura 2.10: Canal de comunicación MIMO con único usuario.

como ganancia por Multiplexación Espacial (SM). Los trabajos de Foschini *et al.* y Telatar fueron pioneros de un gran número de investigaciones posteriores, las cuales que no sólo analizaron con mayor profundidad los límites de desempeño de diferentes tipos de canales inalámbricos con MIMO, sino que también propusieron técnicas avanzados para explotar el potencial que presenta esta tecnología en aplicaciones de diseño prácticas.

A pesar de que la mayoría de los sistemas de comunicaciones inalámbricos actuales deben proveer servicios a múltiples usuarios, los resultados teóricos que se conocen en sistemas MIMO con Único Usuario (SU-MIMO) son todavía muy útiles para caracterizar el comportamiento de sistemas de comunicación canalizados, donde el acceso múltiple de usuarios se garantiza asignando los recursos comunes del canal de manera ortogonal en el dominio del tiempo/frecuencia/códigos. La capacidad de Shannon de un canal con MIMO es mucho más simple de determinar en presencia de un único usuario que en presencia de múltiples usuarios. De hecho, los resultados de capacidad para canales SU-MIMO se conocen para un número de situaciones muy superior que sus contrapartes MIMO con Múltiples Usuarios (MU-MIMO). Vale la pena destacar que, todavía existen al día de hoy muchos resultados de capacidad para canales MU-MIMO que siguen siendo problemas sin solución conocida desde la perspectiva de la Teoría de la Información.

2.2.3. Región de Capacidad en Canales MIMO con Múltiples Usuarios

Para que un sistema de comunicación SU-MIMO pueda explotar de manera efectiva la ganancia por SM del medio inalámbrico, se debe poder equipar tanto al extremo transmisor como al receptor con múltiples elementos de antena (i.e., se debe verificar que $\min\{M_t, M_r\} > 1$). Lamentablemente, este requerimiento suele ser difícil de satisfacer en algunos escenarios de comunicación prácticos, donde sólo se puede desplegar un único elemento de antena en recepción (o dos elementos de antena con alta correlación), debido a limitaciones de tamaño físicas en el dispositivo de comunicación. Ejemplos típicos de dispositivos de comunicación portátiles de dimensiones reducidas son el teléfono celular y el Asistente Personal Digital (PDA), entre otros.

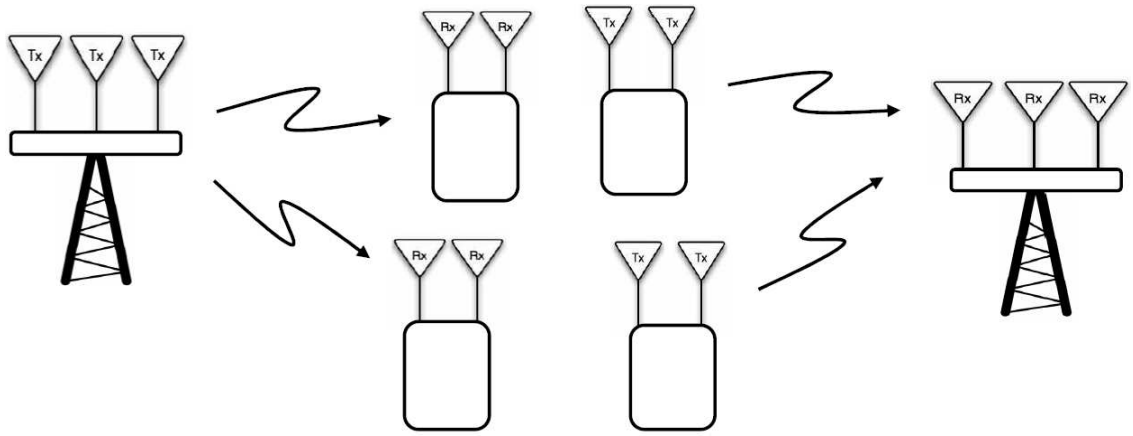

Figura 2.11: Canal de comunicación MIMO con múltiples usuarios: BC con MIMO (izquierda) y MAC con MIMO (derecha).

Desde fines de la década de 1990 (principios de la década de 2000), varios trabajos de investigación posteriores extendieron los resultados de capacidad de los sistemas SU-MIMO (punto-a-punto) a escenarios de comunicación MU-MIMO (punto-a-multipunto o multipunto-a-punto), motivados principalmente por la similitud de los mismos cuando se los compara con los sistemas de comunicación celulares o los basados en la tecnología de Red de Área Local Inalámbrica (WLAN). En dichos trabajos se observó que es posible explotar ganancia por SM en este tipo de escenario inalámbrico, aun cuando los dispositivos portátiles del sistema sólo se encuentran equipados con una única antena de radio. En esta circunstancia, cuando la BS o el Punto de Acceso (AP) se comunica simultáneamente con varias MSs, los elementos de antena de estos usuarios se pueden agrupar de manera colectiva para configurar un canal MIMO virtual. De esta forma, se posibilita explotar ganancia por SM aunque los dispositivos portátiles desplieguen un único elemento de antena por limitaciones físicas (ver Fig. 2.11).

Entre los canales MU-MIMO más importantes se encuentran el BC y el Canal Multiacceso (MAC) [23] (ver Fig. 2.11 izquierda y derecha, respectivamente). El BC es un modelo abstracto del Enlace de Bajada (DL) de un sistema de comunicación, donde un transmisor (i.e., BS o AP) sirve a varios receptores (i.e., MSs) de forma simultánea. Por otro lado, el MAC modela de manera conceptual el Enlace de Subida (UL) de un sistema de comunicación, donde varios transmisores (i.e., MSs) emiten información hacia un único receptor (i.e., BS o AP) al mismo tiempo. Lamentablemente, la capacidad de Shannon para un BC o MAC ya no se puede modelar más a partir de un único valor o parámetro escalar. En concecuencia, el concepto de capacidad de canal en este tipo de sistema necesita ser reformulado.

La capacidad de canal en un sistema de comunicación multiusuario debe caracterizar cuáles son las tasas de datos que pueden ser alcanzadas en forma individual por cada miembro del

conjunto de usuarios activos (con probabilidad de error de bits arbitrariamente baja). Sea un canal MU-MIMO con K usuarios activos. En esta circunstancia, la capacidad de canal toma la forma de un vector K-dimensional, donde los componentes del mismo identifican cuáles son las tasas de transmisión de datos que se pueden asignar (simultáneamente) a los K usuarios del sistema. En base a este análisis, el concepto de capacidad de Shannon para un canal punto-a-punto se extiende al nuevo concepto de región de capacidad de Shannon para un canal multiusuario, donde esta última contiene el conjunto de vectores K-dimensionales con las tasas de transmisión alcanzables en forma simultánea por todos los usuarios activos del sistema [34, 43].

Para caracterizar la región de capacidad de un BC o MAC se supone que se intercambian mensajes múltiples entre transmisor(es) y receptor(es) de manera simultánea. Las tasas de datos alcanzables con esquemas de transmisión del tipo Acceso Múltiple por División en Tiempo (TDMA) (donde una única MS se comunica de manera secuencial con la BS o el AP, o viceversa) se encuentran contenidas dentro de la región de capacidad del canal. Sin embargo, este tipo de técnicas de transmisión simplificadas son estrictamente subóptimas en la mayoría de los casos. De hecho, en contraposición con la mayoría de los métodos que se emplean en el diseño de los sistemas de comunicaciones actuales, se pueden conseguir beneficios importantes en términos de capacidad si se transmite simultáneamente a varias MSs desde la BS o el AP (en el DL), o bien si se permite que varias MSs transmitan en forma simultánea hacia la BS o el AP (en el UL).

2.2.3.1. Región de Capacidad Canal Multiacceso con MIMO

Desde la perspectiva de la Teoría de la Información, la región de capacidad para el MAC genérico se conoce muy bien desde hace ya tiempo [23]. Gracias a esto, existen en la literatura un gran número de resultados teóricos referidos al MAC con MIMO. Concretamente, se sabe que los distintos punto de la región de capacidad para un MAC con MIMO se alcanzan aplicando la técnica conocida con el nombre de Cancelación de Interferencia de forma Sucesiva (SIC) en el extremo receptor del canal.

La técnica de SIC es un tipo de esquema de detección multiusuario no-lineal, en donde la información originada desde las MSs hacia la BS se decodifica en recepción en forma secuencial. En esta técnica de detección, el receptor cancela en forma sucesiva la Interferencia por Acceso Múltiple (MAI) de un usuario específico en cada una de las etapas que componen al proceso iterativo. Para cancelar la MAI de un usuario particular (generalmente el que se recibe con mejor calidad en dicha fase del proceso), se decodifican primero los bits de información del usuario que corresponde detectar en dicha etapa. Luego, haciendo uso de la Información de Estado del Canal en Recepción (CSIR) que se estima para dicho usuario, la BS reconstruye la MAI que induce este usuario específico en el resto de los usuarios que se detectan en etapas posteriores. De esta forma, se consigue anular (de forma sucesiva) la MAI que genera un usuario inicial sobre la señal de información que transmiten el resto de los usuarios que se detectan en etapas posteriores.

El empleo de SIC permite que todos los usuarios se vean beneficiados, sea cual sea el orden de detección de los mismos. Por ejemplo, el desempeño de los usuarios iniciales mejora ya que los usuarios finales van a necesitar menor potencia para transmitir de manera efectiva sus datos, reduciendo de este modo la MAI de los usuarios finales sobre la señal de información de los usuarios que se detectan al principio. De forma similar, la MAI que perciben los usuarios que se detectan al final también se reduce porque los aportes de interferencia de los usuarios que se detectan al principio se van anulando de forma secuencial durante el proceso iterativo de detección.

Cada uno de los diferentes puntos de la región de capacidad del MAC con MIMO se consiguen modificando el orden de los usuarios con el que se aplica la decodificación sucesiva en recepción. Gracias al empleo de SIC en recepción, un problema de detección multiusuario complejo se reduce a una serie de etapas de procesamiento más sencillas, donde se detecta a un único usuario por vez en forma secuencial [44]. Vale la pena destacar que, la estrategia de cancelar la interferencia de manera sucesiva para alcanzar la región de capacidad del MAC con MIMO es idéntica a la que se aplica en algunas versiones de la tecnología Espacio-Temporal en Capas de los Laboratorios Bell (BLAST), una técnica de transmisión ampliamente estudiada en la bibliografía para canales SU-MIMO. En consecuencia, se puede concluir que la región de capacidad de una MAC con MIMO se alcanza empleando mecanismos similares a los que se usan para conseguir la capacidad de un canal SU-MIMO.

2.2.3.2. Región de Capacidad Canal de Difusión con MIMO

A diferencia del MAC, no se conoce hasta el momento una expresión general para la región de capacidad del BC. De hecho, este problema constituye una de las preguntas sin respuesta fundamentales dentro de la Teoría de la Información para canales multiusuario. No obstante, se conocen al momento algunos resultados de región de capacidad para determinadas clases de BC particulares. Entre estas clases de canales se ubican los BC *degradados*, los cuales representan aquella familia de BCs donde las ganancias de canal que perciben las MSs en recepción se pueden ordenar (i.e., organizar) de manera absoluta de acuerdo a su fuerza o calidad [23].

El BC Gaussiano con única antena cae dentro de la categoría de canal degradado. A modo de ejemplo, sea un BC Gaussiano con única antena y dos usuarios, donde las ganancias de canal individual de los usuarios satisfacen la relación $|h_1| > |h_2|$ (sin perder generalidad). En este caso, la región de capacidad del BC Gaussiano con única antena y dos usuarios viene dada por los pares ordenados de tasas de transmisión alcanzables (R_1, R_2) que verifican simultáneamente:

$$\begin{array}{l} R_1 \leq \log_2\left(1+\alpha|h_1|^2P_t\right) \\ R_2 \leq \log_2\left(1+\frac{(1-\alpha)|h_2|^2P_t}{\alpha|h_2|^2P_t+1}\right) \end{array} \qquad 0 \leq \alpha \leq 1, \tag{2.21}$$

donde P_t es la potencia de transmisión en la BS. Por simplicidad, en (2.21) se consideró que la potencia de ruido en el ancho de banda de comunicación es unitaria (i.e., $N_0 B_w = 1$).

Los puntos de la región de capacidad del BC Gaussiano con única antena y dos usuarios se consiguen superponiendo las palabras código destinadas a cada uno de los receptores en transmisión, aplicando al mismo tiempo SIC en sólo uno de ambos equipos en recepción. En nuestro escenario de trabajo, la BS genera palabras código con distribución Gaussiana independiente destinadas a cada uno de los receptores individuales que componen al canal multiusuario, empleando valores de potencia $P_1 = \alpha P_t$ y $P_2 = (1-\alpha)P_t$ para el receptor 1 y 2, respectivamente. En este caso de estudio, el receptor 1 es el que posee mayor ganancia de canal. Por esto, el receptor 1 primero decodifica la palabra código destinada al receptor 2. Posteriormente, el receptor 1 sustrae la energía que genera la información destinada al receptor 2 de la señal conjunta que recibe. Por último, el receptor 1 decodifica la palabra código que está destinada para él, sin la MAI que genera la información destinada al receptor 2. En nuestro escenario de trabajo, el receptor 2 no tiene la posibilidad de decodificar primero la palabra código destinada al receptor 1 (porque se supuso que $|h_1| > |h_2|$). Por esto, el proceso de decodificación de la palabra código en el receptor 2 trata a la energía de la palabra código destinada al receptor 1 como ruido adicional en el canal AWGN (de magnitud $\alpha |h_2|^2 P_t$).

Lamentablemente, cuando la BS está equipada con más de una antena transmisora, el canal multiusuario con MIMO que se genera es en la mayoría de los casos (pero no siempre) un BC *no-degradado*. El hecho de que los vectores y matrices sólo se pueden ordenar de manera parcial (y no de forma absoluta como ocurre en presencia de variables escalares) constituye una explicación intuitiva de la naturaleza no-degradada del BC con MIMO. Por ejemplo, sea un BC Gaussiano con $M_t = 2$ (antenas transmisoras) y $K = 2$ usuarios, cada uno con $M_r = 1$ (antenas receptoras). Además, sean los siguientes vectores los estados de canal de cada uno de los usuarios bajo análisis: $\mathbf{h}_1 = [1\ 0{,}5]$ y $\mathbf{h}_2 = [0{,}5\ 1]$. De acuerdo a este escenario, queda en evidencia que ninguno de ambos canales es absolutamente más fuerte que el restante, ya que sus normas son idénticas (i.e., $\|\mathbf{h}_1\| = \|\mathbf{h}_2\|$) a pesar que se verifica claramente que $\mathbf{h}_1 \neq \mathbf{h}_2$ [36]. Como consecuencia de esta limitación, el empleo de la técnica de decodificación sucesiva que permite alcanzar la región de capacidad en presencia de un BC con única antena deja de ser efectiva en presencia de un BC con MIMO. En este contexto, surge una nueva alternativa de precodificación en transmisión conocida con el nombre de Dirty Paper Coding (DPC) [26].

El empleo de DPC en el transmisor permite precancelar la interferencia multiusuario que se genera en el BC durante la transferencia de la información [25]. Las tasas de transmisión resultantes en esta circunstancia se asemejan a aquellas que se pueden alcanzar a partir del empleo de cancelación sucesiva. Con el propósito de ilustrar la premisa básica que existe detrás de la técnica DPC, se presenta a continuación un caso de estudio sencillo. Sea un canal AWGN

punto-a-punto con interferencia aditiva, i.e.,

$$y_1 = x_1 + \breve{s}_1 + n_1, \tag{2.22}$$

donde x_1 representa la señal transmitida (sujeta a la limitación de potencia P_t), y_1 es la señal en recepción, n_1 corresponde al ruido Gaussiano del canal, y finalmente $\breve{s}_1$ es la interferencia aditiva en el canal. En el supuesto de que el transmisor (pero no el receptor) tenga un conocimiento perfecto y no-causal de la interferencia $\breve{s}_1$, se puede demostrar de manera analítica que la capacidad del canal en esta circunstancia es idéntica a la que se obtiene cuando no existe interferencia aditiva alguna en el canal (i.e., $C_1 = \log_2(1 + P_t)$). Vale la pena destacar que, la precancelación de interferencia no-causal en transmisión que lleva adelante la técnica DPC no trae aparejado un aumento en la potencia de transmisión requerida. En este contexto, los autores de [45] propusieron una técnica más general basada en *códigos con estructura en celosía anidados* (nested lattice codes), como una forma práctica para llevar a cabo el proceso de precancelación de interferencia en transmisión.

En un BC con MIMO, la técnica DPC se aplica en transmisión durante el proceso de selección de las palabras código específicas destinadas a cada uno de los usuarios. El transmisor escoge primero una palabra código para el receptor 1 (i.e., $\mathbf{x}_1$). Posteriormente, el transmisor selecciona una palabra código para el receptor 2 (i.e., $\mathbf{x}_2$) conociendo de antemano (i.e., de forma completa y no-causal) la palabra código destinada al receptor 1. Por consiguiente, la palabra código destinada al receptor 1 puede ser presustraída (i.e., precancelada) en transmisión, de forma tal que el receptor 2 no vea la palabra código destinada al receptor 1 como interferencia. De forma similar, la palabra código prevista para el receptor 3 se elige de forma tal que el receptor 3 no perciba las señales destinadas hacia los receptores 1 y 2 como interferencia (i.e., $\mathbf{x}_1 + \mathbf{x}_2$). Este proceso se repite de forma sucesiva hasta completar la precodificación en transmisión para los K usuarios del BC con MIMO.

El empleo de DPC en un BC con MIMO posibilita precancelar la interferencia que se genera durante la transmisión a través del canal multiusuario. En este contexto, los autores de [46] determinaron que DPC es la estrategia de transmisión a aplicar para alcanzar la región de capacidad del BC con MIMO. Para el momento en que se hizo público este resultado, ya se había demostrado en varios trabajos previos que DPC era la alternativa que optimizaba la capacidad suma (i..e, el valor máximo de la sumatoria de las tasas de transmisión alcanzables por todos los usuarios en forma simultánea) del BC con MIMO [25, 47, 48, 49]. A pesar que [46] extiende los resultados de la capacidad suma del BC con MIMO (que se conocían hasta ese entonces) a la región de capacidad completa del canal bajo estudio, dicho trabajo deja también en claro que la determinación precisa de los puntos que constituyen esta región de capacidad es un problema difícil de solucionar (por el grado de complejidad de las ecuaciones de DPC que se deben manejar).

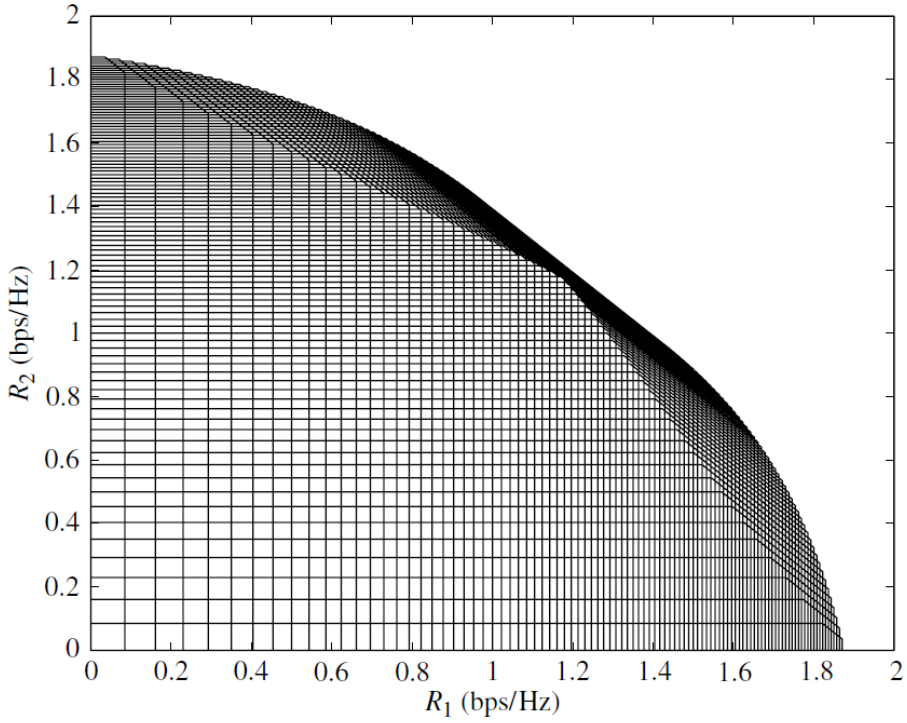

Figura 2.12: Región de capacidad DPC para un BC con MIMO ($K = 2$, $M_t = 2$, $M_r = 1$): $\mathbf{h}_1 = [1 \;\; 0,5]$, $\mathbf{h}_2 = [0,5 \;\; 1]$ y $P_t = 10$ [23].

Las diferentes tasas de transmisión alcanzables que constituyen la región de capacidad del BC con MIMO se pueden conseguir variando las matrices de covariancia de entrada (de las diferentes palabras código destinadas a cada uno de los receptores) y el orden de precodificación de los usuarios que se aplique en transmisión. Lamentablemente, la región de capacidad de DPC es difícil de encontrar de forma numérica, porque las ecuaciones que definen la tasa de transmisión alcanzable con esta técnica son funciones no-cóncavas de las matrices de covariancia de entrada. En este contexto, la *relación de dualidad* entre el BC con MIMO y el MAC con MIMO constituye un componente fundamental a la hora de establecer resultados de capacidad para este tipo de canal multiusuario [47]. Gracias a esta propiedad, se puede derivar una expresión más simple para caracterizar la región de capacidad del BC con MIMO a partir del MAC con MIMO (para una potencia suma específica). La propiedad fundamental detrás de esta caracterización es que, las ecuaciones que representan las tasas de transmisión alcanzables en el canal multiusuario bajo estudio pasan a ser funciones cóncavas de las matrices de covariancia de entrada. En base a este enfoque alternativo, ahora se pueden emplear algoritmos de optimización de potencia convexos para computar con mayor eficiencia la región de capacidad del BC con MIMO de forma numérica. A modo ilustrativo, en la Fig. 2.12 se puede apreciar la región de capacidad para un BC con MIMO cuando $K = 2$ (usuarios), $M_t = 2$ (antenas transmisoras) y $M_r = 1$ (antenas receptoras).

A pesar de que DPC es la estrategia óptima para alcanzar la región de capacidad de un BC

con MIMO, sus requerimientos de complejidad son bastante altos porque requiere conocer de manera casi perfecta la CSI tanto en transmisión como en recepción [50]. En base a este problema, cobra gran importancia analizar el grado de desempeño de esquemas de trasmisión menos complejos, que sean más sencillos de implementar en situaciones prácticas. Es deseable que estos esquemas de transmisión subóptimos provean soluciones de compromiso aceptables entre grado de desempeño y complejidad de implementación. En este contexto cobran gran importancia las técnicas de precodificación lineal en transmisión, también conocidas con el nombre de esquemas de Conformación de Haz Lineal (LBF) (ver Sección 2.3.2.2). Vale la pena destacar que dentro de estas últimas se distingue la estrategia denominada Conformación de Haz con Forzado de interferencia a Cero (ZFBF) (ver Sección 2.3.2.3), ya que la misma provee en forma simultánea una baja complejidad de implementación y un desempeño próximo al de DPC (cuando la cantidad de usuarios que participan de la comunicación en el canal es relativamente alta).

2.3. Esquemas de Transmisión para Canales con Múltiples Antenas

El empleo de técnicas de transmisión multiantena posibilita explotar el dominio espacial del canal inalámbrico como una nueva dimensión de trabajo. Por esto, el constante desarrollo de este tipo de tecnologías constituye al día de la fecha un tema de interés primario para hacerle frente al desafío que implica obtener eficiencias espectrales superiores a las actuales. De acuerdo a los resultados teóricos de capacidad que se presentaron en la Sección 2.2.2, el empleo de arreglos de antenas en ambos extremos del enlace de radio posibilita que la eficiencia espectral del sistema crezca en forma lineal con el mínimo número de antenas en transmisión y recepción (por supuesto, siempre y cuando el entorno inalámbrico sea lo suficientemente dispersivo como para que los procesos de desvanecimiento en cada uno de los elementos del arreglo sean no-correlacionados). Las tecnologías multiantena abren la puerta a una amplia variedad de características propias de este medio de propagación. Sin embargo, a la hora de implementar estas tecnologías en sistemas de comunicación prácticos, la mayor parte de las mismas suelen proveer índices de desempeño que distan bastante de las promesas teóricas de capacidad que establece la Teoría de la Información.

Los mecanismos de transmisión con múltiples antenas se pueden emplear con diferentes propósitos, los cuales se basan en tres principios fundamentales (ver Fig. 2.13):

- *Ganancia de Diversidad* (Diversity Gain): Utiliza la diversidad espacial que proveen las antenas múltiples para mejorar la robustez de la comunicación inalámbrica frente al desvanecimiento multitrayecto. Su objetivo final es reducir la probabilidad de corte de servicio $\mathrm{Pr}_{\mathrm{out}}$ en el sistema con MIMO (i.e., reducir el rango dinámico de la señal en recepción).

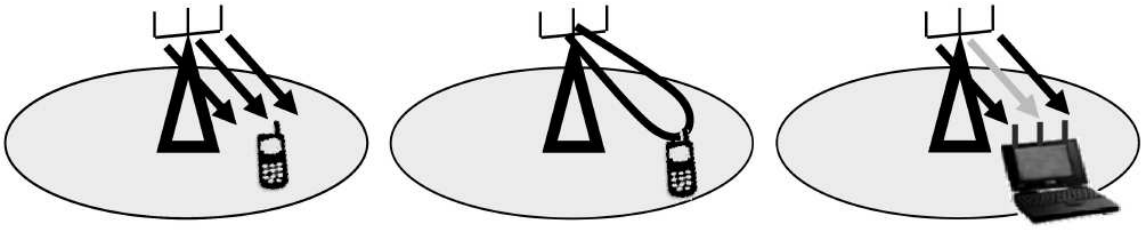

Figura 2.13: Beneficios en un canal inalámbrico con MIMO: ganancia de diversidad (izquierda), ganancia de potencia (centro) y ganancia por multiplexación espacial (derecha).

- *Ganancia de Potencia* (Array Gain): Busca concentrar la energía electromagnética irradiada en una o más direcciones espaciales. Su objetivo final es incrementar el valor medio de la potencia recibida en el sistema con MIMO (respecto a la potencia recibida en un sistema SISO).
- *Ganancia por Multiplexación Espacial* (Spatial Multiplexing Gain): Consiste en transmitir varias corrientes de bits de información (destinados a un mismo usuario) a través de trayectos espaciales independientes, los cuales se obtienen a partir de un procesamiento de señales conjunto tanto en transmisión como en recepción.

2.3.1. Esquemas de Transmisión para Canales MIMO con Único Usuario

En esta parte se detallan brevemente las soluciones que se pueden adoptar en un sistema de comunicación SU-MIMO. En este contexto, se presentan los distintos mecanismo que se pueden implementar para explotar la diversidad espacial y la ganancia por multiplexación espacial que existe en un canal inalámbrico de este tipo, sin dejar de lado las limitaciones de diseño que surgen en la práctica.

2.3.1.1. Esquemas de Diversidad Espacial

La diversidad espacial se desarrolla con el objetivo de mejorar la SNR en recepción y mitigar los efectos negativos que genera la propagación multitrayecto en el canal de radio. La diversidad espacial utiliza varias antenas en transmisión/recepción separadas una cierta distancia (proporcional a la longitud de onda λ_c de la portadora de radio), cada una de las cuales transmite/recibe una réplica ponderada de la señal de información original. Si la separación entre antenas transmisoras/receptoras es adecuada, los procesos de desvanecimiento que experimentan cada uno de los canales de radio que se configuran entre cada par de antenas en transmisión y recepción serán independientes. De este modo, se consigue reducir significativamente la probabilidad de

que todos los canales espaciales del escenario inalámbrico con MIMO sufran un estado de desvanecimiento profundo en forma simultánea. Como consecuencia de esta estrategia de transmisión, se consigue un aumento de la capacidad de corte de servicio (i.e., C_{out}) del enlace inalámbrico punto-a-punto.

Los esquemas de diversidad espacial se pueden clasificar en dos grandes grupos:

1. Esquemas de diversidad espacial en transmisión y
2. Esquemas de diversidad espacial en recepción.

La diversidad espacial en recepción constituye una familia de técnicas maduras, las cuales han sido estudiadas profundamente desde la década de 1950. Como contrapartida, el empleo de mecanismos de diversidad espacial en transmisión comenzó a tomar impulso recién en los últimos años, debido a la mayor complejidad que se necesita para implementar los mismos en forma práctica (i.e., la diversidad espacial en transmisión necesita aplicar un procesamiento de señal conjunto en ambos extremos del enlace de radio).

2.3.1.1.1. Esquemas de Diversidad Espacial en Recepción

Existen diversas formas de combinar las señales de las antenas receptoras, obteniendo de este modo una señal resultante de mejor calidad (respecto a cada una de las entradas analizadas de forma marginal) [12]. A continuación, se describen las tres alternativas más importantes:

1. Combinación con Relación Máxima (MRC): En este método se ponderan primero las señales que se perciben en cada uno de los elementos del arreglo de antenas en recepción, combinándolas posteriormente de forma coherente con el objetivo final de maximizar la SNR de la señal resultante a la salida. El factor de ponderación de cada una de las ramas de recepción es directamente proporcional a la ganancia de canal que experimenta el elemento de antena correspondiente.
2. Combinación con Igual Ganancia (EGC): El procesamiento de señales que se lleva a cabo en este método es similar al que se realiza en MRC. La principal diferencia radica en que en EGC, los módulos de los factores de ponderación para cada una de las señales son idénticos entre sí (i.e., amplitud unitaria). Como todas la señales a la salida del arreglo de antena se ponderan de igual modo, se reduce ligeramente la complejidad del procesamiento de señales en recepción (a expensas de una ligera degradación en la calidad de la señal resultante a la salida respecto al caso MRC).
3. Selección de Antenas en Recepción (RAS): A esta técnica se la suele conocer también con el nombre de *diversidad conmutada* (switched diversity). La RAS se encarga de seleccionar

la señal del elemento de antena con mejor SNR, para alimentarla posteriormente al bloque decodificador en recepción. Este tipo de algoritmo se emplea en receptores simples, con pocos requerimientos de procesamiento; sin embargo, representa la alternativa con menor grado de desempeño de los tres esquemas de diversidad en recepción que se analizaron.

2.3.1.1.2. Esquemas de Diversidad Espacial en Transmisión

En muchas situaciones prácticas, sólo se pueden desplegar arreglos de antenas en un único extremo del enlace de radio (generalmente en la BS). Para las transmisiones de información en el UL, las antenas múltiples de la BS pueden actuar como ramas de diversidad en recepción, con el propósito de mejorar la calidad de la señal resultante. Sin embargo, a la hora de diseñar el esquema de transmisión para el DL, cualquier tipo de mecanismo de diversidad que se desee aplicar en esta situación deberá ser implementado de forma exclusiva en el extremo transmisor.

Los esquemas de Diversidad en Transmisión (TD) se pueden dividir en dos arquitecturas: Lazo Abierto (OL) y Lazo Cerrado (CL). En los esquemas de Diversidad en Transmisión a Lazo Abierto (OL TD), el emisor no dispone de CSIT alguna, por lo que supone parámetros de transmisión fijos. No obstante, en los esquemas de Diversidad en Transmisión a Lazo Cerrado (CL TD), el emisor utiliza la CSIT disponible (estimada en el receptor y reportada hacia el transmisor a través de mecanismos de señalización adecuados) para adaptar convenientemente los parámetros de transmisión, según las condiciones de canal instantáneas que experimenta el usuario móvil. El nivel de adaptación varía de acuerdo al caudal de información que se reporta; por esto, los sistemas que aplican esquemas CL TD poseen un desempeño superior al que se consigue cuando se implementa un esquema OL TD (por supuesto, a costa de una mayor complejidad en términos de diseño).

En los sistemas de comunicación con SISO, la matriz de codificación con las señales correspondientes a los esquemas de modulación y codificación sólo se encuentra definida en el dominio del tiempo. Sin embargo, en presencia de sistemas de comunicación con MIMO, la señal transmitida se puede expandir hacia un nuevo dominio: la dimensión espacial. En este contexto, el diseño de esquemas de codificación Espacio-Temporal (ST) apropiados posibilita explotar simultáneamente ambas dimensiones del espacio de señal de forma eficaz.

La mayor parte de los esquemas de codificación ST conocidos en la literatura se desarrollaron durante la última década. Los autores de estos códigos se concentraron en incrementar la ganancia de diversidad de la señal recibida empleando arquitecturas de diseño OL, por sus ventajas comparativas en términos de costos de implementación. De acuerdo con la clasificación que le da la Teoría de Código a los esquemas de codificación ST, se presenta a continuación una breve reseña de las dos grandes familias que existen:

1. Los Código Bloque Espacio-Temporal (STBC) [13, 51] y

2. Los Código Trellis Espacio-Temporal (STTC) [14].

Código Bloque Espacio-Temporal

Los STBCs representan la familia de esquemas de codificación ST más sencillos, los cuales permiten explotar la diversidad espacial de un sistema inalámbrico equipado con múltiples antenas en transmisión de una forma simple. Un hito fundamental en el desarrollo de esta familia de códigos tuvo lugar en 1998, cuando Alamouti diseña una técnica de TD simple para sistemas equipados con dos antenas en transmisión: el esquema de codificación Alamouti [13]. La codificación Alamouti provee ganancia de diversidad completa, requiriendo aplicar solamente operaciones lineales sencillas en ambos extremos del enlace de comunicación. Vale la pena destacar que la codificación Alamouti se extiende a casos más generales en [51] y [52], donde los autores introducen el concepto de Código Bloque Espacio-Temporal Ortogonal (OSTBC), basándose en la teoría de diseño de códigos ortogonales para grandes números de antenas en transmisión.

Históricamente, la técnica de TD propuesta por Alamouti fue el primer STBC reportado en la literatura. La operación de codificación y decodificación se lleva a cabo agrupando los símbolos modulados en conjuntos de a dos. Por consiguiente, los bits de información se deben primero modular y mapear dentro de su correspondiente punto de constelación. Sean x_1 y x_2 dos símbolos modulados que entran dentro del codificador ST Alamouti. Generalmente, en sistemas equipados con una única antena en transmisión, estos dos símbolos se transmiten en dos instantes de tiempo consecutivos t_1 y t_2. En esta circunstancia, los instantes t_1 y t_2 se encuentran separados por un intervalo de tiempo constante (i.e., T_s). En el esquema de Alamouti, durante el transcurso del primer instante de tiempo t_1, los símbolos x_1 y x_2 se transmiten a través del primer y segundo elemento del arreglo de antenas, respectivamente. Durante el transcurso del segundo instante de tiempo t_2, el valor negativo conjugado del segundo símbolo (i.e., $-{x_2}^*$) se transmite desde la primera antena, mientras que el valor conjugado del primer punto de constelación (i.e., ${x_1}^*$) se transmite desde la segunda antena. La operación de codificación Alamouti se detalla en el Cuadro 2.1. Notar que la tasa de transmisión (ergódica) en un sistema de comunicación inalámbrico con codificación Alamouti es idéntica a la que se obtiene en sistema SISO; sin embargo, la ganancia de diversidad que se cosecha en esta circunstancia es de orden 2.

El mapeo ST que realiza la técnica de codificación de Alamouti se puede representar a partir de la matriz de codificación

$$\mathbf{X}_1 = \begin{bmatrix} x_1 & -{x_2}^* \\ x_2 & {x_1}^* \end{bmatrix}, \tag{2.23}$$

donde el subíndice de la matriz $\mathbf{X}_1$ establece la tasa de transmisión relativa respecto a un sistema SISO. Las filas de la matriz de codificación representan la antena transmisora, mientras que las columnas hacen referencia al instante de tiempo.

Cuadro 2.1: Operación de Codificación para un Código Alamouti.

	Antena 1	Antena 2
Instante t_1	x_1	x_2
Instante t_2	$-{x_2}^*$	${x_1}^*$

La operación de decodificación para un código Alamouti considera que el modelo de desvanecimiento del canal inalámbrico es cuasi-estacionario; es decir, supone que los coeficientes del canal permanecen constantes durante el transcurso de los dos instantes de tiempo (i.e., t_1 y t_2). El proceso de decodificación en esta circunstancia es sencillo: primero se realiza un proceso de combinación de señales para generar estadísticas de decisión, para posteriormente aplicar decodificación de Máxima Verosimilitud (ML) en las mismas. El bloque encargado de combinar las señales recibidas en las distintas instancias ejecuta operaciones lineales simples, tales como adiciones, multiplicaciones y conjugaciones complejas. Notar que el proceso de decodificación Alamouti considera que se dispone de CSIR perfecta para llevar adelante este procesamiento. En la práctica, la estimación de estas ganancias de canal se consigue empleando señales pilotos comunes, las cuales se difunden desde la BS en el DL del sistema de comunicación.

El esquema de TD diseñado por Alamouti sólo se puede emplear en un sistema inalámbrico equipado con dos antenas en transmisión. Concretamente, esta técnica pertenece a una clase más general de códigos, referenciados en la literatura como OSTBCs. Los OSTBCs se basan en la teoría de diseño ortogonal generaliza, presentada por Tarok *et al.* en [51] como una herramienta para crear STBC de este tipo para cualquier número arbitrario de antenas en transmisión.

La idea general detrás de la construcción de un OSTBC se basa en determinar la matriz de codificación $\mathbf{X}$ que satisfaga la siguiente condición:

$$\mathbf{X} \cdot \mathbf{X}^H = p \left(\sum_{i=1}^{n} |x_i|^2 \right) \mathbf{I}_{M_t}, \tag{2.24}$$

donde $\mathbf{X}^H$ representa el Hermitiano de $\mathbf{X}$ (i.e., el transpuesto conjugado), p es una constante (escalar), n identifica el número de símbolos x_i contenidos dentro del bloque de información $\mathbf{X}$, mientras que $\mathbf{I}_{M_t}$ representa la matriz identidad de dimensión $M_t \times M_t$.

La teoría generalizada para llevar a cabo diseños ortogonales tiene como objetivo proveer códigos STBC que satisfagan la ecuación (2.24). La propiedad ortogonal de estos códigos se ve reflejada en el hecho de que todas las filas de la matriz $\mathbf{X}$ son ortogonales entre sí. Gracias a esta propiedad, las secuencias de información que se transmiten desde cada una de las antenas de la BS son mutuamente ortogonales (cuando se analiza cada bloque de información transmitido por separado). Vale la pena destacar que, el proceso de codificación y decodificación para toda

la familia de códigos OSTBC sigue siendo el mismo procedimiento descrito para el caso del esquema Alamouti (sea cual sea el valor final que adopte el parámetro M_t).

Cuando las señales moduladas son reales, el empleo de este tipo de códigos permite alcanzar una tasa de transmisión completa para todo $M_t \geq 2$. Lamentablemente, este enunciado deja de ser verdadero en presencia de constelaciones de dos dimensiones (i.e., en presencia de señales moduladas complejas) [51]. Por esto, el uso de la teoría de diseño ortogonal para construir STBCs no representa necesariamente un enfoque óptimo en presencia de arreglos de antenas de orden superior (i.e., cuando $M_t > 2$). Para este tipo de escenario, existen otros tipos de códigos STBC que proveen tasas de transmisión superiores al caso ortogonal. Para aquellos lectores interesados profundizar estos conceptos, se aconseja consultar referencias tales como [11] y [53].

Código Trellis Espacio-Temporal

Los STBCs no pueden alcanzar la tasa de transmisión de un sistema SISO cuando se utilizan señales complejas en presencia de más de dos antenas en transmisión. Además, aun cuando los STBCs proveen ganancia de diversidad, este tipo de esquema de codificación no permite explotar en forma completa la capacidad de un sistema con MIMO. Con la idea de superar esta limitación, Tarok *et al.* presentaron en [14] una nueva familia de códigos ST, conocidos en la literatura con el nombre de STTC. Los STTCs no sólo proveen ganancia de diversidad, sino que también permiten aprovechar parte de la ganancia de codificación del esquema. Por supuesto, esta mejora que se obtiene en términos de desempeño trae aparejada un serio incremento en la complejidad del diseño. De hecho, la complejidad de un STTC aumenta de manera proporcional con el número de bits del esquema de modulación que se utiliza en transmisión en esta codificación.

El codificador STTC está compuesto por un codificador convolucional [54]. Los bits de información ingresan al codificador convolucional compuesto por un número fijo de registros de desplazamiento de *prealimentación* (feed-forward). La ganancia de codificación (y consecuentemente la complejidad del esquema de codificación) aumenta de forma proporcional con el número de registros de desplazamiento utilizados. Los valores almacenados en estos registros en cada instante de tiempo representan el estado actual del codificador. Los registros de desplazamiento se conectan a diferentes configuraciones de bloques multiplicadores y sumadores, según la estructura particular del STTC que se esté analizando. Todas las multiplicaciones y adiciones se ejecutan con un módulo igual al número de puntos en la constelación de modulación que se está empleando. Los coeficientes de los multiplicadores corresponden a los coeficientes de los polinomios generadores, los cuales describen de manera unívoca la estructura del codificador convolucional que se utiliza. En la Fig. 2.14 se puede apreciar un diagrama en bloques sencillo de la estructura de un codificador STTC.

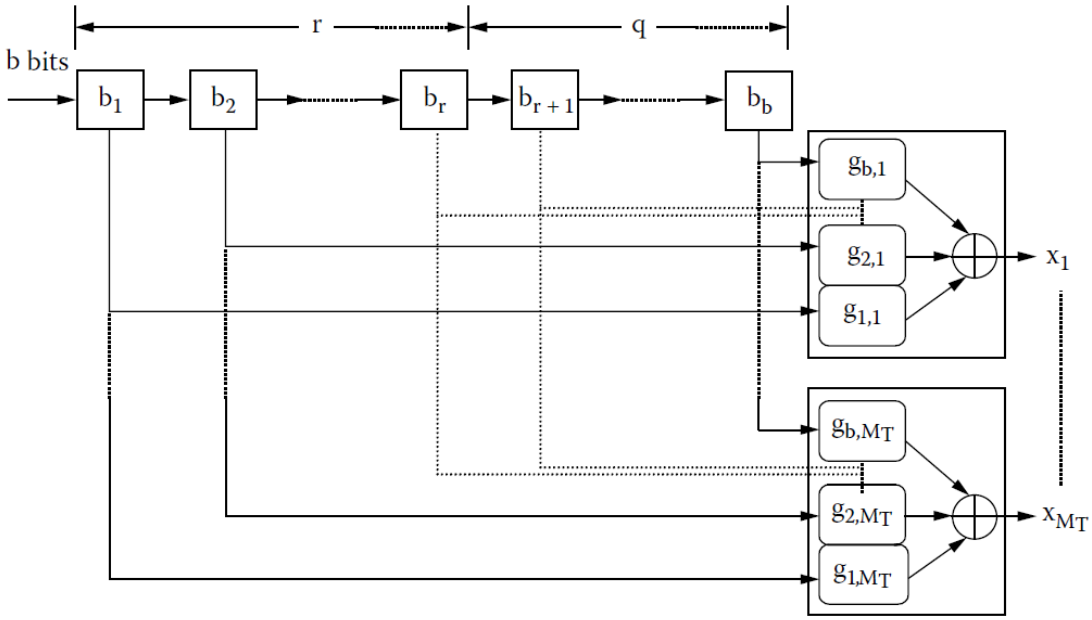

Figura 2.14: Diagrama en Bloques: Codificador STTC [53].

El proceso de codificación para un STTC se puede describir a partir de la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} x_1 & \cdots & x_{M_t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 & \cdots & b_r & \cdots & b_b \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} g_{1,1} & \cdots & g_{1,M_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{b,1} & \cdots & g_{b,M_t} \end{bmatrix}, \tag{2.25}$$

donde el conjunto $\{b_i\}$ (con $i = 1, \ldots, b$) (compuesto por r bits de entrada y q bits que describen el estado de los registros de desplazamiento) se multiplican por el polinomio generador. El conjunto de símbolos $\{x_m\}$ (con $m = 1, \ldots, M_t$) corresponden a los símbolos modulados que se transmiten desde cada una de las antenas de la BS. El estado del codificador en los registros de desplazamiento se inicializa con todos ceros al comienzo de la transmisión. Por supuesto, se establece como requisito que el estado final del codificador sea idéntico al inicial, una vez finalizada la codificación de todos los bits de entrada.

Los códigos convolucionales se pueden representar a partir de sus diagramas de trellis, los cuales proveen un bosquejo gráfico de las transiciones de estados válidas (en los registros de desplazamiento) de acuerdo a los valores que adopta la secuencia de bits de entrada. En dicho diagrama, cada rama del trellis identifica una transición de estado, la cual se encuentra identificada de forma unívoca por el conjunto de símbolos modulados que se transmiten desde cada una de las antenas de la BS.

Durante el proceso de decodificación de un STTC, cada rama que une un par de estados (presente-futuro) tiene asignada una *métrica de rama* (branch metric) en función del conjunto de señales recibidas $\{r_j\}$, las ganancias de canal entre cada par de antenas en transmisión-recepción

$\{h_{i,j}\}$ y los puntos de la constelación que identifica las transiciones (i.e., $x_1, \ldots, x_{M_t}$). Es decir, la métrica de estado que identifica la transición desde el estado a hasta el estado b viene dada por:

$$BM(a \to b) = \sum_{j=1}^{M_r} \left| r_j - \sum_{i=1}^{M_t} h_{i,j}\, x_i \right|^2 . \tag{2.26}$$

El algoritmo de Viterbi se puede utilizar para computar la *métrica de trayecto* (path metric) con mínima métrica acumulada de una manera eficiente. El algoritmo de Viterbi se basa en el hecho de que el cálculo de la métrica de trayecto se puede simplificar considerablemente seleccionando, etapa a etapa, la mínima métrica de rama acumulada que arriba a cada nodo o estado. La métrica de rama acumulada que se termina seleccionando en esta circunstancia se la conoce como métrica de rama *sobreviviente* (survivor). El algoritmo de Viterbi está compuesto por dos fases: la *fase directa* (forward phase) y la *fase reversa* (backward phase). Durante la fase directa, el algoritmo de Viterbi almacena en cada etapa la suma de la métrica de la rama sobreviviente y la métrica de trayecto desde donde emerge dicha rama. Una vez finalizada la fase directa, la fase reversa lleva a cabo la operación de *seguimiento reverso* (trace-back operation), seleccionando primero la métrica de trayecto final con menor valor acumulado e identificando posteriormente cuáles fueron los estados intermedios (o equivalentemente los bits de entrada) que se encuentran relacionados con cada una de dichas transiciones.

Tarok *et al.* definieron por primera vez en [14] una serie de criterios de diseño para STTCs en presencia de canales inalámbricos con condiciones de desvanecimiento Rayleigh lentas y rápidas, llevando adelante además distintos tipos de estudios de desempeño para este tipo de esquemas de codificación. Sin embargo, varias resultados posteriores que establecen criterios de diseño más refinados se pueden encontrar en artículos tales como [54] y [55].

2.3.1.2. Esquemas de Conformación de Haz

Los esquemas de conformación de haz son soluciones diseñadas en arquitectura CL que posibilitan explotar en forma simultánea las ganancias de diversidad y potencia existentes en un medio inalámbrico equipado con múltiples antenas. A diferencia de los métodos OL, los mecanismos de conformación de haz en transmisión (o CL TD) sacan provecho de la CSI que se reporta desde cada MS hacia la BS a través de un canal reverso de señalización. Esta CSIT se puede utilizar para ponderar las señales que se transmiten a través de cada uno de los elementos del arreglo de antenas, con el objetivo final de conseguir que los múltiples aportes de señal se combinen constructivamente en recepción. De este modo, se logra reforzar la energía de la señal deseada en recepción, incrementando consecuentemente la tasa de transmisión alcanzable en el enlace de comunicación inalámbrico.

En el DL de un sistema MIMO con FDD, la CSI se estima en recepción en cada una de las MSs del sistema, se discretiza y finalmente se reporta hacia la BS a través de mecanismos de señalización apropiados. Haciendo uso de esta CSIT parcial, la BS puede controlar los valores de los pesos de conformación de haz en cada uno de los elementos del arreglo de antenas en transmisión. La información de señalización que se reporta en un sistema de este tipo se suele determinar a partir del empleo de canales pilotos comunes, los cuales transmiten secuencias de entrenamiento que posibilitan estimar adecuadamente las ganancias individuales de canal que observan las MS activas desde cada uno de los elementos de antena de la BS.

En esta sección se provee un resumen de los conceptos más importantes involucrados en las técnicas CL TD diseñadas para el DL de un sistema MIMO con FDD. A continuación, se describen las tres alternativas más populares, a saber:

1. Selección de Antenas en Transmisión (TAS),
2. Transmisión con Igual Ganancia (EGT) y
3. Transmisión con Relación Máxima (MRT).

2.3.1.2.1. Selección de Antenas en Transmisión

A esta técnica de transmisión se la conoce también como Combinación con Selección de Transmisor (TSC) [2]. En TAS, toda la potencia de transmisión se aplica a la antena cuyo valor absoluto de ganancia de canal es mayor. En este algoritmo, el conjunto de cuantización de los vectores de conformación de haz está compuesto por M_t vectores de la forma $\mathbf{w} = (0, \ldots, 0, 1, 0, \ldots, 0)$, donde el componente no-nulo identifica el mejor canal en términos de potencia en recepción. En esta circunstancia, sólo hacen falta reportar $\lceil \log_2(M_t) \rceil$ bits de señalización, donde $\lceil x \rceil$ representa el menor número entero mayor o igual a x.

El principal beneficio de TAS se encuentra en el bajo caudal de información de retroalimentación que necesita reportar, hecho que lo transforma en un algoritmo atractivo desde un punto de vista de implementación práctico. Sin embargo, el desempeño de TAS es inferior al que proveen los algoritmos de CL TD más sofisticados; además, este esquema es muy sensible a los errores de bits que se producen durante el transporte de la información de retroalimentación desde las MSs hacia la BS del sistema [56].

2.3.1.2.2. Transmisión con Igual Ganancia

El principio de funcionamiento de EGT se basa en controlar las fases de las señales que se aplican en cada uno de los elementos del arreglo de antenas en transmisión, con el objetivo final de conseguir que las mismas se superpongan de manera constructiva en el extremo receptor.

Es decir, se mantienen constantes las ganancias de los diferentes componentes del vector de conformación de haz, permitiendo ajustar únicamente los desfasajes relativos de las distintas señales de acuerdo a las mediciones de potencia de símbolo que se estiman en recepción. Gracias a esto, se consigue que la potencia de transmisión se mantenga siempre balanceada a lo largo de los distintos elementos que componen al arreglo de antenas. Vale la pena destacar que esta propiedad reduce considerablemente los requerimientos de diseño de los amplificadores de potencia en la BS, simplificando de esta forma su implementación práctica en un sistema de comunicación real.

Un algoritmo específico para implementar EGT en un sistema MIMO con FDD práctico fue presentado por Hämäläinen *et al.* en [2]. En este algoritmo, conocido con el nombre de CL TD Modo 1 Generalizado (g-mode 1), las diferencias de fase que existen entre las señales provenientes desde las distintas antenas se ajustan respecto a una antena de referencia [57]. En el esquema CL TD g-mode 1, cada MS (equipada con una sola antena) reporta hacia la BS una palabra código de longitud $(M_t - 1)$. En este algoritmo de señalización, la discretización de cada una de las fases relativas se realiza en forma independiente empleando N_{rp} bits de cuantización por antena.

2.3.1.2.3. Transmisión con Relación Máxima

La técnica MRT es una extensión natural de EGT, donde el transmisor no sólo tiene la habilidad de ajustar las fases relativas de los pesos de conformación de haz en los distintos elementos del arreglo de antenas (para combinar constructivamente las señales en recepción), sino que también tiene la posibilidad de ponderar las amplitudes relativas de los distintos pesos para que la energía en recepción se maximice. La idea detrás de esta técnica es bastante simple e intuitiva: cuanto más fuerte es la ganancia de canal vista desde una antena de la BS en recepción, mayor conviene que sea la energía de señal que se transporte a través de dicha rama de comunicación del sistema.

Aunque MRT constituye el esquema CL TD óptimo en términos de desempeño, su implementación práctica trae aparejado algunos inconvenientes. Por ejemplo, MRT requiere incorporar en su diseño mecanismos de estimación de canal en recepción más complejos (respecto a los dos casos anteriores). Además, la implementación de MRT hace necesario reportar no sólo la información de fase de las ganancias de canal en recepción, sino también su información de amplitud. Por esto, se incrementa notablemente el caudal de información de retroalimentación que se debe transportar para implementar un esquema de este tipo. Un último detalle no menos importante a la hora de implementar MRT en la práctica es la necesidad de disponer de amplificadores de potencia con una respuesta lineal en todo el rango de variación de potencia en transmisión. Lamentablemente, este requerimiento implica la necesidad de diseñar amplificadores de potencia con poca eficiencia (en términos de potencia), hecho que se traduce en un problema bastante serio de solucionar cuando hay que reducir el tamaño y minimizar los costos de estos equipos.

Un algoritmo específico para implementar MRT en un sistema MIMO con FDD se conoce con el nombre CL TD Modo 2 Generalizado (g-mode 2) [2]. En este algoritmo, el receptor primero ordena de mayor a menor todas (o algunas) de las ganancias de canal individual, para posteriormente seleccionar la información de señalización de fase aplicando el algoritmo CL TD g-mode 1 descrito en el punto anterior [57]. En CL TD g-mode 2, las MSs reportan a la BS tanto la información de orden de las ganancias de canal individual como las diferencias de fase de cada una de ellas (respecto a la antena que se emplea como referencia). Posteriormente, la BS emplea esta información para establecer los valores de amplitud y fase de cada uno de los pesos de conformación de haz que se deben aplicar en transmisión, los cuales se seleccionan de un conjunto de cuantización finito que se conoce *a priori* en ambos extremos del enlace de comunicación. Cuando este algoritmo de señalización reporta el orden de las ganancias de canal en forma completa, la longitud de la palabra de retroalimentación contará de $\lceil \log_2(M_t!) \rceil$ bits de orden y $(M_t - 1)N_{\text{rp}}$ bits de fase.

2.3.1.3. Esquemas de Multiplexación Espacial

El objetivo de la SM, a diferencia de los esquemas codificación ST y conformación de haz en transmisión (i.e., CL TD), es maximizar la tasa de transferencia de datos a nivel de enlace (i.e., maximizar la eficiencia espectral del sistema). En la Sección 2.2.2 se analizaron los límites teóricos para los sistemas SU-MIMO desde la perspectiva de la Teoría de la Información. Sin embargo, todavía no queda bien en claro cómo se pueden alcanzar estos límites de capacidad en un sistema práctico.

Una posibilidad bastante directa consiste en codificar en forma conjunta las corrientes de datos que se transmiten desde los diferentes elementos del arreglo de antenas en transmisión, aplicando además detección ML de forma conjunta en las señales que se observan en los múltiples elementos de antena en recepción. Cuando esta técnica se combina con esquemas de codificación con desempeños próximos a la capacidad de canal, se pueden conseguir tasas de transmisión efectivas próximas a los valores de capacidad del sistema SU-MIMO bajo estudio. Lamentablemente, esta estrategia sólo es recomendable en presencia de sistemas MIMO con pocos elementos de antena en transmisión/recepción, sobre todo cuando se emplean constelaciones de modulación con pocos símbolos (e.g., BPSK y QPSK). Sin embargo, para la mayoría de las situaciones útiles en la práctica, la complejidad requerida para llevar adelante esta Estimación de Secuencias con Máxima Verosimilitud (MLSE) es muy alta. En base a esta problemática, durante el transcurso de la última década surgieron las denominadas estructuras Espacio-Temporal en Capas (LST), las cuales permiten dividir el proceso de demodulación en varios bloques separados con complejidad de procesamiento reducida. Vale la pena destacar que a este tipo de estructura se la suele referenciar también en la literatura con el nombre de arquitecturas BLAST.

La tecnología de codificación BLAST fue propuesta por Foschini *et al.* en [19]. La idea básica detrás de esta técnica consiste en explotar la dimensión espacial de los sistemas inalámbricos con MIMO dividiendo la secuencia de bits principal en M_t corrientes de bits secundarias (paralelas), para posteriormente transmitir dichos flujos de información de manera independiente a través de M_t antenas en transmisión (ocupando todos ellos el mismo ancho de banda y la misma ranura de tiempo en forma simultánea). Cada una de estas corrientes de bits secundarias en donde se lleva adelante el procesamiento de señal se las conoce con el nombre de *Capas* (Layers). De esta denominación surge el nombre de LST para identificar esta arquitectura de transmisión. En un medio inalámbrico multitrayecto altamente dispersivo, las ganancias de canal entre cada par de antenas en transmisión-recepción tienden a ser independientes entre sí. Gracias a esta propiedad, el receptor puede discriminar (separar) los distintos flujos de información provenientes desde cada una de las antenas transmisoras cuando la CSIR se conoce de forma completa.

A grandes rasgos, las técnicas de codificación LST poseen dos ventajas principales. Por un lado, el desempeño de estas técnicas permiten alcanzar tasas de transmisión próximas al limite superior impuesto por la capacidad del canal SU-MIMO (i.e., la tasa de transmisión espacial es M_t veces superior a la tasa de un sistema SISO). Por otro lado, los requerimientos de complejidad en el extremo receptor, aun cuando involucran una alta exigencia en términos de capacidad de cómputo, se mantienen siempre constantes y son independientes del esquema de modulación particular que se esté empleando en transmisión (notar que esta propiedad no se verifica cuando se emplean STTC). Para que la ganancia por SM se alcance de manera efectiva, se opta generalmente por desplegar (en la mayoría de las situaciones prácticas) un número mayor o igual de antenas en el extremo receptor respecto al extremo transmisor (i.e., conviene que $M_r \geq M_t$).

Las mecanismos de codificación LST utilizan técnicas de decodificación poderosas en el extremo receptor. La operación de demultiplexación de la corriente de datos principal se puede llevar adelante de tres formas diferentes, según la posición que adopta el bloque demultiplexor en el transmisor y de acuerdo a las *direcciones* que toman las distintas capas (i.e., corrientes de datos secundarias) durante la codificación. Los procesos de codificación LST se pueden dividir en tres arquitecturas, a saber:

1. Espacio-Temporal en Capas Horizontal (H-LST),
2. Espacio-Temporal en Capas Vertical (V-LST) y
3. Espacio-Temporal en Capas Diagonal (D-LST).

Un diagrama en bloques esquemático de cada una de estas arquitecturas se puede apreciar en la Fig. 2.15. Para profundizar estos conceptos, se aconseja al lector consultar referencias tales como [53] y [12].

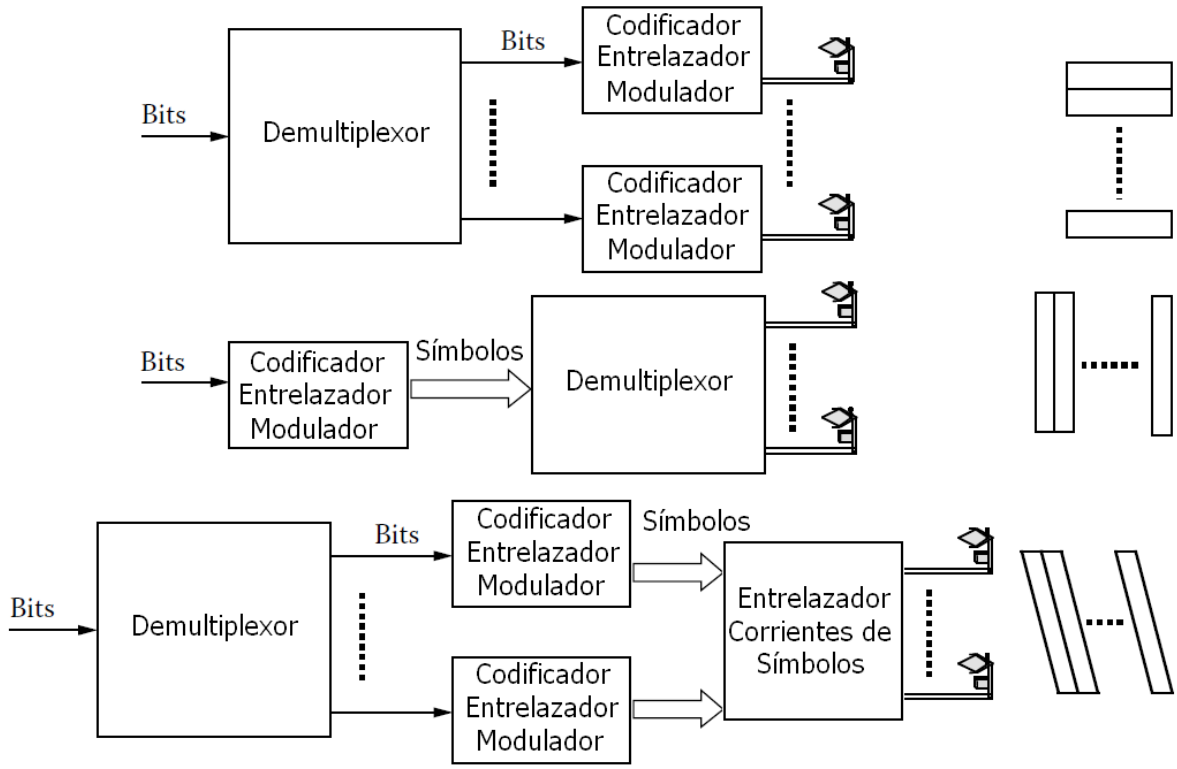

Figura 2.15: Diagrama en Bloques: Esquemas de Codificación LST horizontal (arriba), LST vertical (centro) y LST diagonal (abajo) [53].

2.3.1.3.1. Arquitectura Espacio-Temporal en Capas Horizontal

La arquitectura H-LST constituye la arquitectura de codificación LST más sencilla. En la misma, el flujo de bits a transmitir se demultiplexa inicialmente en M_t flujos de datos separados, donde cada uno de estos flujos se codifica temporalmente de manera independiente al resto. Posteriormente, cada una de estas corrientes de datos codificadas se transmiten desde una antena diferente. Las distintas corrientes de datos se mezclan entre sí durante su propagación a través del canal inalámbrico. Posteriormente, el receptor se encarga de separar las corrientes de datos anulando la interferencia que se genera entre las distintas corrientes de información de manera iterativa.

El proceso de detección H-LST se puede resumir en las siguientes etapas:

1. Se decodifican los símbolos de la primer corriente de información, suponiendo que los datos de los flujos de información restantes se comportan como interferencia. La supresión de estas fuentes interferentes se puede ejecutar aplicando Combinación Óptima (OC), una extensión de MRC para ambientes limitados por interferencia que permite determinar los pesos de conformación de haz óptimos en recepción cuando se conocen las estadísticas de ruido e interferencia en cada una de las antenas receptoras. Cuando $M_r = M_t$, se puede

conseguir anular la interferencia proveniente de $M_t - 1$ corrientes de datos, por lo que la información de la secuencia deseada se recibe con un orden de diversidad 1. A medida que el valor de M_r aumenta (respecto a M_t), mejora la calidad con que se reciben cada una de las corrientes de datos paralelas.

2. La corriente de datos detectada en la etapa anterior se demodula y decodifica. Las salidas de este proceso son decisiones firmes para los datos del primer flujo de información.

3. Se codifican y modulan nuevamente en recepción los datos detectados en el punto anterior. Multiplicando esta secuencia de símbolos por la función de transferencia del canal (estimada convenientemente en recepción), se obtiene la interferencia que induce la primer corriente de datos en los distintos elementos que componen al arreglo de antenas en recepción. Usando esta información, se anula la interferencia que induce este flujo de información en los distintos elementos de antena del receptor.

4. Se repite el proceso en forma iterativa hasta decodificar la última corriente de información. Vale la pena detectar que a medida que se avanza en el proceso de detección de las secuencias, el orden de diversidad con que se reciben las mismas se incrementa en una unidad por cada etapa.

El esquema de decodificación que se emplea en H-LST es muy similar al que se utiliza en detección multiusuario: si las distintas corrientes de información se originarían desde fuentes (usuarios) diferentes, el esquema H-LST equivaldría al esquema SIC (utilizado en recepción en un canal MAC con MIMO). Vale la pena destacar que, el esquema de codificación en H-LST no necesita que cooperen entre sí los diferentes elementos de antena en transmisión. Al igual que en un esquema SIC, la codificación H-LST debe también enfrentar el problema que impone la propagación de errores entre etapas de detección (tener en cuenta que el primer flujo de datos que se decodifica es la que se detecta con condiciones más desfavorables). Es decir, si el primer flujo de información se decodifica de forma incorrecta, aumentan las chances de decodificar las corrientes de datos subsiguientes de forma errónea. Con el propósito de mantener bajo control este problema, se sugiere decodificar primero aquellas secuencias que se reciben con mejor Relación Señal-a-Interferencia más Ruido (SINR).

El principal problema de H-LST es que no provee ganancia de diversidad completa, dado que cada símbolo de una secuencia sólo se transmite por una única antena del transmisor. La primer corriente de bits, la cual se recibe con orden de diversidad 1, domina el desempeño del sistema en régimen de alta SNR. Aunque este esquema no permite alcanzar la capacidad de canal, su grado de complejidad relativamente bajo lo hace muy atractivo a la hora de implementar una arquitectura LST en un sistema de comunicación práctico.

2.3.1.3.2. Arquitectura Espacio-Temporal en Capas Vertical

En la arquitectura V-LST, tanto la codificación como el *entrelazado* (interleaving) y la modulación se aplican directamente a la corriente de bits primaria. Posteriormente, este flujo de datos serial se divide en M_t flujos de datos secundarios (paralelos). En este esquema, los símbolos que se transmiten en un instante de tiempo determinado desde las diferentes antenas del transmisor son independientes entre sí. Cada conjunto de M_t símbolos en paralelo constituyen un vector de transmisión o *capa* (layer), de acuerdo a lo que se puede apreciar en la Fig. 2.15 (centro).

El algoritmo de detección en V-LST analiza a cada vector de transmisión por separado. Mediante esta codificación se pueden conseguir ganancias de diversidad superiores, ya que los bits codificados de la secuencia de datos original se transmiten por todas las antenas del transmisor y se reciben en cada una de las antenas del receptor. Por esto, el desempeño de la detección en V-LST es superior al que se obtiene con H-LST. Sin embargo, la detección en V-LST requiere estimar todos los componentes de los vectores de símbolos transmitidos en forma conjunta, hecho que complica sustancialmente la arquitectura de diseño del receptor respecto al caso anterior.

2.3.1.3.3. Arquitectura Espacio-Temporal en Capas Diagonal

La arquitectura de codificación D-LST es similar a la que se emplea en H-LST; la diferencia radica en que en D-LST, las tramas de símbolos paralelizadas luego de la codificación y modulación ingresan a un bloque entrelazador, de acuerdo a lo que se puede apreciar en la Fig. 2.15 (abajo). El objetivo de este bloque es rotar la posición de los símbolos de las tramas en forma previa a su transmisión, rellenando con ceros aquellas ubicaciones que quedan sin información alguna.

El principal problema que posee la arquitectura H-LST es que el flujo de información correspondiente a la primer corriente de datos se detectaba con orden de diversidad 1, por lo que su comportamiento terminaba dominaba el desempeño total del sistema en régimen de alta SNR. Para superar este problema, el esquema D-LST transmite los símbolos de cada una de las corrientes de bit intercambiando las antenas de transmisión en forma cíclica. En otras palabras, cada corriente de información secundaria se subdivide en subbloques diferentes. El primer subbloque de la primer corriente de información se transmite por la antena 1, el subbloque siguiente por la antena 2, y así sucesivamente.

La decodificación se realiza analizando cada corriente de información por separado. Una vez más, cada bloque que se decodifica se puede utilizar para cancelar la interferencia que induce en el resto de las señales que se observan en los distintos elementos del arreglo de antenas en recepción. De este modo, se consigue mejorar la calidad de la señal residual en forma gradual, a medida que se avanza en el proceso de decodificación iterativo.

La diferencia principal entre la arquitectura D-LST y la arquitectura H-LST se encuentra en el orden de diversidad con que se detectan los flujos de datos en recepción. En presencia de codificación D-LST, las corrientes de información se encontrarán algunas veces en condiciones favorables (i.e., su información se decodificará en presencia de alta SINR, luego de que se haya sustraído la interferencia que inducen los datos de los restantes flujos), mientras que en otras ocasiones se encontrarán en condiciones desfavorables (i.e., la información se decodificará con baja SINR, en presencia de la interferencia completa del resto de los flujos). Gracias a esta rotación secuencial de antenas se consigue que cada una de las corrientes de información pueda experimentar un orden de diversidad completo, mejorando consecuentemente la tasa de transmisión que se puede alcanzar a nivel de sistema a partir del empleo de este esquema de codificación.

2.3.2. Esquemas de Transmisión para Canales MIMO con Múltiples Usuario

Los canales multiusuario son canales cuyo uso debe ser compartido entre los múltiples usuarios activos que componen al sistema. Existen dos tipos de canales multiusuario: el MAC y el BC. El MAC, conocido también como UL o canal reverso, posee múltiples usuarios (i.e., MSs) enviando información en forma simultánea hacia un único receptor (i.e., BS) en una misma porción espectral. El BC, conocido también como DL o canal directo, dispone de un único transmisor (i.e., BS) enviando información en forma simultánea hacia múltiples receptores (i.e., MSs). Si bien ambos tipos de canales MU-MIMO se introdujeron oportunamente en la Sección 2.2.3, de ahora en adelante nos enfocaremos en estudiar únicamente los desafíos que se deben enfrentar a la hora de diseñar esquemas de transmisión para BCs con MIMO prácticos.

Los distintos puntos que componen la región de capacidad de un BC con MIMO se pueden alcanzar aplicando DPC en transmisión. Sin embargo, DPC es un concepto teórico muy difícil de implementar en la práctica. Entre las dificultades propias de este esquema se encuentra la imposibilidad de determinar la forma óptima de compartir los recursos espaciales entre los distintos usuarios activos del sistema. Con el propósito de dar una solución a esta problemática, distintas técnicas DPC subóptimas se estudiaron en la literatura en los últimos años. Una clase particular de técnica DPC subóptima son los denominados *códigos con estructura en celosía anidados* (nested lattice codes), sugeridos por primera vez en [58] como una alternativa práctica para alcanzar la región de capacidad de un BC con MIMO. Otra técnica no-lineal que se puede usar con este propósito se basa en incorporar un bloque Ecualizador Retroalimentado por Decisiones (DFE) en el transmisor, implementando lo que se conoce como Precodificación Tomlinson-Harashima (THP) en el contexto de un BC con MIMO [59]. De todos modos, vale la pena destacar que todas estas técnicas DPC subóptimas se encuentra todavía en una etapa temprana de desarrollo.

Determinar los puntos de la región de capacidad de un BC con MIMO que se pueden alcanzar sin contar con técnicas DPC en transmisión es un problema ampliamente tratado por

los investigadores, tanto en términos de estrategias de precodificación lineales como no-lineales. Varias publicaciones recientes muestran que en presencia varios usuarios, el empleo de técnicas de precodificación lineal más sencillas representa una alternativa muy interesante, ya que provee índices de desempeño próximos a la región de capacidad del canal [28]. La precodificación lineal trabaja de una forma similar a la ecualización, con la salvedad de que en esta circunstancia la compensación de la distorsión que introduce el canal se lleva a cabo en el extremo transmisor (en lugar del receptor). La desventaja principal de implementar la compensación en el transmisor (e.g., empleando precodificación lineal) es la necesidad de disponer de CSIT precisa de cada usuario en la BS, un requerimiento que se complica satisfacer en sistemas MIMO con FDD, sobre todo cuando aumenta la dinámica de los procesos de desvanecimiento en el dominio temporal.

En esta parte del manuscrito nos concentraremos en describir las distintas estrategias de precodificación lineal (i.e., LBF) que se analizarán a lo largo de la presente Tesis. En estos esquemas, cada una de las corrientes de símbolos (i.e., $\mathbf{s}_k$) destinadas a los distintos usuarios activos se codifican de manera independiente (empleando estrategias de codificación convencionales diseñadas para sistemas con único usuario), para luego ser multiplicadas por un vector de conformación de haz $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{M_t \times 1}$ (vector columna) en forma previa a su transmisión a través de los M_t elementos del arreglo de antenas. Vale la pena destacar que las técnicas LBF no necesitan implementar en transmisión codificadores DPC no-lineales complejos, factor que las vuelve muy populares a la hora de ser utilizadas en diseños de sistemas prácticos.

Para simplificar el desarrollo de este análisis, supondremos que las MSs están equipadas con una única antena en recepción. En consecuencia, utilizaremos la notación vectorial $\mathbf{h}_k$ en lugar de la notación matricial $\mathbf{H}_k$ para representar el estado de canal que percibe cada uno de los usuarios activos en una instancia de tiempo determinada. Notar que el vector de canal es un vector fila, i.e., $\mathbf{h_k} \in \mathbb{C}^{1 \times M_t}$. El supuesto de que $M_r = 1$ suele ser bastante apropiado en la práctica porque las MSs son generalmente dispositivos portátiles (livianos y pequeños), donde se complica bastante desplegar múltiples elementos de antena no-correlacionados. De todas formas, los resultados que se derivan en esta Tesis se pueden extender de forma directa a sistemas equipados con múltiples antenas en recepción, aplicando algunas de las técnicas de combinación lineal en recepción se detallaron en la Sección 2.3.1.1.1.

2.3.2.1. Esquemas de Acceso Múltiple por División en Tiempo

El esquema TDMA es una estrategia de transmisión convencional y preponderante en la mayoría de los sistemas de comunicación inalámbricos prácticos. En el esquema TDMA, la BS sólo tiene la posibilidad de seleccionar a un único usuario por vez, para posteriormente asignarle al mismo el uso de la totalidad de los recursos espectrales y de potencia durante todo el intervalo de transmisión del sistema (i.e., ranura de tiempo). En este contexto, la tasa de transmisión

máxima a nivel de sistema que se consigue seleccionando instante a instante al usuario con mejor ganancia de canal viene dada por la siguiente relación:

$$R_{\text{tdma}} = \max_{k\in\{1,\ldots,K\}} \log_2\left(1 + P_t \left\|\mathbf{h}_k\right\|^2\right). \tag{2.27}$$

Notar que el uso que se le da al término TDMA en esta Tesis tiene un significado diferente a la definición convencional TDMA. En esta última, el concepto TDMA hace referencia al método de multiplexación donde el acceso de los múltiples usuarios (al medio de transmisión común) se garantiza multiplexando los mismos en el dominio del tiempo. Notar que en la definición convencional, el término TDMA se contrapone con la estrategia de multiplexación de usuarios en el dominio de la frecuencia (i.e., FDMA), o bien con la opción de multiplexar múltiples usuarios mediante el empleo de códigos pseudo-aleatorios ortogonales (i.e., CDMA). En esta Tesis, el término TDMA se emplea para identificar el concepto opuesto a Acceso Múltiple por División en Espacio (SDMA). Es decir, el esquema TDMA hace referencia a la estrategia de transmisión donde todos los recursos comunes del sistema (i.e., ancho de banda, potencia y antenas) se asignan a un único usuario por vez en forma exclusiva.

2.3.2.2. Esquemas de Conformación de Haz Lineal

La precodificación lineal en transmisión (i.e., LBF) es una generalización de los esquemas de SDMA para canales inalámbricos con MIMO. En LBF, cada uno de los usuarios participantes recibe un vector conformador de haz lineal en el extremo transmisor, el cual se emplea para separar espacialmente las corrientes de símbolos destinadas hacia cada uno de ellos. Los vectores de conformación de haz (i.e., $\mathbf{w}_k$) que se aplican a los distintos usuarios activos en transmisión se deben seleccionar de manera conjunta (empleando la CSIT disponible), siguiendo determinadas pautas diseño y criterios de optimización.

La señal transmitida en presencia de un esquema de este tipo vienen dada por

$$\mathbf{x} = \sum_{k=1}^{K} \sqrt{p_k}\, \mathbf{w}_k\, s_k, \tag{2.28}$$

donde s_k y p_k representan, respectivamente, el símbolo de datos y el factor de potencia de transmisión correspondiente al usuario k (en una instancia de tiempo determinada). En este contexto, la señal recibida para un usuario genérico k viene dada por

$$r_k = \underbrace{\sqrt{p_k}\,\left(\mathbf{h}_k \cdot \mathbf{w}_k\right)\, s_k}_{d_k\text{: Señal Deseada}} + \underbrace{\sum_{l\neq k} \sqrt{p_l}\,\left(\mathbf{h}_k \cdot \mathbf{w}_l\right)\cdot s_l}_{q_k\text{: Interferencia Mutua}} + \underbrace{n_k}_{\text{Ruido}} \qquad k \in \{1,\ldots,K\}. \tag{2.29}$$

En el extremo receptor, el usuario k estima cuál fue el símbolo transmitido (i.e., $\widehat{s}_k$) suponiendo que la porción de interferencia mutua (i.e., q_k) de la señal recibida es un aporte adicional

al ruido AWGN propio del canal. La tasa de transmisión suma máxima que se puede alcanzar en un esquema de este tipo viene dada por la relación

$$R_{\text{lbf}} = \max_{\mathbf{w}_k, p_k} \sum_{k=1}^{K} \log_2 \left(\frac{1 + \sum_{l=1}^{K} p_l \left| \mathbf{h}_k \cdot \mathbf{w}_l \right|^2}{1 + \sum_{l=1, l \neq k}^{K} p_l \left| \mathbf{h}_k \cdot \mathbf{w}_l \right|^2} \right), \tag{2.30}$$

sujeta a la restricción

$$\sum_{k=1}^{K} p_k \left\| \mathbf{w}_k \right\|^2 \leq P_t. \tag{2.31}$$

Determinar los valores óptimos que pueden adoptar los vectores $\{\mathbf{w}_k\}$ y los factores $\{p_k\}$ (con $k = 1, \ldots, K$) de un esquema LBF se dificulta mucho en la práctica: el enunciado de maximización en las ecuaciones (2.30)-(2.31) no se puede reformular como un problema de optimización convexo, por lo que el proceso de optimización es muy complicado de computar de forma numérica [23, 27]. En base a esta problemática, a continuación se describe un esquema de transmisión LBF subóptimo que permite simplificar considerablemente el proceso de selección de los vectores de conformación de haz en transmisión, sin que ello implique una pérdida considerable de desempeño cuando el número de usuarios activos del sistema es apropiado.

2.3.2.3. Esquemas de Conformación de Haz con Forzado de interferencia a Cero

Los esquemas LBF que involucran la maximización de la tasa de transmisión suma del BC con MIMO (bajo determinadas restricciones de potencia) conducen generalmente a un problema de optimización muy difícil de tratar en forma analítica. Con la idea de superar esta problemática, surge un enfoque subóptimo conocido con el nombre de ZFBF, el cual constituye una alternativa muy interesante a la hora de proveer una solución de compromiso satisfactoria entre complejidad de implementación y tasa de transmisión alcanzable a nivel de sistema (respecto a la solución LBF óptima).

La matriz de precodificación lineal en ZFBF se selecciona con la premisa de asegurar que la interferencia mutua entre usuarios en recepción sea nula; i.e., se debe verificar que $\mathbf{h}_k \cdot \mathbf{w}_l = 0$ para todo $k \neq l$ [25, 27]. Para conseguir este objetivo, el vector de conformación de haz correspondiente al usuario k se debe encontrar obligatoriamente dentro del espacio nulo que se expande a partir del conjunto de vectores $\{\mathbf{h}_l\}$, con $l = 1, \ldots, K$ y $l \neq k$. Cuando la matriz $\mathbf{H} = \left[\mathbf{h}_1{}^T \cdots \mathbf{h}_k{}^T \right]^T$ es de rango completo[1], como de hecho lo es para el modelo de desvanecimiento de canal que se analiza en la presente Tesis, los vectores de conformación de haz de este tipo (i.e., dentro del espacio nulo) sólo pueden existir cuando se verifica que $K \leq M_t$. Por esto, cuando el número de usuarios activos no satisface este requisito (i.e., cuando $K > M_t$), es necesario aplicar un esquema de selección de usuarios en transmisión (diagramación) que

[1] Una matriz es de rango completo cuando todas sus filas son independientes entre sí.

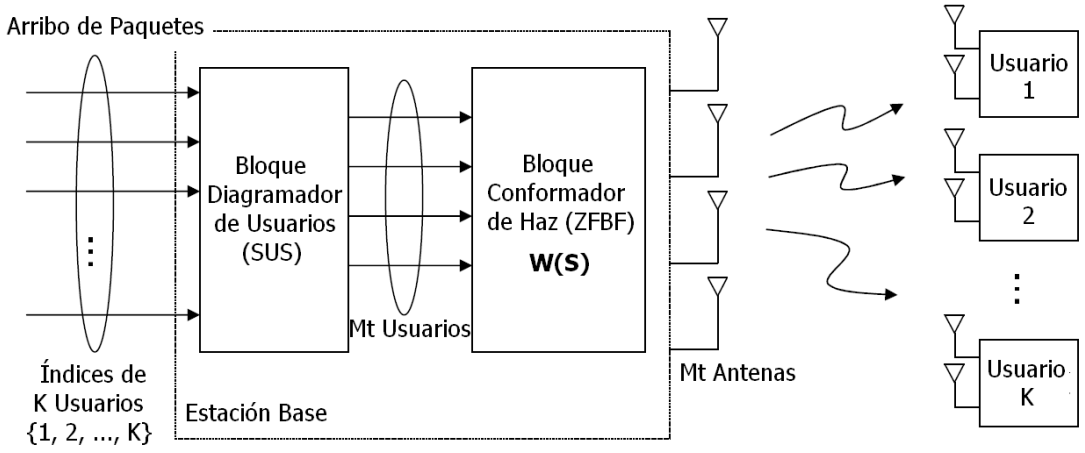

Figura 2.16: Diagrama en Bloques: Esquema ZFBF con Diagramación en transmisión [28].

permita elegir un subconjunto de usuarios $\mathcal{S}$ que satisfaga la condición $|\mathcal{S}| \leq M_t$, donde $|\cdot|$ hace referencia al cardinal (i.e., el número de elementos) del subconjunto en cuestión. En esta sección nos concentramos en presentar los conceptos relacionados con los esquemas de precodificación lineal en transmisión; por esto, supondremos que el subconjunto de usuarios fue seleccionado de forma apropiada en aquellas situaciones en donde $K > M_t$. Posteriormente, los conceptos relacionados con los algoritmos de selección de usuarios en sistemas MU-MIMO con $K > M_t$ serán discutido con un mayor lujo de detalles en la Sección 2.5.2.

En la Fig. 2.16 se puede apreciar el diagrama en bloques del DL de un sistema de comunicación con MIMO que aplica precodificación lineal ZFBF con selección de usuarios en transmisión. En este ejemplo ilustrativo, el diagramador se encarga de seleccionar el subconjunto de usuarios $\mathcal{S} \subseteq \{1, \ldots, K\}$ (con $|\mathcal{S}| \leq M_t$) a los cuales se les enviará información en la instancia de transmisión bajo análisis. Sea $\mathbf{H}(\mathcal{S})$ ($\mathbf{W}(\mathcal{S})$) la submatriz correspondiente de $\mathbf{H} = \left[\mathbf{h}_1{}^T \cdots \mathbf{h}_k{}^T\right]^T$ ($\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1 \cdots \mathbf{w}_k]$) cuando sólo se conservan las filas (columnas) cuyos índices coinciden con los elementos del subconjunto $\mathcal{S}$. Una forma sencilla de determinar $\mathbf{W}(\mathcal{S})$ para satisfacer la condición de interferencia nula entre usuarios es aplicar la operación pseudo-inversa de Penrose-Moore, i.e.,

$$\mathbf{W}(\mathcal{S}) = \mathbf{H}(\mathcal{S})^{\dagger} = \mathbf{H}(\mathcal{S})^H \cdot \left[\mathbf{H}(\mathcal{S}) \cdot \mathbf{H}(\mathcal{S})^H\right]^{-1}. \tag{2.32}$$

Combinando estos conceptos con (2.30)-(2.31), la tasa de transmisión suma que se puede alcanzar con ZFBF cuando se diagraman los usuarios contenidos en el subconjunto $\mathcal{S}$ viene dada por la siguiente expresión:

$$R_{\text{zfbf}}(\mathcal{S}) = \max_{p_k : \sum_{k\in\mathcal{S}} p_k \, \gamma_k{}^{-1} \leq P_t} \sum_{k\in\mathcal{S}} \log_2(1 + p_k), \tag{2.33}$$

donde

$$\gamma_k = \frac{1}{\|\mathbf{w}_k\|^2} = \frac{1}{\left\{\left[\mathbf{H}(\mathcal{S}) \cdot \mathbf{H}(\mathcal{S})^H\right]^{-1}\right\}_{k,k}} \tag{2.34}$$

se puede interpretar como la ganancia de canal efectiva correspondiente al k-ésimo usuario en recepción. Notar que en la ecuación (2.34), $\{\mathbf{A}\}_{i,j}$ representa el elemento en la posición (i,j) de la matriz $\mathbf{A}$. Los factores de potencia óptimos $\left\{p_k\right\}$ (con $k \in \mathcal{S}$) de la ecuación (2.33) se deben determinar aplicando el método de *llenado de agua* (waterfilling) en transmisión, i.e.,

$$p_k = \left(\mu\gamma_k - 1\right)^+, \tag{2.35}$$

donde $(x)^+ = \text{máx}\left\{x, 0\right\}$, mientras que el nivel de waterfilling μ se debe seleccionar para satisfacer la relación

$$\sum_{k\in\mathcal{S}} \left(\mu - \frac{1}{\gamma_k}\right)^+ = P_t. \tag{2.36}$$

En base a todo este desarrollo, la tasa de transmisión suma máxima que se puede alcanzar con ZFBF (aplicando una búsqueda exhaustiva en $\mathcal{S}$) viene dada por la siguiente expresión:

$$R_{\text{zfbf}} = \max_{\mathcal{S}\subseteq\{1,\ldots,K\}:|\mathcal{S}|\leq M_t} R_{\text{zfbf}}(\mathcal{S}). \tag{2.37}$$

2.4. Tipos de Información de Estado del Canal

Un concepto relevante a la hora de diseñar estrategias de transmisión para canales de comunicación inalámbricos lo constituye la posibilidad de contar con algún tipo de CSIT. El alcance de este concepto se vuelve muy importante en presencia de sistemas MU-MIMO, donde la ausencia de CSIT genera una pérdida total de grados de libertad en transmisión [25] (a diferencia de lo que ocurre en un sistema SU-MIMO o un sistema MU-MIMO con TDMA). Todo BC con MIMO que no disponga de CSIT es un canal degradado (independientemente de la presencia o ausencia de CSIR). Por esto, se demuestra que la tasa de transmisión alcanzable a partir del empleo de mecanismos de precodificación multiusuario es idéntica a la que se consigue con diagramación TDMA (por supuesto, si el número de antenas en recepción es idéntico para todos los usuarios). En otras palabras, la capacidad suma de un canal MU-MIMO sin CSIT es la misma que la capacidad que se consigue en presencia de un único usuario (i.e., SU-MIMO), por lo que no se puede explotar ningún tipo de diversidad multiusuario en esta circunstancia.

2.4.1. Información de Estado del Canal en Transmisión

Las diferencias de desempeño más significativas entre un sistema MU-MIMO y un sistema SU-MIMO surgen cuando se abastece al transmisor con algún tipo de CSIT. La mayor parte de los trabajos de investigación suponen que las MSs disponen de CSIR ideal; sin embargo, a la hora de estudiar el comportamiento de la CSIT, se suelen analizar tres casos de estudio distintos, a saber:

1. Ausencia total de CSIT (i.e., sin CSIT),
2. Presencia de CSIT en forma parcial (i.e., CSIT estadística y CSIT cuantizada), o bien
3. Presencia de CSIT en forma completa.

Considerar que las MSs disponen de CSIR completa es una hipótesis de trabajo bastante razonable para el DL de un sistema de comunicación inalámbrico, donde las técnicas de estimación de canal basadas en secuencias de entrenamiento se pueden implementar de manera eficiente a partir del empleo de señales pilotos comunes que se irradian (hacia todos los usuarios activos del sistema) desde cada uno de los elementos de antena de la BS. Los mecanismos de adquisición de CSIT se basan siempre en mediciones de canal que se llevan a cabo en recepción, las cuales deben ser informadas al transmisor a través de mecanismos de señalización adecuados.

En un sistema con Dúplex por División en Tiempo (TDD), el transmisor explota el concepto de reciprocidad del canal inalámbrico, siempre y cuando el tiempo de coherencia del canal sea mucho mayor que el intervalo de transmisión del sistema. En un sistema con FDD, como contrapartida, se deben implementar mecanismos de señalización que posibiliten transportar la CSI que estiman los receptores hacia el transmisor. El caudal de información de retroalimentación que se debe reportar aumenta considerablemente en sistemas de comunicación diseñados para medios inalámbricos con alta movilidad (e.g., 3GPP/3GPP2, WiMAX, entre otros). De igual modo, el volumen de información de retroalimentación se incrementa en presencia de sistemas de comunicación de *banda ancha* (wideband), donde el comportamiento selectivo en frecuencia del medio inalámbrico hace necesario estimar la CSIT en varias porciones espectrales (cuyo tamaño es proporcional al ancho de banda de coherencia del canal).

2.4.2. Capacidad Asintótica de un BC con MIMO

El rol fundamental de la CSIT en un sistema MU-MIMO se puede identificar fácilmente analizando el comportamiento asintótico de la capacidad de canal en presencia de los distintos tipos de CSIT posibles. La ventaja de desplegar arreglos de antenas en un medio inalámbrico multiusuario queda en evidencia cuando se analizan las leyes de crecimiento de la tasa de transmisión suma alcanzable, cuando la potencia de transmisión (i.e., P_t) y el número de usuarios activos (i.e., K) aumentan en forma marginal.

2.4.2.1. Leyes de Crecimiento en Presencia de CSIT Completa

En esta parte se analizan las leyes de crecimiento asintóticas de la capacidad suma de un BC con MIMO (i.e., C_{sum}) cuando la BS conoce de forma perfecta la matriz de canal $\mathbf{H}_k$ correspondiente a todos los usuarios activos del sistema.

2.4.2.1.1. Régimen de Trabajo con Alta Potencia de Transmisión

La ley de crecimiento de la capacidad suma de un BC con MIMO (CSIT completa) a medida que la potencia de transmisión P_t tiende a infinito viene dada por:

$$\lim_{P_t \to \infty} \frac{C_{\text{sum}}}{\log_e P_t} = \text{mín}\left\{M_t, \text{máx}(M_r, K)\right\}, \tag{2.38}$$

donde la cantidad de usuarios activos K, el número de antenas en transmisión M_t y el número de antenas en recepción para todos los usuarios M_r son valores constantes (finitos) [60]. De acuerdo a esta relación, la capacidad del BC con MIMO exhibe un crecimiento lineal con M_t cuando la SNR del sistema es alta. Además, el valor de M_r no tiene influencia significativa en la capacidad suma del BC con MIMO, siempre y cuando se verifique que $K > M_t$ (una hipótesis de trabajo bastante ajustada a la realidad que se encuentra en la mayoría de los sistemas de comunicación inalámbricos contemporáneos).

2.4.2.1.2. Régimen de Trabajo con Gran Número de Usuarios

La ley de crecimiento de la capacidad suma de un BC con MIMO (CSIT completa) a medida que la cantidad de usuarios activos del sistema K tiende a infinito viene dada por la siguiente expresión:

$$\lim_{K \to \infty} \frac{C_{\text{sum}}}{\log_e \log_e (K\, M_r)} = M_t, \tag{2.39}$$

donde la potencia de transmisión P_t, el número de antenas en transmisión M_t y el número de antenas en recepción para todos los usuarios M_r son valores constantes (finitos) [60]. De acuerdo a esta relación, el sistema puede conseguir una ganancia por SM de orden M_t en presencia de CSIT completa, la cual se capitaliza en la práctica enviando información en forma simultánea a M_t usuarios convenientemente seleccionados. Como cada usuario individual experimenta en recepción M_r procesos de desvanecimiento independientes, existen $K \times M_r$ grados de libertad que se pueden explotar en este medio. A esta ganancia extra se la conoce con el nombre de ganancia por MUD, la cual se ve reflejada en el factor $\log_e \log_e (K\, M_r)$ de la ecuación (2.39).

A modo de comparación, se analiza el comportamiento de la tasa de transmisión suma máxima que se puede alcanzar en un BC con MIMO (CSIT completa) cuando se aplica TDMA. En esta circunstancia, cuando la BS selecciona en cada instante al usuario con mejor calidad de canal, la ley de crecimiento de R_{tdma} a medida que K tiende a infinito viene dada por la relación

$$\lim_{K \to \infty} \frac{R_{\text{tdma}}}{\text{mín}(M_t, M_r)\, \log_e \log_e (K)} = 1, \tag{2.40}$$

donde una vez más P_t, M_t y M_r son valores constantes (finitos) [60]. Al comparar las expresiones (2.39) con (2.40) para $M_r = 1$ queda en evidencia la ganancia por SM disponible en un BC con MIMO, la cual se puede alcanzar transmitiendo simultáneamente M_t corrientes de información independientes a M_t usuarios separables espacialmente. Vale la pena destacar que,

esta ganancia se consigue sin necesidad de incrementar la potencia de transmisión u ocupar un mayor ancho de banda espectral en el sistema.

2.4.2.2. Leyes de Crecimiento en Ausencia de CSIT

En ausencia de CSIT no se puede conseguir ganancia por SM, porque la BS se ve imposibilitada de conocer cuáles son las direcciones espaciales en las cuales conviene concentrar la energía electromagnética irradiada en el extremo transmisor.

2.4.2.2.1. Régimen de Trabajo con Alta Potencia de Transmisión

La ley de crecimiento de la capacidad suma de un BC con MIMO (sin CSIT) a medida que la potencia de transmisión P_t tiende a infinito viene dada por

$$\lim_{P_t \to \infty} \frac{C_{\text{sum}}}{\log_e P_t} = \text{mín}(M_t, M_r), \tag{2.41}$$

donde la cantidad de usuarios activos K, el número de antenas en transmisión M_t y el número de antenas en recepción para todos los usuarios M_r son valores constantes (finitos). En base a este análisis se puede observar que, la capacidad suma del BC con MIMO (sin CSIT) a alta SNR es idéntica a la que se consigue en un sistema SU-MIMO. En otras palabras, el empleo de TDMA como esquema de transmisión constituye la estrategia óptima que se puede seleccionar en esta circunstancia.

2.4.2.2.2. Régimen de Trabajo con Gran Número de Usuarios

La ley de crecimiento de la capacidad suma de un BC con MIMO (sin CSIT) a medida que la cantidad de usuarios activos del sistema K tiende a infinito viene dada por la siguiente expresión:

$$\lim_{K \to \infty} \frac{C_{\text{sum}}}{\log_e \log_e (K\, M_r)} = 0, \tag{2.42}$$

donde la potencia de transmisión P_t, el número de antenas en transmisión M_t y el número de antenas en recepción para todos los usuarios M_r son valores constantes (finitos). A diferencia de la relación (2.39), no hay ganancia por MUD en esta circunstancia, porque el transmisor no dispone de CSIT alguna para emplear en el proceso de selección de usuarios en transmisión.

2.4.2.3. Guías de Diseño basadas en Conceptos de Teoría de la Información

Las leyes de crecimiento que se presentan en esta parte de la Tesis permiten destacar una serie de conceptos importantes que diferencian las pautas de diseño de los sistemas MU-MIMO de las pautas propias de los sistemas SU-MIMO convencionales. Un resumen de las conclusiones resultantes de este análisis se pueden apreciar a continuación:

- Las leyes de crecimiento de la capacidad suma de un BC con MIMO destacan la conveniencia de servir simultáneamente varios usuarios en modalidad SDMA, seleccionando de forma apropiada la matriz de precodificación en el extremo transmisor. A pesar de que la ganancia por SM se encuentra limitada por el número de antenas en transmisión (i.e., M_t), la cantidad de usuarios que se pueden servir en forma simultánea en este escenario es en principio arbitraria. Determinar cuál es el número más eficiente de usuarios a diagramar en cada instante de tiempo (con una potencia de transmisión no-nula) es uno de los problemas de diseño principales que se abordan en la presente Tesis.

- A diferencia de los escenarios SU-MIMO, en un sistema MU-MIMO se pueden multiplexar espacialmente varias corrientes de bits aun cuando las MSs disponen de una única antena en recepción (i.e., cuando $M_r = 1$). Gracias a este comportamiento se consigue incrementar la tasa de transmisión suma del sistema MU-MIMO, sin que esto implique un mayor costo inherente al diseño de equipos móviles portátiles que incorporen múltiples elementos de antenas en recepción. El despliegue de arreglos de antena en recepción en esta circunstancia se puede ver como una funcionalidad adicional del sistema, con el objeto de proveer una ganancia de diversidad en recepción extra, permitir cancelar interferencia mutua adicional en recepción, o bien habilitar la posibilidad de multiplexar varias corrientes de bits simultáneas destinadas a un único usuario móvil (reduciendo el número total de usuarios que se sirven a nivel de sistema).

- La ganancia por SM de orden M_t en un BC con MIMO sólo se puede alcanzar cuando CSIT tiene buena resolución (i.e., cuando la CSIT se conoce de manera precisa en la BS). En ausencia de CSIT, la implementación de estrategias de SM no es viable (i.e., la BS no puede determinar cuáles son las direcciones espaciales en las cuales se debe concentrar la energía electromagnética irradiada); en consecuencia, la ganancia de capacidad por SM en esta situación es unitaria. Esta tendencia es muy diferente a la que tiene lugar en sistemas SU-MIMO, donde el comportamiento asintótico de la capacidad suma no es sensible a la presencia de CSIT completa.

2.4.3. Información de Estado del Canal Parcial

Suponer que un sistema MU-MIMO cuenta con CSIT perfecta constituye una hipótesis de trabajo muy poco representativa en la mayoría de los sistemas de comunicación prácticos. Además, la capacidad suma de un BC con MIMO varía considerablemente cuando se pasa de un escenario con CSIT perfecta a un escenario sin CSIT alguna. Por este motivo, tomó gran impulso en los últimos años el estudio del comportamiento de un canal de este tipo cuando el caudal de CSIT se encuentra entre medio de ambas situaciones extremas: es decir, el análisis de capacidad en un BC con MIMO en presencia de CSIT parcial.

El término CSIT parcial, también conocido como *información de retroalimentación limitada*, hace referencia a cualquier forma posible de CSI que se reporte en forma incompleta desde las MSs hacia la BS del sistema. Bajo el término CSIT parcial se engloban los siguientes conceptos:

- Reportes de Información de Calidad del Canal (CQI) escalares cuantizados, a partir de estimaciones de la magnitud del canal que perciben las MSs en recepción (e.g., norma de canal o SINR),
- Reportes de Información de Dirección del Canal (CDI) vectoriales cuantizados, a partir de estimaciones del vector de estado de canal que experimentan las MSs en recepción, o bien
- Estadísticas del vector de estado de canal estimado en recepción.

Los esquemas de transmisión no-lineales basados en DPC son muy sensibles a los errores de estimación del estado de canal en el transmisor, hecho que los transforma en una alternativa poco práctica a la hora de implementarlos en sistemas MU-MIMO con CSIT limitada. En cambio, la alternativa de diseño subóptima basada en combinar ZFBF con un algoritmo de diagramación inteligente en transmisión se ve menos afectada por las imperfecciones de la CSIT. Sin embargo, el caudal de información de retroalimentación disponible en esta circunstancia es crítico para mantener bajo control la interferencia mutua que se genera en recepción (por implementar una estrategia SDMA en presencia de CSIT parcial) [28].

Varias publicaciones recientes estudiaron el efecto de la CSIT parcial en el nivel de desempeño alcanzable en un BC con MIMO. Por ejemplo, cuando la CSIT parcial de un sistema MU-MIMO está compuesta por reportes de CQI escalares, se demuestra que la ley de crecimiento óptima de la capacidad suma de este canal (i.e., $M_t \log_e \log_e K$) se puede seguir alcanzando cuando $M_r = 1$ (para todos los usuarios) a medida que $K \to \infty$ [61]. Otros trabajos observaron que, varios esquemas de transmisión basados en CSIT parcial presentan un desempeño próximo a la capacidad suma del BC con MIMO (alcanzable empleando DPC) en algunos regímenes asintóticos específicos. Sin embargo, vale la pena destacar que todos los escenarios de trabajos que emplean CSIT parcial se vuelven dominados por interferencia en regímenes de alta SNR, porque la interferencia mutua que se genera entre usuarios (en recepción) aumenta de forma directa con el incremento de la potencia de transmisión. Por este motivo, todos los esquemas de transmisión multiusuario que se emplean en canales MU-MIMO con CSIT parcial poseen inevitablemente un límite superior de desempeño para altos regímenes de potencia (i.e., no pueden conseguir una ganancia por SM de forma completa).

De todos modos, no es correcto argumentar que el empleo de información de retroalimentación limitada en un BC con MIMO conduce inexorablemente a un colapso en la ganancia por SM disponible en el sistema. Por ejemplo, esta pérdida de desempeño en términos de SM se

puede mantener bajo control utilizando un número variable (pero finito) de tasas de transmisión, según las conveniencias del régimen de trabajo que se está utilizando. En este contexto, el autor de [62] demuestró que el caudal de información de retroalimentación necesario para alcanzar una ganancia por SM completa en un canal de este tipo se debe incrementar de forma (aproximadamente) lineal con el número de antenas en transmisión (i.e., M_t) y la potencia de transmisión (i.e., P_t), esta última medida en decibles. Vale la pena destacar que, la propuesta de novedosos esquemas de transmisión multiusuario para BCs con MIMO en presencia de CSIT parcial (con distintos niveles de precisión) es el eje de discusión de la presente Tesis doctoral.

2.4.3.1. Esquemas de Señalización Basados en CSIT Estadística

Los esquemas de señalización basados en reportar únicamente las estadísticas de la CSIT son alternativas de diseño que permiten mantener bien acotado el caudal de información de retroalimentación que se debe transportar. Las estadísticas de segundo orden del canal varían de una forma mucho más lenta que los valores específicos que adoptan los vectores de estado de canal instantáneos en sí. Aprovechando este comportamiento, se puede conseguir reducir considerablemente el caudal de información de retroalimentación a la hora de implementar un esquema de señalización explícito de este tipo. Los mecanismos de adquisición de CSIT estadística se pueden también implementar de forma implícita promediando las mediciones de CSIR del UL, para posteriormente hacer uso de la propiedad de reciprocidad estadística de estos parámetros entre ambos canales (i.e., entre el UL y el DL).

Existen en la literatura dos modelos comunes de señalización de CSIT estadística, a saber:

- *Información del valor Medio del Canal (CMI)*: Hace referencia al escenario de trabajo donde sólo se conoce el valor medio de la distribución de las ganancias de canal en transmisión. En este caso, no hay información relativa a la matriz de covariancia del canal (generalmente, se supone que los procesos de desvanecimiento son blancos).
- *Información de Covariancia del Canal (CCI)*: Hace referencia al escenario de trabajo donde el valor medio de las distribuciones de ganancia de canal se suponen nulos (e.g., porque el proceso de desvanecimiento varía rápidamente), mientras que la información correspondiente a la geometría relativa del canal (basada en los distintos trayectos de propagación del medio) se conoce en transmisión a partir de la matriz de covariancia de canal (espacial) que se reporta desde cada MS activa del sistema.

Los mecanismos de adquisición de CSIT parcial basados en la información de covariancia del canal se pueden aplicar tanto en sistemas con TDD como con FDD. A diferencia de la reciprocidad determinística (que sólo existe en sistemas con TDD), las estadísticas de canal del UL y DL tiene una alta correlación aun en sistemas con FDD. En este contexto, la diferencia

que existe entre las distintas bandas de frecuencias de ambos canales se puede corregir a partir del empleo de una matriz de calibración de frecuencias en transmisión. El empleo de la CSIT estadística (i.e., información a largo plazo con alta precisión) se puede combinar con el uso de reportes de CQI instantáneos (i.e., información a corto plazo con baja tasa de datos) para incrementar la tasa de transmisión alcanzable a nivel de sistema, seleccionando en cada momento a un conjunto de usuarios compatibles espacialmente con altas ganancias de canal individuales.

2.4.3.2. Esquemas de Señalización Basados en CSIT Cuantizada

La primera alternativa natural que surge a la hora de comprimir el caudal de datos de una fuente de información es emplear cuantización. En un BC con MIMO, la fuente de información viene representada por los elementos que constituyen al vector de estado de canal en recepción (o equivalentemente, los vectores de precodificación óptimos que se deben aplicar en transmisión). El caudal de CSIT parcial depende, entre otros factores, de la frecuencia con que se actualiza esta información (suele ser una fracción del tiempo de coherencia del canal), el número de parámetros que se necesita reportar y la resolución con que se desea conocer esta información limitada. De todos modos, la mayor parte de los trabajos publicados en la literatura se concentran en proponer técnicas para reducir el número de parámetros a reportar y/o minimizar la cantidad de bits de resolución que se deben emplear en su discretización.

Existen varios enfoques de diseño que se pueden aplicar a la hora de construir los mecanismos de señalización de información para un sistema SU-MIMO. Un alternativa de diseño tradicional se concentraría en discretizar directamente los coeficientes del vector de estado de canal que experimentan los usuarios en recepción. No obstante, un enfoque de diseño alternativo consiste en aplicar el proceso de cuantización al estado (óptimo) del precodificador MIMO, el cual se puede estimar en forma perfecta en recepción para su posterior señalización hacia el transmisor. A este concepto se lo referencia en la literatura con el nombre de *precodificación con información de retroalimentación limitada* (limited feedback precoding); el mismo fue propuesto por primera vez por Love *et al.* en [63]. Lamentablemente, extender este concepto a un sistema MU-MIMO no es una tarea sencilla ya que, en esta circunstancia, el precodificador óptimo en transmisión depende también de los estados de canal que experimentan los usuarios restantes del sistema (que también participan de la comunicación). Para mantener bajo control este problema, se puede recurrir al empleo de una estructura de precodificación con determinadas propiedades específica (e.g., ZFBF), posibilitando de este modo reducir considerablemente el caudal de información de retroalimentación que se debe reportar en esta circunstancia.

2.4.3.2.1. Esquemas de Señalización de Información de Dirección del Canal

Los modelos de retroalimentación de información con tasa limitada fueron propuestos originalmente para sistemas SU-MIMO [63, 64, 65, 66], extendiéndose posteriormente a sistemas

MU-MIMO [62, 67]. En todas estas circunstancias, los modelos de señalización con tasa limitada están estrechamente relacionados con el empleo de Cuantización Vectorial (VQ), donde los usuarios pueden reportar (idealmente) hasta $N_D = 2^{N_{cd}}$ identificaciones de canal posibles, a través de un canal reverso con ancho de banda limitado a N_{cd} bits de información por usuario (en cada instancia de transmisión). Este enfoque equivale a particionar el espacio vectorial del canal en N_D regiones de cuantización diferentes (que no se traslapen entre sí), donde cada una de estas regiones se identifican de manera unívoca a partir de una palabra código diferente. En resumen, el objetivo de la CSIT parcial dentro de un modelo de retroalimentación de información con tasa limitada es informarle a la BS la región de cuantización donde se encuentra el vector de canal instantáneo que observa cada MS en recepción.

En un esquema de cuantización de este tipo, cada MS k comparte con la BS un *diccionario* o *conjunto de cuantización* (quantization codebook) $\mathcal{C}_k = \{\mathbf{c}_{k,1}, \ldots, \mathbf{c}_{k,N_D}\}$, donde $\mathbf{c}_{k,l} \in \mathbb{C}^{1\times M_t}$ para todo $k = 1, \ldots, K$ y $l = 1, \ldots, N_D$. Por cada ranura de tiempo del mecanismo de señalización, cada MS k debe determinar cuál es la palabra código del conjunto de cuantización $\mathcal{C}_k$ que mejor representa el vector de canal $\mathbf{h}_k$ que está observando (i.e., la palabra código que optimiza alguna función de costo determinada). En escenarios donde la BS utiliza la CSIT cuantizada para construir los haces de transmisión en el DL, el receptor selecciona aquella palabra código que minimiza el ángulo mutuo entre vectores (o equivalentemente, que maximiza el producto interno entre vectores), i.e.,

$$\widehat{\mathbf{h}}_k = \mathbf{c}_{k,n} = \arg \max_{\mathbf{c}_{k,l}\in\mathcal{C}_k} \cos^2 \left\{\angle(\widetilde{\mathbf{h}}_k, \mathbf{c}_{k,l})\right\} = \arg \max_{\mathbf{c}_{k,l}\in\mathcal{C}_k} \left|\widetilde{\mathbf{h}}_k \cdot {\mathbf{c}_{k,l}}^H\right|^2, \tag{2.43}$$

donde $\widetilde{\mathbf{h}}_k = \frac{\mathbf{h}_k}{\|\mathbf{h}_k\|}$ hace referencia a la CDI, mientras que $\widehat{\mathbf{h}}_k$ corresponde al vector de cuantización que elige el k-ésimo usuario para identificar el estado de canal que experimenta en recepción.

Una vez finalizado el proceso de cuantización en este modelo de señalización, cada MS debe informar a la BS cuál es el índice n que identifica a la palabra código seleccionada, utilizando para tal propósito $\lceil \log_2(N_D) \rceil$ bits. Un supuesto bastante común en trabajos de investigación dentro de este área es considerar que, la información de retroalimentación se transporta (entre las MSs y la BS) de forma instantánea y libre de errores. En situaciones prácticas, el transporte libre de errores de esta información se puede alcanzar empleando potentes esquemas de codificación para el control de errores en el enlace reverso. No obstante, suponer un retardo nulo en el canal de retroalimentación sólo es una hipótesis de trabajo próxima a la realidad en aquellos sistemas donde las latencias que se introducen durante el procesamiento y transporte de esta información son pequeñas (en comparación con el tiempo de coherencia del canal). De hecho, considerar que el retardo de retroalimentación es nulo es un supuesto que puede conducir a resultados no del todo apropiados en canales inalámbricos móviles con alta dinámica (e.g., velocidad de desplazamiento en el rango de los 30-50 km/h o superiores), o equivalentemente, con valores de dispersión Doppler altos (ver Sección 2.1.5.1).

2.4.3.2.2. Diseño Esquemas de Cuantización de Información de Dirección del Canal

El desempeño de un sistema de comunicación que aplica precodificación en transmisión con CSIT parcial depende mucho de la estructura y el criterio que se utilizó para diseñar el esquema de cuantización de los vectores de canal en recepción. Este problema de cuantización presenta varias similitudes con los problemas de codificación fuente clásicos, ya que el vector de canal $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{1\times M_t}$ se puede representar a partir de un vector con coeficientes reales de dimensión $2\times M_t$. En esta circunstancia, el diseño del conjunto de cuantización es equivalente a determinar cuál es el esquema de cuantización óptimo (i.e., el diccionario de codificación y sus correspondientes regiones de cuantización) que se debe emplear para describir la fuente de información aleatoria $\mathbf{s}_k \in \mathbb{R}^{2\times M_t}$ a partir de una de las entradas $\widehat{\mathbf{s}}_l \in \mathbb{R}^{2\times M_t}$ del conjunto de cuantización. Vale la pena destacar que, el esquema de cuantización se debe diseñar para minimizar la distorsión entre la información fuente y su representación cuantizada. No obstante, existen una serie de diferencias claves entre un diseño de codificación fuente clásico y un diseño de cuantización de CSI (para un sistema MIMO con información de retroalimentación limitada) que no se deben pasar por alto.

En un sistema MIMO punto-a-punto (i.e., SU-MIMO), el problema de diseño del esquema de cuantización óptimo está explícitamente relacionado con el *problema de empaque de líneas de Grassman* (Grassmannian line packing problem) [68], ya que cada palabra código del diccionario de codificación se puede interpretar como las coordenadas de un punto de la superficie de una hiper-esfera centrada en el origen de radio unitario. Cada uno de estos punto en la superficie de la hiper-esfera define una línea recta que pasa a través del origen en el espacio complejo $\mathbb{C}^{M_t}$. El producto punto que se presenta en (2.43) está directamente relacionado con la longitud de la cuerda que se genera entre las líneas representativas de los vectores $\mathbf{c}_{k,n}$ y $\widetilde{\mathbf{h}}_k$, i.e.,

$$d_{\text{chord}}(\widetilde{\mathbf{h}}_k, \mathbf{c}_{k,l}) = \sqrt{1 - \left|\widetilde{\mathbf{h}}_k \cdot {\mathbf{c}_{k,l}}^H\right|^2} = \sin\left\{\angle(\widetilde{\mathbf{h}}_k, \mathbf{c}_{k,l})\right\}. \tag{2.44}$$

En esta Tesis, la *distancia cordal* (chordal distance) que se presenta en (2.44) se emplea como criterio de selección (i.e., métrica de distorsión) a la hora de llevar a cabo la cuantización. Vale la pena destacar que, la cuantización directa del vector de canal sin normalización (i.e., $\mathbf{h}_k$) utilizando a la distancia euclidiana entre vectores como métrica de selección posibilitaría mejorar el desempeño del esquema. Sin embargo, en la mayoría de las situaciones prácticas, la BS utiliza generalmente la CSIT parcial disponible para implementar mecanismos de conformación de haz en transmisión. Por esto, cuantificar directamente el vector de canal sin normalización se puede interpretar como una operación redundante, ya que la BS sólo necesita contar con el vector de canal normalizado (i.e., $\widetilde{\mathbf{h}}_k$) que representa la CDI del usuario para conformar convenientemente los haces de energía electromagnética en transmisión. Por esto, suele ser conveniente que el esquema de cuantización trabaje directamente con la CDI, empleando la distancia cordal d_{chord} como métrica de decisión en esta circunstancia.

Otra diferencia importante entre la cuantización de CSI para MIMO y la codificación fuente clásica es que, los valores que toman los elementos del vector de canal (sin normalizar) y la variable que se desea cuantizar se pueden ubicar en espacios vectoriales diferentes (pudiendo incluso poseer distintas dimensiones). Por ejemplo, se considera generalmente que el vector de canal normalizado (i.e., $\widetilde{\mathbf{h}}_k$) yace en la hiper-esfera de radio unitario (i.e., posee norma unitaria y es inmune a rotaciones de fases arbitrarias $e^{j\theta}$), mientras que el vector de canal sin normalización (i.e., $\mathbf{h}_k$) se puede ubicar en cualquier punto del espacio vectorial $\mathbb{C}^{M_t}$.

La metodología que se debe emplear en el diseño de un esquema de cuantización óptimo para un sistema MIMO con información de retroalimentación limitada es un problema que no posee solución definitiva al día de la fecha, ya que estos esquemas son muy difíciles de obtener y analizar en la práctica. Por esto, a la hora de abordar esta problemática de diseño, se debe recurrir forzosamente a la propuesta de esquemas de cuantización basados en métodos heurísticos, o bien a la propuestas de esquemas de cuantización aproximados con índices de desempeño subóptimos. La complejidad de este problema se debe al gran número de parámetros del sistema que se deben tener en cuenta a la hora de diseñar el esquema de cuantización de la CSI; entre estos parámetros de diseño se incluyen las propiedades y las estadísticas del canal inalámbrico, la configuración de los elementos que componen al arreglo de antenas y el índice de correlación entre los mismos, entre otros. Además, un esquema de codificación sólo se puede considerar óptimo para una métrica de distorsión específica.

Aparte de las distancias cordales y euclidianas, existen otras métricas de distorsión más generales fuera de la familia de funciones Error Cuadrático Medio (MSE), las cuales se pueden emplear para analizar el desempeño de esquemas de cuantización de CSI para sistemas MIMO con información de retroalimentación limitada (e.g., valor medio de la SINR en recepción, pérdida de información mutua entre transmisor-receptor, entre otras). No obstante, una regla general para el diseño de esquemas de cuantización de CSI eficientes es la siguiente: sea un modelo de desvanecimiento donde las ganancias de canal son RVs i.i.d. con distribución Gaussiana compleja estándar (i.e., $h_{k,m} \sim \mathcal{CN}(0,1)$ para todo $k = 1, \ldots, K$ y $m = 1, \ldots, M_t$); en esta circunstancia, el vector con las componentes de dirección del canal (i.e., $\widetilde{\mathbf{h}}_k$) posee una distribución uniforme a lo largo de la superficie de la hiper-esfera unitaria de dimensión M_t, i.e.,

$$\widetilde{\mathbf{h}}_k \sim \mathbf{U}(\mathcal{V}_{M_t}) \qquad \mathcal{V}_{M_t} = \left\{ \mathbf{v} \in \mathbb{C}^{M_t} : \|\mathbf{v}\| = 1 \right\}, \tag{2.45}$$

donde además se verifica que $\widetilde{\mathbf{h}}_k$ es independiente de la magnitud escalar del canal (i.e., $\|\mathbf{h}_k\|$). Un esquema de cuantización de CSI eficiente debe verificar en forma simultánea las siguientes condiciones, a saber:

- *Condición de Vecindario más Cercano (NNC)*: Para el conjunto de palabras código válidas correspondientes al k-ésimo usuario, i.e., $\left\{ \mathbf{c}_{k,l} \right\}$ con $l = 1, \ldots, N_D$, la celda de partición

óptima $\mathcal{H}_{k,l}$ (o región de Voronoi) para la l-ésima palabra código (i.e., $\mathbf{c}_{k,l}$) debe satisfacer la relación

$$\mathcal{H}_{k,l} = \left\{ \widetilde{\mathbf{h}}_k \in \mathcal{V}_{M_t} : \left| \widetilde{\mathbf{h}}_k \cdot {\mathbf{c}_{k,l}}^H \right| \geq \left| \widetilde{\mathbf{h}}_k \cdot {\mathbf{c}_{k,m}}^H \right| \right\} \quad l, m = 1, \ldots, N_D; l \neq m. \tag{2.46}$$

- *Condición de Centroide (CC)*: Para las regiones de Voronoi del k-ésimo usuario, i.e., $\left\{\mathcal{H}_{k,l}\right\}$ con $l = 1, \ldots, N_D$, la palabra código óptima debe satisfacer la relación

$$\mathbf{c}_{k,l} = \arg \max_{\mathbf{c} \in \mathcal{H}_{k,l}} \mathbb{E} \left\{ \left| \widetilde{\mathbf{h}}_k \cdot \mathbf{c}^H \right|^2 \middle| \widetilde{\mathbf{h}}_k \in \mathcal{H}_{k,l} \right\} \qquad l = 1, \ldots, N_D. \tag{2.47}$$

A la hora de modelar el comportamiento de la CDI cuantizada en un sistema MU-MIMO, se suele recurrir al empleo de estructuras de cuantización sencillas. Este enfoque se encuentra motivado principalmente por la imposibilidad de extender la metodología de diseño basada en el *problema de empaque de líneas de Grassman* desde un sistema SU-MIMO a un sistema BC con MIMO (al menos hasta el día de la fecha). A continuación, se introducen brevemente los dos esquemas de cuantización que más se utilizan en la bibliografía con este propósito:

1. Cuantización Vectorial Aleatoria (RVQ) [69, 70] y
2. Cuantización Vectorial por Celdas Aproximadas (ACVQ) [66].

2.4.3.2.3. Cuantización Vectorial Aleatoria (Límite Inferior de Desempeño)

El empleo de RVQ fue propuesto originalmente para optimizar la signatura o firma (i.e., el código de dirección) de un sistema de comunicación con Acceso Múltiple por División en Códigos (CDMA) que dispone de un caudal de información de retroalimentación restringido [71]. Posteriormente, su uso se extendió al diseño de esquemas de cuantización de CSI para sistemas de comunicación SU-MIMO con información de retroalimentación limitada [70]. En este esquema de cuantización, las N_D palabras código que componen al diccionario de cuantización se obtienen a partir de sendos ensayos independientes de un experimento aleatorio con distribución isotrópica sobre la superficie de la hiper-esfera unitaria de dimensión M_t.

El modelo estadístico que caracteriza el comportamiento del error de cuantización (i.e., $\sin^2 \theta_k$) en presencia de RVQ se puede obtener a partir del comportamiento estadístico de la proyección $\cos^2 \theta_k = \left| \widehat{\mathbf{h}}_k \cdot \widetilde{\mathbf{h}}_k^H \right|^2$, cuya Función de Distribución de probabilidad Acumulativa (CDF) viene dada por la siguiente expresión:

$$F_{\cos^2 \theta_k}(x) = \left[1 - (1 - x)^{M_t - 1} \right]^{N_D} \qquad 0 \leq x \leq 1, \tag{2.48}$$

donde $\theta_k = \angle(\widehat{\mathbf{h}}_k, \widetilde{\mathbf{h}}_k)$ representa al ángulo que se configura entre el vector de la dirección de canal (i.e., $\widetilde{\mathbf{h}}_k$) y la palabra código seleccionada para representarlo (i.e., $\widehat{\mathbf{h}}_k$) [69, 62].

Notar que la técnica de RVQ provee un límite inferior de desempeño para cualquier esquema de VQ determinístico que se diseñe de manera racional (i.e., con criterio). De forma intuitiva, cualquier mecanismo de VQ determinístico deberá experimentar un comportamiento superior o igual al que se obtiene al elegir las palabras código del diccionario completamente al azar. La calidad (utilidad) de este límite inferior se reduce a medida que el tamaño del diccionario de cuantización se achica. Este comportamiento se debe a que, en esta circunstancia, las distintas palabras código generadas de forma aleatoria comienzan a cubrir de forma cada vez menos uniforme la superficie total la hiper-esfera unitaria de dimensión M_t (i.e., el espacio vectorial de la CDI que se desea cuantizar). Por otro lado, las chances de que la mínima distancia cordal (i.e., d_{chord}) entre cualquier par de palabras código aleatorias sea grande se incrementan de forma directa con el número de antenas en transmisión del sistema (i.e., M_t) [63].

2.4.3.2.4. Cuantización Vectorial por Celdas Aproximadas (Límite Superior de Desempeño)

Cuando el esquema de VQ que se emplea para discretizar la CDI de un sistema MIMO se diseña de forma eficiente (i.e., verifica las condiciones de NNC y CC), el área de la región de Voronoi de cada palabra código se puede modelar de forma aproximada a partir del área (conjunta) de los dos casquetes opuestos que se configuran en la hiper-esfera unitaria (ver Fig. 2.17). Este marco de trabajo fue propuesto inicialmente en [66], donde los autores se enfocaron en caracterizar las regiones de cobertura de un esquema de VQ, recurriendo a este tipo de estructura geométrica como una alternativa sencilla para modelar aproximadamente este comportamiento.

Sean N_D palabras código $\left\{\mathbf{c}_{k,l}\right\}$ isotrópicamente distribuidas alrededor de la superficie de la hiper-esfera unitaria de dimensión M_t (i.e., $\mathcal{V}_{M_t}$), donde cada uno de estos vectores tiene asignada una región de Voronoi específica dentro del conjunto de partición $\left\{\mathcal{H}_{k,l}\right\}$ (con $l = 1, \ldots, N_D$). Un vector de dirección de canal aleatorio $\widetilde{\mathbf{h}}_k$ está asociado en la n-ésima región de Voronoi cuando verifica la siguiente relación:

$$\mathcal{H}_{k,n} = \left\{\widetilde{\mathbf{h}}_k \in \mathcal{V}_{M_t} : \left|\widetilde{\mathbf{h}}_k \cdot {\mathbf{c}_{k,n}}^H\right|^2 \geq \left|\widetilde{\mathbf{h}}_k \cdot {\mathbf{c}_{k,l}}^H\right|^2, l = 1, \ldots, N_D; l \neq n\right\}. \tag{2.49}$$

Como se comparte el mismo diccionario de cuantización entre transmisor y receptor, cada usuario genérico k sólo debe reportar a la BS el índice n que mejor representa el vector de dirección de canal que está observando en recepción.

El esquema ACVQ considera que cada celda de cuantización es una región de Voronoi con forma de casquete esférico, cuya superficie es $\frac{1}{N_D}$ veces la superficie total de la hiper-esfera unitaria [72]. Cuando el vector de dirección de canal $\widetilde{\mathbf{h}}_k$ se encuentra uniformemente distribuido sobre $\mathcal{V}_{M_t}$, la región de decisión para una palabra código genérica $\mathbf{c}_{k,n} \in \mathcal{C}_k$ se puede aproximar a partir de la relación

$$\mathcal{H}_{k,n} = \left\{\widetilde{\mathbf{h}}_k \in \mathcal{V}_{M_t} : 1 - \left|\widetilde{\mathbf{h}}_k \cdot {\mathbf{c}_{k,n}}^H\right|^2 \leq \delta\right\} \qquad n = 1, \ldots, N_D, \tag{2.50}$$

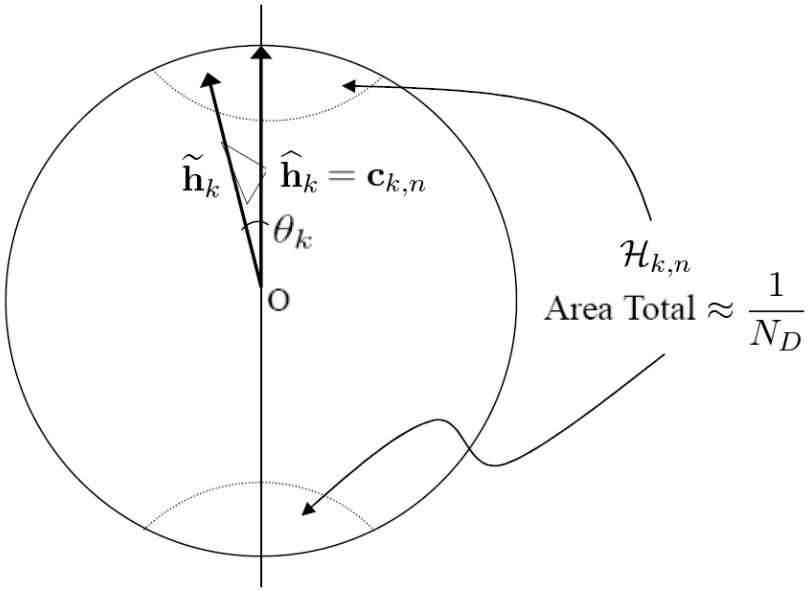

Figura 2.17: Esquema ACVQ: La celda de cuantización $\mathcal{H}_{k,n}$ está compuesta por la unión de los casquetes esféricos alrededor de la línea creada por la palabra código $\mathbf{c}_{k,n}$ [72].

donde $\delta = {N_D}^{-\frac{1}{M_t-1}} = 2^{-\frac{N_{cd}}{M_t-1}}$ para que se verifique la siguiente aproximación:

$$\Pr\left\{\widetilde{\mathbf{h}}_k \in \mathcal{H}_{k,n}\right\} \approx \frac{1}{N_D} \qquad n = 1, \ldots, N_D. \tag{2.51}$$

Cuando se emplea este mecanismo aproximado de cuantización, se produce generalmente una superposición entre las celdas de decisión aproximadas que se obtienen; sin embargo, a partir de resultados numéricos, se puede demostrar la calidad de esta aproximación es apropiada aun cuando se trabaja con valores de N_D relativamente pequeños [73].

El esquema ACVQ provee además un límite inferior preciso para caracterizar el error de cuantización, i.e.,

$$\sin^2\theta_k = \sin^2\angle(\widehat{\mathbf{h}}_k, \widetilde{\mathbf{h}}_k) = 1 - \left|\widehat{\mathbf{h}}_k \cdot \widetilde{\mathbf{h}}_k^H\right|^2, \tag{2.52}$$

donde θ_k representa al ángulo entre el vector de la dirección de canal (i.e., $\widetilde{\mathbf{h}}_k$) y la palabra código seleccionada para representarlo (i.e., $\widehat{\mathbf{h}}_k$) (ver Fig. 2.17). El comportamiento estadístico del error de cuantización en esta circunstancia se puede caracterizar a partir de [65, 66]

$$F_{\sin^2\theta_k}(x) = \begin{cases} \delta^{1-M_t}\, x^{M_t-1} & 0 \le x < \delta \\ 1 & \delta \le x \le 1 \end{cases}. \tag{2.53}$$

Es posible demostrar que, la CDF del error de cuantización correspondiente a cualquier diccionario de cuantización determinístico $\widetilde{\mathcal{C}}$ que se diseñe de forma racional verifica la desigualdad

$$F_{\sin^2\theta_k}(x) \ge F_{\sin^2\widetilde{\theta}_k}(x) \qquad 0 \le x \le 1. \tag{2.54}$$

En base a esta relación, se concluye que el esquema ACVQ provee un límite superior de desempeño para cualquier esquema de cuantización determinístico de CDI. Por esto, la cota superior

de desempeño que se consigue en esta circunstancia se la suele referenciar en la literatura con el nombre de Límite Superior en Cuantización por celdas (QUB) [65, 66].

2.4.3.2.5. Mecanismo de Señalización de Información de Calidad del Canal

La tasa de transmisión suma alcanzable por un sistema MU-MIMO que sólo dispone de CDI en transmisión se encuentra limitada a medida que el número de usuarios participantes crece. Este comportamiento se debe a que, en un sistema de comunicación inalámbrico donde las MSs no reportan CQI, el diagramador multiusuario en transmisión no tiene la habilidad de explotar la ganancia por MUD inherente al medio inalámbrico. De este modo, el sistema de comunicación multiusuario se ve impedido de capitalizar una ley de crecimiento doble-logarítmica en la tasa de transmisión suma del sistema respecto al número de usuarios participantes (i.e., K) [72]. En esta Tesis se utilizan dos tipos de definiciones de CQI, cada una de las cuales es representativa de un escenario de trabajo específico:

1. La CQI Norma de Canal (CQI-Norm) y
2. La CQI Relación Señal-a-Interferencia (CQI-SIR).

La CQI-Norm es proporcional a la norma del canal del usuario seleccionado, i.e.,

$$Q(\mathbf{h}_k) = \|\mathbf{h}_k\|^2, \tag{2.55}$$

mientras que la CQI-SIR es proporcional a la relación entre la energía de la señal deseada en recepción (i.e., d_k) y la energía de la inteferencia mutua en recepción por la presencia de CSIT parcial (i.e., q_k), i.e.,

$$\breve{Q}(\mathbf{h}_k) = \frac{\mathbb{E}\left\{|d_k|^2\right\}}{\mathbb{E}\left\{|q_k|^2\right\}} = \frac{|\mathbf{h}_k \cdot \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{l\in\mathcal{S},\, l\neq k} |\mathbf{h}_k \cdot \mathbf{w}_l|^2}. \tag{2.56}$$

En la ecuación anterior, $\mathcal{S}$ representa el subconjunto de usuarios seleccionados en la BS (con $|\mathcal{S}| \leq M_t$), a los cuales se les aplica el esquema de precodificación lineal en transmisión (i.e., ZFBF) como mecanismo de SDMA. Las dos definiciones de CQI anteriores no son intercambiables entre sí; por lo contrario, la conveniencia del uso de cada una de estas definiciones de CQI depende, entre otras cosas, del esquema de precodificación que se va a utilizar y del régimen de trabajo del sistema de comunicación que se desea estudiar.

La CQI-Norm es un parámetro apropiado para caracterizar la calidad de canal en aquellos sistemas de comunicación limitados por ruido; e.g., sistemas que emplean TDMA en transmisión, o bien, sistemas que emplean mecanismos de SDMA con CSIT parcial cuando la potencia de transmisión de la BS es pequeña (i.e, régimen de trabajo de baja SNR en recepción). Notar que este tipo de definición de CQI es la que se encuentra contemplada dentro de las especificaciones de la tecnología de Acceso Múltiple por División en Códigos de Banda Ancha (W-CDMA). Por

otro lado, el empleo de la CQI-SIR provee un mejor comportamiento en presencia de sistemas de comunicación limitados por interferencia; e.g., sistemas que emplean mecanismos de SDMA con CSIT parcial cuando la potencia de transmisión de la BS es elevada (i.e., régimen de trabajo de alta SNR en recepción).

Con el fin de mantener bajo control la complejidad del análisis teórico, se considera que la CQI que informan los usuarios hacia la BS no posee cuantización alguna. Vale la pena destacar que este supuesto se aproxima bastante a la realidad, ya que varios trabajos recientes demostraron que el número de niveles de cuantización necesarios para reportar la CQI en un sistema de comunicación inalámbrico se puede mantener muy bien acotado, sin que esto se traduzca en una pérdida notoria de desempeño en términos de tasa de transmisión suma alcanzable a nivel de sistema [74, 75].

2.5. Esquemas de Diagramación

El proceso de diagramación (selección) de usuarios en una red de datos inalámbrica define la metodología con la cual se selecciona al subconjunto de usuarios activos, a los cuales se les transmitirá información a través del canal de radio móvil común del sistema (en una instancia de tiempo determinada). Tradicionalmente, sólo se consideró la posibilidad de que la BS envíe información hacia las MSs activas del sistemas en ranuras de tiempo predeterminadas, sin importar el estado de canal que experimentaban los distintos usuarios en dichas instancias de transmisión. Sin embargo, se estableció recientemente que el desempeño de un sistema de comunicación puede mejorar considerablemente si el proceso de selección de usuarios se lleva a cabo considerando el estado instantáneo de canal que perciben los mismos en recepción. A esta ganancia de capacidad a nivel de sistema, inherente de los medios inalámbricos con desvanecimiento, se la conoce en la literatura con el nombre de ganancia por MUD [76].

El empleo de arreglos de antenas con múltiples elementos en transmisión posibilita ampliar esta ganancia por MUD. Los sistemas MU-MIMO ofrecen abundantes direcciones de canal a través de las cuales se pueden enviar corrientes de información independientes, destinadas a múltiples usuarios en forma simultánea (utilizando el mismo bloque de recursos del canal). Sin embargo, diseñar un algoritmo de diagramación de recursos en un sistema MU-MIMO no es una tarea trivial: el subconjunto de usuarios a transmitir se debe seleccionar teniendo en cuenta no sólo su compatibilidad espacial (i.e., CDI), sino también sus ganancias de canal individuales (i.e., CQI). Un diagrama en bloques ilustrativo de este concepto se puede apreciar en la Fig. 2.16.

Implementar un algoritmo de diagramación de usuarios que sólo se concentre en maximizar la ganancia por MUD del sistema no es una decisión acertada para llevar a cabo en la práctica. En esta circunstancia, aquellos usuarios con condiciones de canal más favorables (e.g., los más

próximos a la BS) terminarían monopolizando el uso de los recursos comunes del sistema, en perjuicio de aquellos usuarios más alejados (e.g., los que se ubican cerca del borde del área de cobertura del sistema). Por esto, es aconsejable que todo algoritmo de diagramación que explote las condiciones de canal de los usuarios individuales controle al mismo tiempo la forma en que se distribuyen los recursos comunes del sistema, procurando que dicho reparto sea lo más equitativo (justo) posible. Como ambos objetivos tienden a ser conflictivos (i.e., contrarios entre sí), determinar una solución de compromiso entre ambas situaciones extremas es muy importante a la hora de diseñar un algoritmo de diagramación que sea idóneo de implementar en una aplicación inalámbrica real.

2.5.1. Evaluación de Desempeño en Esquemas de Diagramación

El objetivo final de un algoritmo de diagramación de usuarios suele ser incrementar la tasa de transferencia de datos a nivel de sistema (i.e., ganancia por MUD) y/o mejorar la Calidad de Servicio (QoS) que experimentan los usuarios participantes de la comunicación (i.e., equidad en la asignación de recursos). A continuación se presentan en detalle cada uno de estos objetivos, los cuales conviene mantener simultáneamente bajo control a la hora de diseñar un esquema de diagramación multiusuario que sea apto de implementar en un sistema MU-MIMO real.

2.5.1.1. Diversidad Multiusuario

La MUD es una nueva clase de diversidad inherente a aquellas redes inalámbricas con múltiples usuarios, donde cada usuario (individual) participante de la comunicación cumple el rol de rama de diversidad (espacial) en transmisión [29, 30]. En la práctica, la ganancia por MUD se explota aplicando mecanismos de *diagramación oportunística* (opportunistic scheduling) en el transmisor, donde el objetivo final de estos algoritmos es transmitir información al usuario (o subconjunto de usuarios) que mejor provecho puede sacarle a los recursos comunes del sistema en la instancia de transmisión que se analiza.

Para implementar un esquema de diagramación oportunística en transmisión, la BS debe disponer de CSIT relativa a los usuarios activos del sistema (i.e., CDI y CQI). En un sistema de comunicación con FDD, este tipo de información se debe reportar de forma apropiada (desde cada una de las MSs activas del sistema) a través de un canal de retroalimentación con bajo retardo y ancho de banda limitado. Explotando convenientemente las fluctuaciones de canal en este medio inalámbrico multiusuario, se pueden conseguir ganancias por MUD importantes a nivel de sistema, aun cuando la BS y las MSs disponen de un único elemento de antena en transmisión/recepción.

La MUD posibilita aumentar la tasa de transferencia de datos efectiva del sistema diagramando, instante a instante, al subconjunto de usuarios con condiciones de canal más favorables.

Esta ganancia de diversidad (a nivel de sistema) surge del hecho de que en un sistema con varios usuarios no correlacionados, donde las ganancias de canal individuales evolucionan en forma independiente a lo largo del tiempo, es muy probable que en cada momento exista un subconjunto de usuarios cuyo estado de canal instantáneo se encuentre próximo a su valor pico u óptimo. Explotando convenientemente este nuevo concepto de diversidad es posible maximizar la tasa de datos útil del medio multiusuario, localizando todos los recursos comunes del sistema al subconjunto de usuarios que mayor provecho puede sacar de los mismos en cada instancia de transmisión.

Sin embargo, a la hora de implementar un algoritmo de diagramación oportunística en la práctica, es muy importante que la política de selección de usuarios que se implemente no se concentre exclusivamente en maximizar la tasa de transmisión suma del sistema, sino que también se preocupe por proveer garantías explícitas de QoS entre todos los usuarios participantes de la comunicación. A continuación, se presenta un breve resumen de la importancia de este nuevo parámetro de desempeño, encargado de controlar la ecuanimidad en la asignación de recursos dentro del medio inalámbrico multiusuario.

2.5.1.2. Equidad en la Asignación de Recursos

Diseñar un esquema de transmisión que sólo se concentre en maximizar la tasa de transmisión de datos a nivel de sistema no es una alternativa válida para implementar en la vida real. Los esquemas de transmisión que siempre seleccionan al subconjunto de usuarios con mejores condiciones de canal corren el riesgo de concentrar el uso de los recursos comunes del sistema en aquella porción de usuarios con condiciones de canal más favorables (e.g., usuarios próximos a la BS), en perjuicio de aquellos usuarios con condiciones de canal menos privilegiadas (e.g., usuarios al borde del área de cobertura del sistema). En esta circunstancia, el enlace de comunicación de los usuarios menos favorecidos puede experimentar un tiempo de espera sin servicio (i.e., $T_{\text{máx}}$) que supere al valor máximo tolerable por las aplicaciones de comunicación móviles que se ejecutan en el dispositivo portátil. De hecho, en una situación extrema, los usuarios en condiciones marginales de servicio pueden llegar a no participar nunca en el reparto de los recursos comunes del sistema. Por todo esto, es de vital importancia que el esquema de diagramación oportunístico que se implemente en un sistema inalámbrico práctico garantice un umbral mínimo de equidad de servicio, entre todos los usuarios activos participantes de la comunicación.

El índice de equidad de un esquema de selección de usuarios mide cuán justo (i.e., equitativo) es el reparto de los recursos comunes del sistema entre todos los usuarios participantes de la comunicación. El índice de equidad de un mecanismo de diagramación se debe evaluar siempre dentro de una ventana de tiempo de longitud finita (i.e., W). Aquellos algoritmos de diagramación que proveen un índice de equidad alto en un ventana de tiempo pequeña se los

clasifica como *equitativos en corto término* (short-term fair), mientras que aquellos algoritmos de diagramación que sólo alcanzan un índice de equidad aceptable cuando el tamaño de la ventana de tiempo aumenta considerablemente (i.e., cuando $W \to \infty$) se los denomina *equitativos en forma asintótica* (asymptotically fair). Por supuesto, un esquema de diagramación que es equitativo en el corto plazo también lo es de forma asintótica.

Proponer algoritmos de diagramación oportunísticos que provean garantías de equidad en el corto plazo es muy importante a la hora de diseñar esquemas de transmisión implementables en sistemas de comunicación prácticos. La importancia de este comportamiento radica en que los servicios inalámbricos móviles disponen de varios protocolos de red en distintas capas, donde cada uno de estos protocolos poseen generalmente temporizadores de control de la comunicación que interactúan entre sí de manera impredecible. Normalmente, la expiración del temporizador de un protocolo representa un suceso negativo dentro de la conexión extremo-a-extremo correspondiente. Este tipo de evento se suele interpretar como un indicador de congestión y/o pérdida de conexión entre ambos extremos del enlace (disparando en consecuencia mecanismos de control de la conexión que permitan superar esta "hipotética" situación problemática) [77]. Por todo esto, proveer garantías (estrictas) de equidad en el corto plazo es crítico a la hora de obtener índices de funcionamiento aceptables en cualquier servicio de comunicación inalámbrico práctico. A continuación se presenta un indicador de equidad muy popular, el cual será utilizado en la presente Tesis para caracterizar cuán justo es el reparto de recursos que se consigue con un esquema de transmisión multiusuario específico: el Índice de Equidad de Jain (JFI) [78].

2.5.1.2.1. Índice de Equidad de Jain

El JFI es una métrica de desempeño simple que posibilita determinar en forma cuantitativa cuán equitativo (justo) es el reparto de los recursos comunes de un sistema entre todos los usuarios participantes de la comunicación (en una ventana de tiempo finita). Esta métrica de desempeño fue presentada por primera vez en [78], utilizándose posteriormente en trabajos como [1] y [79] para analizar el grado de equidad en corto plazo que proveen distintos mecanismos de diagramación oportunísticos. El JFI de un usuario genérico k en una ventana de tiempo W se define a partir de la siguiente expresión:

$$\mathcal{J}_k(W) = \frac{\mathbb{E}_W^2\{R_k\}}{\mathbb{E}_W\left\{R_k^2\right\}} = \frac{\mathbb{E}_W^2\{R_k\}}{\mathbb{E}_W^2\{R_k\} + \mathrm{Var}_W\{R_k\}}, \tag{2.57}$$

donde R_k es una RV que describe estadísticamente la cantidad de recursos comunes del sistema que se le asignan al usuario k en un intervalo de transmisión específico, $\mathbb{E}_W\{R_k\}$ representa la esperanza matemática de R_k calculada dentro de una ventana temporal de longitud W (ranuras de tiempo), mientras que $\mathrm{Var}_W\{R_k\}$ identifica la variancia de la RV en cuestión en dicha ventana de tiempo. La asignación de recursos se puede medir a partir del número de ranuras de tiempo asignadas a un usuario específico (dentro de una determinada ventana de tiempo deslizante),

o bien en término de la tasa de transmisión de datos que experimenta el usuario bajo análisis durante el transcurso de las ranuras de tiempo que se le asignan. Vale la pena destacar que en esta Tesis nos concentramos en analizar la segunda definición de asignación de recursos (i.e., la tasa de transmisión datos), ya que alcanzar un reparto equitativo de ranuras de tiempo en un sistema inalámbrico con desvanecimiento no implica necesariamente que se esté compartiendo en forma ecuánime (entre todos los usuarios activos) la tasa de datos disponible a nivel de sistema.

El JFI posee una serie de propiedades que lo transforman en una métrica de desempeño muy apropiada para evaluar el nivel de equidad en la asignación de recursos comunes en un sistema de comunicación compartido, a saber [78]:

- *Independiente del tamaño de la población:* La definición del JFI se puede aplicar en un sistema con cualquier cantidad de usuarios (finita o infinita).
- *Independiente de la escala y métrica utilizada:* El valor que adopta el JFI no depende de la escala de medición que se utilice, ni de las unidades de medición que se empleen.
- *Acotado en un intervalo finito:* El valor que adopta el JFI está siempre acotado en el intervalo $[0, 1]$. Esta propiedad permite interpretar intuitivamente el valor que adopta este índice; i.e., un sistema totalmente equitativo posee un valor de JFI unitario, mientras que un sistema totalmente inequitativo posee un valor de JFI nulo.
- *Comportamiento continuo:* La definición del JFI posee un comportamiento continuo, donde cualquier cambio mínimo que se lleve a cabo en la asignación de recursos se traduce en una variación del valor que adopta el índice de equidad en cuestión.

Por último, vale la pena destacar que el JFI se puede expresar también como un porcentaje. Por ejemplo, un esquema con valor de JFI igual a 0,1 se puede interpretar como que es equitativo (o justo) para el 10 % de los usuarios e inequitativo (o injusto) para el 90 % de los usuarios restantes. A pesar de que una distribución perfectamente equitativa de recursos tiene que dar como resutado un valor de JFI unitario, los valores superiores a 0,95 se suelen considerar típicamente como indicadores de un grado de equidad excelente.

2.5.2. Algoritmos de Diagramación para Sistemas MU-MIMO

En esta sección se presenta un resumen de los distintos tipos de algoritmos de selección de usuarios que se pueden emplear en una sistema MU-MIMO, tanta para estrategias de transmisión TDMA (i.e., un único usuario diagramado por vez) como SDMA (i.e., varios usuarios diagramados en forma simultánea). Evaluando el desempeño teórico de estos mecanismos de diagramación simplificados se pude comprender mejor cómo es el comportamiento de los sistemas

estudiados, posibilitando de este modo proponer y realizar mejoras para diseñar algoritmos de selección de usuarios más avanzados.

La mayor parte de los algoritmos de selección de usuarios que se proponen en esta sección proveen algún tipo de garantía de equidad en la asignación de los recursos comunes del sistema. Con la idea de mantener bajo control la complejidad del análisis teórico que se desarrolla en esta Tesis, se considera que todas las MSs activas del sistema poseen siempre información lista para transmitir en la cola de espera de la BS. Además, se supone que la longitud de la cola de espera de los usuarios en transmisión es infinita (i.e., no hay desborde de información en estos registros de memoria). El análisis del compromiso que existe entre la tasa de transmisión suma (alcanzable a nivel de sistema) y el índice de equidad (en la asignación de recursos entre todos los usuarios activos) para los distintos algoritmos de diagramación oportunísticos que se presentan en esta sección se abordará en detalle en el Capítulo 5.

2.5.2.1. Mecanismos de Diagramación en TDMA (Único Usuario)

Los tres algoritmos que se analizan en esta parte de la Tesis se diseñaron para seleccionar a una única MS por instancia de transmisión. La regla de selección que gobierna el comportamiento de un algoritmo de diagramación TDMA genérico se puede formular de la siguiente forma:

$$k^*[i] = \arg \max_{k=1,\ldots,K} m_k[i], \tag{2.58}$$

donde $k^*[i]$ representa el índice del usuario seleccionado en la instancia de tiempo i, mientras que $m_k[i]$ denota el valor de la métrica de diagramación que le corresponde al k-ésimo usuario al comienzo de la i-ésima ranura de tiempo. La métrica de diagramación es el parámetro que se utiliza para decidir cuál es el usuario que se va a seleccionar en una instancia de tiempo determinada. Vale la pena destacar que en un algoritmo de diagramación oportunística, la métrica $m_k[i]$ suele ser función de la SNR que experimentan los usuarios en recepción (i.e., $\gamma_k[i]$).

2.5.2.1.1. Esquema TDMA con Diagramación Round-Robin

El esquema TDMA con diagramación Round-Robin (RR) representa una alternativa de selección de usuarios sencilla y tradicional, donde cada uno de los usuarios accede al canal en instantes de tiempo predeterminados de antemano por el sistema. En este esquema de diagramación, el usuario a transmitir se selecciona de manera secuencial, sin tener en cuenta la calidad instantánea de canal que experimenta el mismo en recepción. Vale la pena destacar que, el esquema TDMA con RR constituye el algoritmo de diagramación más equitativo en términos de reparto de los recursos comunes del sistema (i.e., ranuras de tiempo) entre todos los usuarios activos. Sin embargo, el esquema TDMA con RR es el que provee peor desempeño en términos de tasa de transmisión suma alcanzable a nivel de sistema ya que, al no tener en cuenta los

estados de canal que experimentan los usuarios en recepción, no puede explotar la ganancia por MUD existente en el medio inalámbrico durante el proceso de diagramación en transmisión.

2.5.2.1.2. Esquema TDMA con Diagramación por SNR máxima

Cuando la BS conoce la CSIR de todos los usuarios activos del sistema, la estrategia óptima en términos de tasa de transmisión suma consiste en diagramar al usuario que posee mejor calidad de canal en recepción (i.e., SNR) en cada momento. La regla de selección de usuarios que gobierna el comportamiento del esquema TDMA con diagramación por SNR máxima (max-SNR) viene dada por la siguiente relación:

$$k^*[i] = \arg \max_{k=1,\ldots,K} \gamma_k[i], \tag{2.59}$$

donde $k^*[i]$ representa el índice del usuario seleccionado en la instancia de tiempo i, mientras que $\gamma_k[i]$ denota el valor de SNR en recepción que experimenta el k-ésimo usuario al comienzo de la i-ésima ranura de tiempo. Vale la pena destacar que, el esquema TDMA con max-SNR constituye el algoritmo de diagramación oportunística que maximiza la ganancia por MUD existente en el medio inalámbrico en esta circunstancia. Sin embargo, el hecho de seleccionar siempre al usuario con mejor calidad de enlace instantánea genera que, el esquema TDMA con max-SNR represente la alternativa de diagramación con peor índice de equidad en la asignación de los recursos comunes del sistema entre todos los usuarios participantes de la comunicación.

2.5.2.1.3. Esquema TDMA con Diagramación Equitativa Proporcional

El empleo de Diagramación Equitativa Proporcional (PFS) en un sistema con TDMA posibilita explotar una buena parte de la ganancia por MUD disponible en el medio inalámbrico multiusuario, evitando que los usuarios en condiciones más favorables terminen monopolizando el uso de los recursos comunes del sistema [30, 35]. El empleo de TDMA con PFS provee equidad en la asignación de recursos (i.e., garantías de QoS) a todas las conexiones activas de un sistema multiusuario diagramando, instante a instante, al usuario que experimenta la mayor relación entre la tasa de transmisión instantánea y la tasa de transmisión promedio. Es decir, se selecciona al usuario k^* que satisface la relación

$$k^*[i] = \arg \max_{k=1,\ldots,K} \frac{R_k[i]}{T_k[i]}, \tag{2.60}$$

donde $R_k[i]$ representa la tasa de transmisión que puede soportar el usuario k en la ranura de tiempo i (de acuerdo a sus condiciones de canal instantáneas), mientras que

$$T_k[i+1] = \begin{cases} \left(1 - \frac{1}{t_c}\right) T_k[i] + \frac{1}{t_c} R_k[i] & \text{si } k = k^*[i] \\ \left(1 - \frac{1}{t_c}\right) T_k[i] & \text{si } k \neq k^*[i] \end{cases} \tag{2.61}$$

representa el valor promedio ponderado exponencialmente de la tasa de transmisión instantánea del k-ésimo usuario (durante la instancia de tiempo i) en una ventana de tiempo de longitud t_c [slots]. Cuando más de un usuario satisface la relación (2.60), el esquema TDMA con PFS selecciona a un único usuario dentro de dicho subconjunto de forma totalmente arbitraria.

Vale la pena destacar que, la selección apropiada del parámetro t_c permite controlar en forma indirecta el tiempo máximo sin servicio (i.e., $T_{\text{máx}}$) para todas las conexiones activas del sistema. Cuanto más grande sea el valor que adopte el parámetro t_c, mayor será la tasa de transmisión suma a nivel de sistema que se obtenga (i.e., ganancia por MUD); sin embargo, en esta circunstancia, menor será el grado de equidad en la asignación de recursos comunes que se provea. Por supuesto, la situación inversa tiene lugar cuando el valor de la ventana de tiempo t_c se reduce. En una situación extrema, cuando $t_c \to \infty$, el esquema TDMA con PFS se reduce a TDMA con max-SNR (siempre y cuando todos los usuarios participantes sean homogéneos). De forma análoga, cuando $t_c \to 0$, el esquema TDMA con PFS se reduce a TDMA con RR.

2.5.2.2. Mecanismos de Diagramación en SDMA (Múltiples Usuarios)

Los algoritmos de diagramación multiusuario que se analizan en esta parte de la Tesis se diseñaron para identificar un grupo de usuarios compatibles espacialmente en transmisión, a los cuales se les transmitirá posteriormente información en forma simultánea a partir del empleo de precodificación ZFBF como estrategia SDMA. El objetivo de estos algoritmos de diagramación multiusuario es identificar un subconjunto de usuarios candidatos, i.e.,

$$\mathcal{S} = \{\pi(1), \ldots, \pi(|\mathcal{S}|)\} \qquad |\mathcal{S}| \leq M_t, \tag{2.62}$$

a los cuales se les enviará información (en la instancia de tiempo bajo análisis). En esta circunstancia, el vector de conformación de haz correspondientes al l-ésimo usuario de $\mathcal{S}$ (i.e., $\mathbf{w}_{\pi(l)}$) se obtiene a partir de la normalización de la l-ésima columna de la matriz de conformación de haz

$$\mathbf{W}(\mathcal{S}) = \widehat{\mathbf{H}}(\mathcal{S})^{\dagger} = \widehat{\mathbf{H}}(\mathcal{S})^{H} \cdot \left[\widehat{\mathbf{H}}(\mathcal{S}) \cdot \widehat{\mathbf{H}}(\mathcal{S})^{H}\right]^{-1}, \tag{2.63}$$

con $\widehat{\mathbf{H}}(\mathcal{S}) = \left[\widehat{\mathbf{h}}_{\pi(1)}^{T} \cdots \widehat{\mathbf{h}}_{\pi(|\mathcal{S}|)}^{T}\right]^{T}$. En presencia de un esquema ZFBF, los vectores de conformación de haz de los usuarios seleccionados satisfacen el criterio de ortogonalidad en transmisión, i.e.,

$$|\widehat{\mathbf{h}}_k \cdot \mathbf{w}_l|^2 = 0 \qquad k, l \in \mathcal{S}, k \neq l. \tag{2.64}$$

A pesar de que el esquema ZFBF no es la opción óptima entre todos los esquemas LBF disponibles, nos concentramos en esta alternativa de precodificación lineal por una serie de motivos:

1. Se puede implementar con baja complejidad computacional, ya que los vectores de conformación de haz en transmisión se determinan de forma relativamente sencilla a partir de la información de canal disponible en la BS (comparación respecto al esquema LBF óptimo).

2. Posee un desempeño aceptable, aun en presencia de números de usuarios activos similares a los que se manejan en sistemas de comunicación inalámbricos contemporáneos (comparación respecto a los esquemas RBF).

3. Su simplicidad analítica posibilita derivar expresiones cerradas para caracterizar la tasa de transmisión suma alcanzable por el sistema MU-MIMO en esta circunstancia.

4. El desempeño de ZFBF se aproxima al desempeño óptimo de LBF cuando la potencia de transmisión se incrementa (i.e., el criterio de conformación de haz con MMSE se reduce al criterio ZFBF cuando el valor de $P_t \to \infty$).

Notar que cuando el número de usuarios activos del sistema es alto (i.e., $K \gg 1$) y las palabras código del diccionario de cuantización $\mathcal{C}_k$ son ortogonales entre sí, se verifica que $\mathbf{W}(\mathcal{S}) = \widehat{\mathbf{H}}(\mathcal{S})^H$.

La regla de selección de usuarios que gobierna el comportamiento de un algoritmo de diagramación multiusuario general en modalidad SDMA se puede formular de la siguiente forma:

Etapa 1: Inicialización del subconjunto de usuarios seleccionables (i.e., $\mathcal{T}_1$) y del subconjunto (parcial) de usuarios seleccionados (i.e., $\mathcal{S}_0$); i.e.,

$$\begin{aligned} \mathcal{S}_0 &= \emptyset \quad \text{(conjunto vacío)}, && (2.65)\\ i &= 1, && (2.66)\\ \mathcal{T}_1 &= \{1, \ldots, K\}, && (2.67) \end{aligned}$$

donde i es el número de iteración dentro del algoritmo de selección, $\mathcal{T}_i$ es el conjunto de índices de usuarios elegibles en la i-ésima iteración y $\mathcal{S}_i$ es el subconjunto (parcial) de usuarios seleccionados en la i-ésima instancia del algoritmo (con $|\mathcal{S}_i| = i$).

Etapa 2: Selección del usuario $\pi(i)$ en la i-ésima instancia del algoritmo (con $i = 1, \ldots, M_t$); i.e.,

$$\begin{aligned} \pi(i) &= \arg \max_{k \in \mathcal{T}_i} \{m_k\}, && (2.68)\\ \mathcal{S}_i &= \mathcal{S}_{i-1} \cup \{\pi(i)\}, && (2.69)\\ \mathbf{W}(\mathcal{S}_i) &= \widehat{\mathbf{H}}(\mathcal{S}_i)^H \cdot \left[\widehat{\mathbf{H}}(\mathcal{S}_i) \cdot \widehat{\mathbf{H}}(\mathcal{S}_i)^H\right]^{-1}, && (2.70) \end{aligned}$$

donde m_k representa la métrica de diagramación seleccionada para el usuario k y $\mathbf{W}(\mathcal{S}_i)$ corresponde a la matriz de conformación de haz en transmisión (parcial) en la i-ésima instancia del algoritmo de selección.

Etapa 3: Actualización del conjunto de usuarios elegibles $\mathcal{T}_{i+1}$ para la próxima instancia del algoritmo; i.e.,

$$\begin{aligned} \mathcal{T}_{i+1} &= \left\{k \in \mathcal{T}_i, k \neq \pi(i) \,\middle|\, |\widehat{\mathbf{h}}_k \cdot \mathbf{w}_l|^2 = 0 : l = 1, \ldots, i\right\}, && (2.71)\\ i &\leftarrow i + 1. && (2.72) \end{aligned}$$

Etapa 4: Condición de finalización. Si $|\mathcal{S}_{i-1}| < M_t$ y $|\mathcal{T}_i| > 0$, regresar a la *Etapa 2*. Si no se verifica la condición anterior, el algoritmo de selección de usuarios finaliza. En esta última circunstancia, el subconjunto de usuarios final que provee este mecanismo de diagramación general viene dado por $\mathcal{S} = \mathcal{S}_{i-1}$.

2.5.2.2.1. Esquema SDMA con Diagramación Round-Robin Ortogonal Pura

El esquema SDMA con diagramación Round-Robin Ortogonal (ORR) pura es una alternativa de selección de usuarios sencilla, donde sólo se tiene en cuenta la compatibilidad espacial en transmisión que existe (a partir de la CDI) entre los miembros del subconjunto de usuarios seleccionados [4]. En este esquema de diagramación, los miembros del subconjunto de usuarios a transmitir se seleccionan de manera secuencial, utilizando como métrica de diagramación m_k en la expresión (2.68) al tiempo de espera sin servicio para el usuario en cuestión. Es decir, el esquema SDMA con diagramación ORR pura no tiene en cuenta la calidad instantánea de canal que experimentan los usuarios activos (en recepción) para llevar a cabo las decisiones de diagramación (en transmisión).

Notar que el esquema SDMA con diagramación ORR pura constituye el algoritmo de selección multiusuario más equitativo en términos de reparto de los recursos comunes del sistema (i.e., ranuras de tiempo) entre todos los usuarios activos. Este esquema garantiza que el tiempo máximo sin servicio para todas las conexiones activas (i.e., $T_{\text{máx}}$) no sea superior al número de usuarios participantes de la comunicación dentro sistema (i.e., K). No obstante, el esquema SDMA con diagramación ORR pura es la alternativa que provee peor desempeño en términos de tasa de transmisión suma alcanzable a nivel de sistema ya que, al sólo tener en cuenta la dirección de canal que experimentan los usuarios en recepción (i.e., la CDI), no puede explotar la ganancia por MUD adicional que se origina al tener conocimiento de la calidad instantánea de canal de los usuarios (i.e., la CQI) cuando $K \gg M_t$.

2.5.2.2.2. Esquema SDMA con Selección de Usuarios Semi-Ortogonales

Cuando la BS dispone de la CSIT de todos los usuarios activos del sistema en forma completa (i.e., la CDI y la CQI), la estrategia óptima en términos de tasa de transmisión suma consiste en seleccionar (en cada iteración del algoritmo de diagramación multiusuario) al candidato con mejor calidad de canal instantánea en recepción [28, 72]. A este esquema de transmisión se lo conoce con el nombre de SDMA con Selección de Usuarios Semi-Ortogonales (SUS), donde una vez más, los miembros del subconjunto de usuarios a transmitir se seleccionan de manera secuencial, pero utilizando como métrica de diagramación m_k en la expresión (2.68) a la CQI que experimenta el usuario en cuestión en recepción.

En esta Tesis se utilizan dos definiciones de calidad de canal para este tipo de algoritmo de diagramación: la CQI-Norm y la CQI-SIR. En el caso de la CQI-Norm, los reportes de calidad

de canal son proporcionales a la norma del estado de canal que experimenta el k-ésimo usuario en recepción (i.e., $Q(\mathbf{h}_k)$), según se puede apreciar en la ecuación (2.55). En el caso de la CQI-SIR, los reportes de calidad de canal son proporcionales a la Relación Señal-a-Interferencia (SIR) que experimenta el k-ésimo usuario en recepción (i.e., $\breve{Q}(\mathbf{h}_k)$), según se puede apreciar en la ecuación (2.56). Recordar que en esta última situación, se debe verificar el criterio de ortogonalidad en transmisión que dicta la expresión (2.64). Notar que la métrica de calidad CQI-Norm es idónea para emplear en sistemas MU-MIMO limitados por ruido (i.e., baja potencia de transmisión), mientras que la métrica de calidad CQI-SIR posee un mejor desempeño cuando el sistema MU-MIMO se encuentra limitado por interferencia (i.e., alta potencia de transmisión).

Vale la pena destacar que, el esquema SDMA con SUS constituye el algoritmo de diagramación multiusuario que maximiza la ganancia por MUD existente en el medio inalámbrico. Sin embargo, el hecho de seleccionar siempre al conjunto de usuarios con mejor calidad de canal en transmisión genera que, el esquema SDMA con SUS represente la alternativa de diagramación multiusuario con peor índice de equidad en la asignación de los recursos comunes del sistema.

2.5.2.2.3. Esquema SDMA con Diagramación Round-Robin Ortogonal Híbrida

La idea de emplear mecanismos de diagramación híbridos para un sistema MU-MIMO fue propuesta por primera vez en [4], con la idea de proveer una solución de compromiso aceptable entre la tasa de transmisión suma alcanzable (a nivel de sistema) y el grado de equidad en la asignación de recursos comunes (entre todos los usuarios participantes de la comunicación). En dicho trabajo, los autores introducen dos esquemas SDMA con diagramación ORR híbrida, denominados Round-Robin Ortogonal con CQI-Norm (ORR-Norm) y Round-Robin Ortogonal con CQI-SIR (ORR-SIR), de acuerdo al tipo de CQI que reportan los usuarios. La idea detrás de estos esquemas de transmisión híbridos es bien sencilla, ya que se busca:

1. Garantizar un cierto nivel de equidad en la asignación de recursos seleccionando al primer usuario de acuerdo a su tiempo de espera en transmisión (i.e., usar como m_k para la primera iteración al retardo en cola de espera).

2. Explotar la ganancia por MUD residual del sistema seleccionando al resto de los usuarios de acuerdo a su calidad de canal en recepción (i.e., usar como m_k para las iteraciones restantes el parámetro de CQI que reporten los usuarios según el caso).

Vale la pena destacar que de acuerdo a los estudios de equidad que se presentaron en [1], el empleo de este tipo de esquema SDMA con diagramación ORR híbrida posibilita aprovechar una buena parte de la tasa de transmisión de datos óptima (alcanzable a partir del esquema SDMA con SUS), sin que esto afecte significativamente el comportamiento del índice de equidad en la asignación de recursos que provee el esquema SDMA con diagramación ORR pura.

2.6. Estrategias de Precodificación Aleatorias

La MUD es un tipo de diversidad inherente de las redes inalámbricas con múltiples usuarios, donde los distintos usuarios cumplen el rol de ramas de diversidad espacial convencionales que experimentan procesos de desvanecimiento independientes. Los beneficios de la MUD en un sistema de comunicación inalámbrico se aprovechan realizando un seguimiento de la calidad de canal que experimentan los distintos usuarios activos en recepción, para posteriormente tener la habilidad de seleccionar al usuario (o conjunto de usuarios) con mejor condición de enlace en cada instancia de transmisión. Un problema clave a la hora de explotar este fenómeno lo constituye la dinámica de desvanecimiento del canal de radio móvil: a medida que el proceso de desvanecimiento del canal inalámbrico bajo estudio amortigua su variabilidad, se reducen las chances de disponer de un usuario que experimente una ganancia de canal instantánea considerable (respecto a su valor de amplitud promedio) en una ventana de tiempo de tamaño manejable. Para lidiar con esta limitación, se pueden desplegar arreglos de antenas en la BS con el propósito de inducir fluctuaciones de mayor amplitud y velocidad en el canal inalámbrico, empleando para tal propósito vectores de conformación de haz variantes en el tiempo con una dinámica apropiada. A esta estrategia de precodificación se la conoce con el nombre de Conformación de Haz Aleatoria (RBF); la misma fue propuesta por primera vez en [30], como un mecanismo de transmisión práctico para capitalizar la ganancia por MUD en un medio inalámbrico cuasi-estático (i.e., cuando el tiempo de coherencia del canal es mucho mayor que el intervalo de transmisión del sistema). Además, tal cual se podrá apreciar en el Capítulo 6, este tipo de estrategia de codificación aleatoria posibilita también reducir el caudal de CSI que se debe reportar desde las MSs hacia la BS del sistema.

Seleccionar al usuario con mejor calidad de canal dentro de un esquema RBF permite incrementar la tasa de transmisión suma alcanzable a nivel de sistema, pero puede llegar a ser poco equitativo para algunos de los usuarios participantes. Este comportamiento se origina por el hecho de que, generalmente, los usuarios que se encuentran más próximos (físicamente) de la BS poseen una mejor ganancia de canal promedio que aquellos usuarios que se encuentran cerca del borde del área de cobertura del sistema; de este modo, los usuarios pertenecientes al primer grupo se van a ver seleccionados de forma más frecuente que aquellos pertenecientes al segundo grupo. Con la idea de superar este contratiempo, los autores de [30] sugieren alcanzar una solución de compromiso aceptable entre la tasa de transmisión suma (alcanzable a nivel de sistema) y el grado de equidad en la asignación de recursos comunes (entre todos los usuarios participantes de la comunicación) seleccionando, en cada momento, al usuario con mayor relación entre la tasa de transmisión instantánea (i.e., $R_k[i]$) y la tasa de transmisión promedio (i.e., $T_k[i]$), i.e.,

$$\frac{R_k[i]}{T_k[i]} = \frac{\log_e\left(1+\widetilde{\gamma}_k[i]\right)}{\mathbb{E}\left\{\log_e\left(1+\widetilde{\gamma}_k[i]\right)\right\}}, \tag{2.73}$$

donde $\widetilde{\gamma}_k[i]$ representa la SNR instantánea del k-ésimo usuario en recepción. A esta estrategia de diagramación se la conoce con el nombre de PFS. En la versión clásica, la tasa de transmisión promedio del algoritmo PFS se computa sobre una ventana de tiempo deslizante ponderada exponencialmente, donde la longitud de la ventana se debe seleccionar de forma apropiada de acuerdo a los requerimientos de latencia de todas las conexiones activas que soporta el sistema.

Distintos resultados analíticos que aproximan la tasa de transmisión alcanzable de diferentes esquemas RBF con diagramación equitativa fueron presentados por Sharma *et al.* en [80]. En dicho trabajo, los autores sugieren reemplazar el bloque diagramador PFS por un algoritmo de selección de usuarios más simple, conocido con el nombre de esquema de diagramación por SNR Normalizada máxima (max-NSNR). Esta simplicación se justifica por el hecho de que en un sistema de comunicación con un gran número de usuarios activos, el algoritmo PFS clásico termina seleccionando (con alta probabilidad) a los usuarios en aquellas instancias de transmisión cuyos estados de canal se encuentran próximos a la configuración de conformación de haz perfecta [30]. En base a este comportamiento, la tasa de transmisión promedio ubicada en el denominador del segundo término de (2.73) se puede reemplazar por la tasa de transmisión pico, i.e., $\log_e\left(1+\widehat{\gamma}_k[i]\right)$. Una segunda aproximación surge al reemplazar la tasa de transmisión de datos instantánea por el valor de SNR en recepción (i.e., aproximando la función logaritmo natural por su expansión de Taylor de primer orden). De este modo, la política del algoritmo de diagramación de usuarios se reduce a elegir el candidato cuya relación SNR instantánea versus SNR pico en recepción es máxima, i.e.,

$$\frac{\log_e\left(1+\widetilde{\gamma}_k[i]\right)}{\log_e\left(1+\widehat{\gamma}_k[i]\right)} \approx \frac{\widetilde{\gamma}_k[i]}{\widehat{\gamma}_k[i]} = m_k[i]. \tag{2.74}$$

Notar que esta última aproximación es particularmente ajustada cuando la potencia de transmisión del sistema es baja (i.e., cuando el sistema trabaja en régimen de baja SNR).

Seleccionar a los usuarios en base a su relación SNR instantánea versus SNR pico no es sólo más simple de implementar en la práctica (en forma comparativa a la métrica de selección del algoritmo PFS clásico), sino que también posibilita derivar expresiones analíticas (cerradas) para estimar la tasa de transmisión alcanzable por el esquema RBF con diagramación equitativa a nivel de sistema. Cuando la información de señalización que se reporta desde las MSs hacia la BS se conoce de forma completa (i.e., sin cuantización), existe evidencia experimental de que los algoritmos PFS y max-NSNR se comportan de forma muy similar entre sí [80]. No obstante, esta hipótesis de trabajo no es extensible a sistemas de comunicación reales, donde es imperativo mantener acotado el caudal de información de retroalimentación que se debe transportar desde los usuarios. Por esto, determinar la forma óptima en que los usuarios deben discretizar su métrica de diagramación (2.74) es un tema de estudio de gran relevancia, a la hora de diseñar esquemas RBF que se puedan implementar en sistemas de comunicación inalámbricos contemporáneos.

La implementación de un esquema RBF involucra el empleo de dos conceptos que fueron estudiados extensivamente en la literatura: el despliegue de arreglos de antenas con múltiples elementos en transmisión y el empleo de mecanismos de retroalimentación de CSI en el canal reverso (i.e., desde las MSs hacia la BS). A continuación, se describen las tres alternativas más populares para inducir fluctuaciones de canal de mayor amplitud en aquellos escenarios inalámbricos donde la dinámica de desvanecimiento es acotada, a saber:

1. Conformación de Haz Oportunística (OBF),
2. Ajuste de Fase Oportunístico (OCP) y
3. Selección de Antenas Oportunística (OAS).

2.6.1. Esquema de Conformación de Haz Oportunística

En el esquema OBF se inducen variaciones aleatorias simultáneas de amplitud y fase, en cada uno de los pesos de conformación de haz que se aplican en los elementos del arreglo de antenas en transmisión. El esquema OBF es la alternativa de precodificación aleatoria que provee mejor desempeño en términos de ganancia por MUD; sin embargo, su principal falencia radica en los mayores requerimientos de hardware, particularmente a la hora de diseñar los amplificadores de potencia de la BS. Los amplificadores de potencia que se utilizan en un esquema OBF deben poseer una respuesta lineal a lo largo de todo el rango de variación de potencia del sistema. Lamentablemente, estos tipos de amplificadores poseen niveles de eficiencia de potencia muy pobres, por lo que representan un grave problema de diseño en términos de costo y tamaño [30]. Una forma de aliviar este problema consiste en recurrir al empleo del esquema de OCP, donde solamente las fases de las señales que se aplican en los elementos del arreglo de antenas en transmisión deben ser modificados en forma aleatoria.

2.6.2. Esquema de Ajuste de Fase Oportunístico

La aleatorización de la amplitud de las señales que se aplican en los distintos elementos que componen al arreglo de antenas en transmisión conduce a utilizar amplificadores de potencia con una eficiencia muy pobre [30]. Para combatir esta limitación práctica, los autores de [80] propusieron emplear el esquema denominado OCP, como una alternativa simple para manejar este problema sin sufrir una degradación significativa en términos de tasa de transmisión alcanzable a nivel de sistema (i.e., ganancia por MUD). En el esquema de OCP, sólo las fases de las señales que se aplican a los distintos elementos del arreglo de antenas en transmisión se deben hacen variar de forma aleatoria con el tiempo (los niveles de amplitud de estas señales se mantienen constantes). Notar que esta alternativa de precodificación aleatoria subóptima sacrifica parte

de la ganancia por MUD disponible en el medio inalámbrico; sin embargo, los requerimientos de complejidad de diseño en los amplificadores de potencia que se deben desplegar en la BS en esta circunstancia se simplifican notablemente (respecto a los necesarios para implementar un esquema de OBF en forma práctica).

2.6.3. Esquema de Selección de Antenas Oportunística

El esquema de OAS representa la alternativa de precodificación aleatoria más simple de todas. En el esquema de OAS, el transmisor debe colocar toda su potencia de transmisión disponible en un único elemento del arreglo de antenas de la BS, el cual se selecciona de forma completamente aleatoria. Notar que para implementar una estrategia de precodificación aleatoria de este tipo en un sistema de comunicación inalámbrico, sólo hace falta desplegar un único amplificador de potencia de alta eficiencia en la BS. Sin embargo, la mayor complejidad de hardware se ubica en el diseño del conmutador de señales de RadioFrecuencia (RF) de alta potencia (con alta velocidad de respuesta), encargado de seleccionar en forma aleatoria cuál es el elemento del arreglo de antenas que se va a emplear en cada instancia de transmisión. En base a su simplicidad, el esquema de OAS es la alternativa de precodificación aleatoria que provee peor respuesta en términos de tasa de transmisión alcanzable a nivel de sistema (i.e., ganancia por MUD). Por esto, el comportamiento del esquema de OAS en término de desempeño sólo es aceptable cuando la cantidad de usuarios participantes de la comunicación es relativamente baja.

2.7. Comentarios de Cierre

En este capítulo se estudiaron los fundamentos teóricos necesarios para analizar el comportamiento de las distintas estrategias de transmisión de información (propuestas en esta Tesis) para explotar el potencial del BC inalámbrico con MIMO. En la primera parte de este capítulo se presentó el modelo general para un sistema de comunicación móvil multiusuario equipado con múltiples antenas. Posteriormente, se introdujeron los resultados de capacidad de Shannon teóricos para los distintos tipos de canales inalámbricos con MIMO. En todo momento, la atención se enfocó en el modelo de canal que es objeto de nuestro estudio: el BC inalámbrico con MIMO. Se hizo énfasis en la gran influencia que tiene el caudal de CSIT disponible para caracterizar este comportamiento, además del importante rol que cumple la MUD para que el desempeño del sistema se aproxime a la capacidad óptima del canal en cuestión. Luego, se presentaron en detalles los distintos tipos de estrategias de precodificación en transmisión, haciendo hincapié en las estrategias de precodificación lineales, por su buena relación costo-beneficio a la hora de implementarlas en un sistema de comunicación real. Se introdujeron distintos tipos de mecanismos de selección de usuarios (tanto en TDMA como en SDMA) para llevar adelante la diagramación en

sistemas MU-MIMO, identificando las diferentes relaciones de compromiso capacidad-equidad que proveen por cada uno de ellos. Por último, se presentaron distintas estrategias de precodificación aleatorias para inducir ganancia por MUD en medios inalámbricos multitrayecto con desvanecimiento lento y/o acotado, las cuales permiten además reducir significativamente el caudal de información de señalización que se debe reportar en esta circunstancia. A continuación se procederá a desarrollar (en sendos capítulos) las respuestas a cada una de las cuatro preguntas de investigación específicas, las cuales dieron origen al proyecto de investigación doctoral que generó la presente Tesis.

Capítulo 3

Sobre la Comunicación en Canales MIMO con Único Usuario

Contenido

3.1. Esquemas CL TD con CSIT Limitada 106

3.1.1. Estrategias de Cuantización de CSI 107

3.1.2. Modos de Señalización CL TD Interfaz FDD de UTRA 109

3.2. Modelo de Sistema y Caracterización Estadística 110

3.2.1. Modelo del Sistema de Comunicación 110

3.2.2. Algoritmos de Señalización CL TD Subóptimos 111

3.2.2.1. Combinación con Selección de Transmisor 112

3.2.2.2. Modo 1 Generalizado 112

3.2.2.3. Modo 2 Generalizado 113

3.2.3. Distribuciones de Probabilidad de SNR 114

3.3. Parametrización del Modelo Probabilístico 116

3.3.1. Ganancia de SNR en Modos CL TD Generalizados 116

3.3.2. Figura de Desvanecimiento en Modos CL TD Generalizados 118

3.4. Capacidad Enlace Modos CL TD Generalizados 119

3.4.1. Potencia de Transmisión Constante 120

3.4.2. Control de Potencia en Transmisión Rápido 125

3.5. Comentarios de Cierre 130

Apéndice 3.1: Fórmula Cerrada Útil para Cálculo de Integral Definida 131

EN este capítulo de la Tesis doctoral se desarrolla la teoría necesaria para analizar el canal inalámbrico punto-a-punto con Múltiples-Entradas Múltiples-Salidas (MIMO) (i.e., SU-MIMO), o equivalentemente, el Canal de Difusión (BC) inalámbrico con MIMO en presencia de

múltiples usuarios (i.e., MU-MIMO) con diagramación uno-a-uno (i.e., TDMA) en modalidad Round-Robin (RR) (i.e., sin tener en cuenta la calidad de canal a la hora de seleccionar al usuario a transmitir). Como en muchas situaciones prácticas sólo se pueden instalar múltiples elementos de antena en un único extremo del enlace de radio (generalmente en la BS), la única alternativa posible para aprovechar la dimensión espacial en un escenario de este tipo es aplicar esquemas de diversidad espacial en transmisión, con la idea de mejorar la robustez del enlace inalámbrico frente al desvanecimiento multitrayecto que experimenta el medio. Notar que en un escenario de comunicación de este tipo, no se puede explotar ganancia por Multiplexación Espacial (SM) alguna (ver Sección 2.2.2).

Concretamente, el análisis teórico que se desarrolla en este capítulo de la Tesis se concentra en caracterizar el desempeño de distintos esquemas de Diversidad en Transmisión a Lazo Cerrado (CL TD) en función del caudal de Información de Estado del Canal (CSI) que se retroalimenta desde los usuarios. Se analizan tres tipos distintos de esquemas de CL TD con Información de Estado del Canal en Transmisión (CSIT) cuantizada, a saber: Modo 2 Generalizado (g-mode 2) (i.e., MRT con CSIT parcial), Modo 1 Generalizado (g-mode 1) (i.e., EGT con CSIT parcial) y Combinación con Selección de Transmisor (TSC) (i.e., TAS con CSIT parcial). Se evalúa el impacto que tiene el empleo de distintos caudales de CSIT parcial en la tasa de transmisión alcanzable por cada una de estas tres alternativas. Se proveen además diferentes relaciones de compromiso entre tasa de transmisión y complejidad de implementación, con el propósito de estimar el desempeño de estos esquemas a la hora de emplearlos de forma práctica en sistemas de comunicación contemporáneos.

3.1. Esquemas CL TD con CSIT Limitada

Las técnicas de Diversidad en Transmisión (TD) han despertado gran interés en los investigadores y diseñadores de tecnologías de comunicaciones inalámbricas móviles durante la última década. Durante este lapso de tiempo, diferentes modos de TD se fueron incluyendo paulatinamente en las especificaciones de los estándares de comunicación inalámbricos, tanto en arquitecturas a Lazo Abierto (OL) como en arquitecturas a Lazo Cerrado (CL). Un ejemplo claro de esta tendencia se puede apreciar en el diseño del Enlace de Bajada (DL) de la especificación Dúplex por División en Frecuencia (FDD) de la tecnología de Acceso de Radio Terrestre de UMTS (UTRA).

Los mecanismos CL TD posibilitan alcanzar tasas de datos superiores a las que se consiguen empleando esquemas Diversidad en Transmisión a Lazo Abierto (OL TD); sin embargo, esta ganancia de desempeño adicional se consigue a expensas de requerir una cantidad adicional de CSI en el extremo transmisor del DL. Vale la pena destacar que en presencia de un sistema con FDD, la única forma de equipar a la Estación Base (BS) con algún tipo de CSIT es a partir

del empleo de un canal de señalización reverso, el cual posibilite reportar apropiadamente la Información de Estado del Canal en Recepción (CSIR) que percibe cada Estación Móvil (MS).

En un sistema de comunicación con FDD práctico, no es posible abastecer al transmisor con CSI completa (i.e., perfecta) porque el ancho de banda del canal de retroalimentación reverso se encuentra generalmente limitado. Por esto, la CSIR que estiman las MSs en recepción se debe discretizar en forma previa a su transporte hacia la BS. Como es de esperar, el grado de desempeño de un esquema CL TD con CSIT limitada disminuye a medida que se reduce la cantidad de bits que se emplean para discretizar la CSIR (que experimentan las MSs del sistema). Sin embargo, aun cuando quede fijo el número de bits que se va a utilizar para representar la información de canal, el diseño del esquema de cuantización se debe llevar a cabo con criterio, buscando maximizar algún tipo de parámetro de desempeño específico en recepción (el cual se debe determinar manera conveniente según los requerimientos del sistema).

En resumidas cuentas, los dos objetivos que se deben satisfacer en forma simultánea a la hora de diseñar un esquema de señalización de CSI en presencia de un sistema de comunicación con FDD contemporáneo son los siguientes:

- Minimizar el caudal de información de retroalimentación que se debe reportar a través del canal reverso, y
- Optimizar algún parámetro de desempeño conveniente en recepción (e.g., probabilidad de error de bits, información mutua, ganancia de SNR, entre otros).

A continuación, se presenta una breve reseña de las distintas estrategias de cuantización para la información de canal de un sistema MIMO con Único Usuario (SU-MIMO) que sólo puede manejar CSIT limitada.

3.1.1. Estrategias de Cuantización de CSI

Diferentes esquemas de cuantización de CSI que emplean la ganancia de SNR del esquema CL TD como parámetro de desempeño se propusieron en la literatura en los últimos años [64, 57, 81]. En estos métodos de cuantización subóptimos, las amplitudes y fases de los diferentes pesos de conformación de haz en transmisión se ajustan de manera independiente respecto a una antena que se emplea como referencia. Otros trabajos propusieron emplear como criterio de diseño del esquema de cuantización la minimización del máximo valor de correlación entre cualquier par de elementos dentro del *diccionario de palabras códigos* (beamformer codebook) [66, 68]. Aunque este último criterio de diseño es muy atractivo en un principio, se complica mucho aplicarlo en situaciones prácticas concretas. Esta limitación se encuentra en las herramientas que hay que emplear para determinar cada uno de los elementos que componen al diccionario

de palabras código en esta circunstancia, los cuales se deben identificar a partir de la ejecución de un procedimiento de búsqueda exhaustiva que exige una alta potencia de cálculo.

Una alternativa más sencilla en términos de requerimientos computacionales se basa en diseñar el diccionario de palabras código empleando la transformada de Fourier; de esta forma, se posibilita obtener un índice de desempeño razonablemente apropiado, sin necesidad de ejecutar una búsqueda exhaustiva de alta complejidad para determinar cada una de las palabras código que componen al diccionario [82]. Vale la pena destacar que para ambas estrategias de diseño (i.e., minimización del valor de correlación máxima entre palabras código y diseño del diccionario basado en la transformada de Fourier), la discretización de los valores de amplitud de canal correspondientes a cada una de las antenas en transmisión se debe realizar en forma conjunta. Por esto, la deducción de fórmulas cerradas que posibiliten caracterizar el desempeño de estos esquemas de cuantización en forma teórica se dificulta mucho en la práctica.

Con la idea de atacar este problema, Zhou *et al.* presentaron en [65] un análisis teórico que permite establecer un límite superior de desempeño para el diseño de diccionarios basados en el criterio de minimización de la máxima correlación entre palabras código [66, 68]. A esta estrategia de discretización se la conoce con el nombre de Cuantización Vectorial por Celdas Aproximadas (ACVQ), mientras que el límite superior de desempeño que se consigue en esta circunstancia se lo suele referenciar en la literatura como Límite Superior en Cuantización por celdas (QUB). Como contrapartida, el límite inferior de desempeño para todo esquema de Cuantización Vectorial (VQ) arbitrario se obtiene suponiendo que cada una de las palabras código del diccionario se selecciona de forma completamente aleatoria, siguiendo una distribución isotrópica en la superficie de una hiper-esfera unitaria de dimensión M_t (i.e., $\mathcal{V}_{M_t}$). Esta estrategia de cuantización, identificada en la literatura con el nombre de Cuantización Vectorial Aleatoria (RVQ), permite determinar de forma relativamente sencilla un límite inferior de desempeño para todo esquema de cuantización que se diseñe de forma racional [69, 70]. Notar que el enfoque de diseño basado en RVQ se comporta de forma asintóticamente óptima cuando el número de antenas en transmisión del sistema con Múltiples-Entradas Única-Salida (MISO) crece considerablemente (i.e., cuando $M_t \gg 1$), o bien cuando el número de bits de señalización por usuario tiende a infinito (i.e., cuando $N_{cd} \gg 1$) [70]. Para aquellos lectores interesados en profundizar estos conceptos, se aconseja consultar los contenidos y referencias bibliográficas que se citan en la Sección 2.4.3.2.

A diferencia de los esquemas de discretización basados en ACVQ o RVQ, en este capítulo se analiza el desempeño de distintos modos de señalización CL TD, los cuales se pueden interpretar como generalizaciones de los modos de señalización incluidos en la interfaz FDD de UTRA contemporánea. A pesar de que los modos de señalización UTRA FDD no son óptimos en términos de diseño, la pérdida de desempeño que se sacrifica (e.g., en comparación con los diseños basado en minimizar la máxima correlación entre palabras código del diccionario [66, 68])

es despreciable si el número de antenas transmisoras (i.e., M_t) y el número de bits de señalización (i.e., N_{cd}) es relativamente bajo. Gracias a este comportamiento, la pequeña desmejora en el desempeño que se obtiene por emplear modos de señalización CL TD generalizados se compensa por la mayor simplicidad inherente a su implementación en un sistema de comunicación práctico. A continuación, se presenta un breve resumen de los modos de señalización CL TD que se incluyen dentro de la especificación FDD de la tecnología UTRA.

3.1.2. Modos de Señalización CL TD Interfaz FDD de UTRA

La especificación FDD de UTRA adopta en su definición diferentes técnicas de TD, las cuales se diseñaron en arquitecturas OL y CL suponiendo que la BS está equipada con dos antenas transmisoras (i.e., $M_t = 2$) [83]. Concretamente, existen dos modos de señalización CL TD en la interfaz FDD de la tecnología UTRA, donde cada uno de ellos provee una solución de compromiso distinta entre resolución efectiva de la constelación y robustez en los mecanismos de señalización de información.

En el Modo 1, la longitud de la palabra de señalización es de un único bit. En consecuencia, la BS debe interpolar entre dos palabras de señalización contiguas para estimar el peso de conformación de haz (óptimo) que se debe aplicar en transmisión. En este modo, los pesos de ponderación en transmisión se asemejan a una constelación QPSK variante en el tiempo (i.e, la potencia de transmisión se mantiene constante en todo momento en ambas antenas transmisoras).

Por otro lado, en el Modo 2, la palabra de señalización está compuesta por cuatro bits. En esta situación, se asignan tres bits para cuantizar la información de fase del peso de ponderación en transmisión, reservando el bit restante para reportar la información de ganancia de potencia. Dentro del Modo 2, las antenas de la BS transmiten con diferentes niveles de potencia. Concretamente, se le asignan 6 dB más de potencia a la antena que posee la ganancia de canal de mayor magnitud en recepción (desde la perspectiva de la MS).

Como el canal de retroalimentación en la interfaz FDD de UTRA posee una tasa de transferencia de datos limitada a 1500 bps, la señalización de información en Modo 2 es más sensible a entornos inalámbricos que involucran mayores velocidades de desplazamiento relativas (i.e., valores de desplazamiento Doppler elevados) que la señalización en Modo 1. Esto se debe a que en el Modo 2, la palabra de señalización que se reporta por cada peso de conformación de haz en transmisión es dos veces más larga que en el Modo 1. Para aquellos lectores que deseen profundizar su conocimiento sobre las estructuras de tramas y ranuras de tiempo de estos mecanismos de señalización, se aconseja consultar directamente la especificación técnica de la interfaz FDD de UTRA [83].

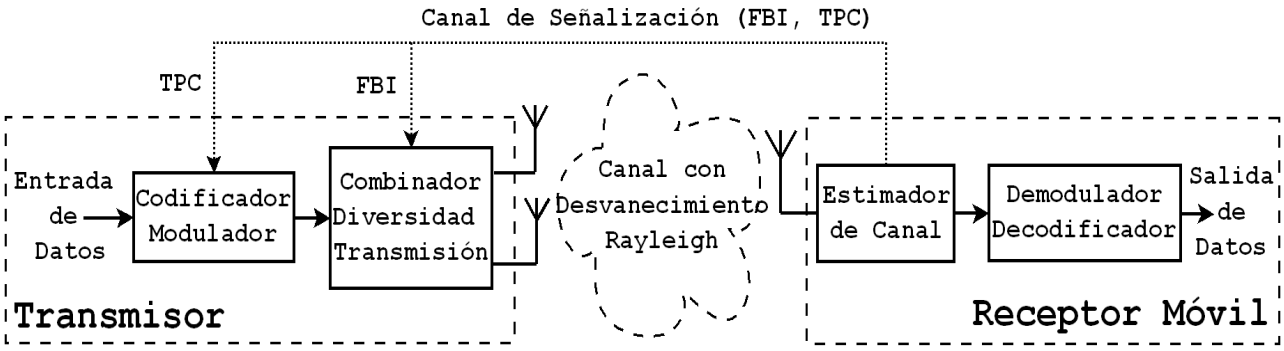

Figura 3.1: Estructura general de un sistema de comunicación con CL TD en el DL [2].

3.2. Modelo de Sistema y Caracterización Estadística

En esta sección se introduce brevemente el modelo de sistema que se utilizará a lo largo del presente capítulo para caracterizar el DL de un canal SU-MIMO compatible con la interfaz FDD de UTRA. Posteriormente, se presentan los tres algoritmos de señalización CL TD generalizados que se emplearán para cuantificar el impacto del empleo de CSIT parcial en este escenario inalámbrico, a saber: TSC, g-mode 1 y g-mode 2. Por último, se proponen los modelos de distribuciones de probabilidad aproximados, los cuales se van a utilizar para caracterizar la tasa de transmisión alcanzable por los distintos algoritmos CL TD subóptimos que se estudian en este capítulo de la Tesis.

3.2.1. Modelo del Sistema de Comunicación

El sistema de transmisión que se analiza en el presente capítulo de la Tesis se puede apreciar en la Fig. 3.1. De acuerdo a este modelo, el usuario móvil codifica la CSI que experimenta en recepción en un mensaje de retroalimentación que se transmite en el campo Indicador de Retro-Alimentación (FBI) del Enlace de Subida (UL) del sistema. De manera similar, los comandos de Control de Potencia en Transmisión (TPC) se envían desde las MSs hacia la BS en el campo homónimo del UL. Los mecanismos de TPC poseen alta velocidad de respuesta y se emplean en servicios de comunicación con requerimientos de latencia estrictos (e.g., servicios de video y voz en tiempo real). Sin embargo, los servicios de datos que emplea la extensión de Acceso por Paquetes en Enlace de Bajada de Alta Velocidad (HSDPA) de la interfaz FDD de UTRA no hacen uso de mecanismo de TPC alguno. En su lugar, la tecnología HSDPA opta por incorporar esquemas de Codificación y Modulación Adaptiva (AMC) combinados con mecanismos de Solicitud de Repetición Automática (ARQ) híbridos con rápida respuesta, ya que los retardos tolerables en servicios de transferencia de datos son más holgados que los requerimientos de latencia que se necesitan garantizar en servicios de comunicación en tiempo real.

En nuestro modelo de sistema se emplea un modelo de desvanecimiento por bloques. En otras palabras, se considera que el tiempo de coherencia del canal inalámbrico móvil es comparable a la duración del intervalo de transmisión del sistema, por lo que se puede suponer que todas las ganancias de canal que experimentan cada uno de los usuarios en recepción permanecen invariantes durante el lapso de tiempo correspondiente a una trama completa de símbolos transmitidos. Además, se considera que:

1. La BS está equipada con M_t elementos de antena en transmisión, mientras que cada MS posee un único elemento de antena en recepción (i.e., $M_r = 1$),
2. Cada una de las componentes $h_{k,m} = \sqrt{\gamma_{k,m}}\, e^{j\psi_{k,m}}$ (con $m = 1, \ldots, M_t$) del vector que representa el estado de canal en recepción para el k-ésimo usuario (i.e., $\mathbf{h}_k$) es una Variable Aleatoria (RV) i.i.d. con distribución Gaussiana compleja y media nula,
3. Los vectores de estado de canal se pueden estimar de forma perfecta en recepción y
4. Las palabras de señalización están compuestas por CSI en corto plazo, las cuales se retroalimentan al transmisor suponiendo que no existen errores ni latencia alguna durante su transporte a través del canal reverso.

En un sistema SU-MIMO que aplica CL TD, la señal que recibe el k-ésimo usuario viene dada por la siguiente expresión:

$$r_k = (\mathbf{h}_k \cdot \mathbf{w}_k)\, s_k + n_k = \left(\sum_{m=1}^{M_t} w_{m,k}\, h_{k,m} \right) s_k + n_k, \tag{3.1}$$

donde s_k es el símbolo transmitido, n_k representa la componente compleja de Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (AWGN) con media nula y variancia N_0, mientras que $\mathbf{w}_k \in \mathcal{W}$ hace referencia al vector de conformación de haz que se aplica en transmisión (con $\|\mathbf{w}_k\| = 1$). Dada la señal en recepción (3.1) y el conjunto de cuantización $\mathcal{W} = \{\mathbf{w}_1, \ldots, \mathbf{w}_{N_D}\}$, el vector de ponderación $\widehat{\mathbf{w}}_k$ que maximiza la Relación Señal-a-Ruido (SNR) en recepción para el k-ésimo usuario se obtiene evaluando la expresión (3.1) para todos los elementos que componen a $\mathcal{W}$.

3.2.2. Algoritmos de Señalización CL TD Subóptimos

Con el propósito de caracterizar el desempeño de un sistema de comunicación SU-MIMO, en el presente capítulo de la Tesis nos enfocaremos en analizar el desempeño de tres algoritmos de señalización CL TD subóptimos, a saber: TSC, Modo 1 Generalizado y Modo 2 Generalizado. A continuación, se presenta un breve resumen de los conceptos involucrados en cada uno de ellos.

3.2.2.1. Combinación con Selección de Transmisor

En este algoritmo, el conjunto de cuantización está compuesto por M_t vectores de conformación de haz de la forma $\mathbf{w}_l = (0, \ldots, 0, 1, 0, \ldots, 0)^T$ (con $l = 1, \ldots, M_t$), donde el componente no-nulo identifica el mejor canal en términos de potencia de recepción. Por esto,

$$|\mathbf{h}_k \cdot \widehat{\mathbf{w}}_k| = \underset{m=1,\ldots,M_t}{\text{máx}} \{|h_{k,m}|\}. \tag{3.2}$$

En esta circunstancia, sólo hacen falta $\lceil \log_2(M_t) \rceil$ bits de retroalimentación, donde $\lceil x \rceil$ representa el menor número entero mayor o igual a x (i.e., función ceiling). El principal beneficio de TSC se encuentra en el bajo caudal de información de retroalimentación que necesita, hecho que lo transforma en un algoritmo atractivo desde un punto de vista de implementación práctico. Sin embargo, el desempeño de TSC es inferior al que obtiene a partir de la implementación de algoritmos de CL TD más sofisticados. Además, el algoritmo TSC es altamente sensible a los errores de bits en la información de retroalimentación que se reporta desde las MSs del sistema [56].

3.2.2.2. Modo 1 Generalizado

En este modo de señalización CL TD, las diferencias de fase que existen entre las señales provenientes desde las distintas antenas en transmisión se ajustan en forma secuencial con respecto a una antena de la BS que se emplea como referencia [57]. Este modo de señalización representa una forma especial de los algoritmos de *ajuste de fase* (cophasing) que se abordan en [64] y [84], donde se supone que cada MS (equipada con una sola antena) reporta una palabra código de longitud $(M_t - 1)$ hacia la BS del sistema (equipada con M_t elementos de antena). Cada palabra de señalización de este algoritmo se obtiene a partir de la información de fase relativa de $(M_t - 1)$ ganancias de canal, las cuales se generan al utilizar la fase absoluta del canal de la primera antena como fase de referencia. En este algoritmo de señalización, los bits de información que identifican cada una de las fases relativas se determinan en forma independiente entre sí. En este contexto, cuando se emplean N_{rp} bits de cuantización por cada fase relativa de antena, el algoritmo de señalización viene dado por

$$|h_{k,1} + \widehat{v}_m\, h_{k,m}| = \text{máx}\left\{ |h_{k,1} + v_m\, h_{k,m}| : v_m = e^{j2\pi\left(\frac{n}{2^{N_{\text{rp}}}}\right)} \right\} \quad n = 0, \ldots, 2^{N_{\text{rp}}} - 1, \tag{3.3}$$

donde cada uno de los componentes del peso en transmisión óptimo (i.e., $\widehat{\mathbf{w}}_k$) tiene la siguiente estructura:

$$\widehat{w}_{k,m} = \frac{1}{\sqrt{M_t}} \times \begin{cases} 1 & m = 1 \\ \widehat{v}_m & m = 2, \ldots, M_t \end{cases}. \tag{3.4}$$

Es decir, cada fase se ajusta de forma independiente respecto a la fase de la primera antena.

Como el modo de señalización g-mode 1 sólo aplica ajustes de fase en transmisión, la potencia de transmisión se mantiene balanceada en todo momento a lo largo de los distintos elementos que componen al arreglo de antenas de la BS. Vale la pena destacar que esta propiedad resulta ventajosa a la hora de implementar este algoritmo de señalización en un sistema de comunicación práctico, ya que se simplifican considerablemente los requerimientos de hardware que se deben satisfacer para diseñar los amplificadores de potencia.

3.2.2.3. Modo 2 Generalizado

En este algoritmo de señalización, el receptor ordena primero de mayor a menor todas (o algunas) de las ganancias de canal individuales $\{|h_{k,m}|\}$ (con $m = 1, \ldots, M_t$), para seleccionar posteriormente la información de señalización de fase aplicando el algoritmo descrito en el modo de señalización g-mode 1 [57]. En el modo de señalización g-mode 2, las MSs reportan a la BS tanto la información de orden de las ganancias de canal individuales, como las diferencias de fase relativas entre cada una de ellas (respecto a la antena de referencia). Posteriormente, la BS emplea esta información para seleccionar la amplitud y fase de cada uno del peso de conformación de haz óptimo dentro del conjunto de cuantización finito (i.e., $\mathcal{W}$). El proceso de selección de los pesos de amplitud en g-mode 2 se tratará posteriormente en la Sección 3.3.

De acuerdo a los resultados que se presentan en la Sección 3.4 se puede apreciar que, el empleo de un esquema CL TD con señalización g-mode 2 permite alcanzar una tasa de transmisión efectiva próxima al valor óptimo que se consigue en un canal SU-MIMO con CSIT completa. Sin embargo, este comportamiento trae como consecuencia la necesidad de soportar un mayor caudal de información de retroalimentación en esta circunstancia. De hecho, la cantidad de información de retroalimentación que se debe reportar crece rápidamente a medida que aumenta el valor de M_t. Por ejemplo, si se emplea un algoritmo de señalización g-mode 2 que reporta el orden de las ganancias de canal de forma completa, la longitud de la palabra de señalización en esta circunstancia contará con $\lceil \log_2(M_t!) \rceil$ bits de orden y $(M_t - 1)N_{\text{rp}}$ bits de fase.

Vale la pena destacar que cuando $M_t = 2$, los modo de señalización g-mode 1 con $N_{\text{rp}} = 2$ y g-mode 2 con $N_{\text{rp}} = 3$ son equivalentes a los modos de señalización de la interfaz FDD de UTRA denominados CL TD Modo 1 y Modo 2, respectivamente [83]. Se hace notar que el esquema CL TD Modo 2 se eliminó posteriormente de la especificación FDD de UTRA original, junto con otras características de las primeras versiones del estándar, con el propósito de mantener acotada su complejidad. De todos modos, el análisis teórico correspondiente al modo de señalización g-mode 2 se incluye en el presente capítulo a modo ilustrativo, con el propósito identificar cuál es el nivel de desempeño que se puede alcanzar en un escenario de este tipo cuando existe la posibilidad de ajustar simultáneamente la amplitud y la fase de los pesos de conformación de haz que se aplican en transmisión.

Por último, es interesante observar que los análisis teóricos que se llevan adelante en este capítulo para TSC, g-mode 1 y g-mode 2 se pueden extender de forma sencilla a un escenario con múltiples antenas en recepción (i.e., $M_r > 1$); por ejemplo, se puede emplear Combinación con Relación Máxima (MRC) o Selección de Antenas en Recepción (RAS) entre las señales que se inducen en los distintos elementos de antena del receptor. De todos modos, nuestra atención se centra en el estudio del escenario equipado con una única antena en recepción (i.e., $M_r = 1$), con el propósito de mantener acotada la complejidad del análisis teórico que se va a desarrollar; además, se deja constancia que este último escenario de trabajo representa la alternativa más factible de implementar en un dispositivo de comunicación portátil (que sea práctico para utilizar en un sistema de comunicación contemporáneo).

3.2.3. Distribuciones de Probabilidad de SNR

Para calcular la tasa de transmisión alcanzable por los distintos algoritmos CL TD que se presentaron en la sección anterior, hace falta conocer la Función de Densidad de Probabilidad (PDF) de la SNR en recepción en cada situación. En presencia de señalización TSC, el comportamiento probabilístico de la SNR en recepción se encuentra bien documentado en la literatura, e.g., en referencias tales como [85]. No obstante, cuando se emplean los algoritmos de señalización g-mode 1 y g-mode 2, se observa que

$$|\mathbf{h}_k \cdot \widehat{\mathbf{w}}_k|^2 = \left| \sum_{m=1}^{M_t} \widehat{u}_{k,m} \sqrt{\gamma_{k,m}}\, e^{j\phi_{k,m}} \right|^2, \qquad \gamma_{k,m} = |h_{k,m}|^2, \tag{3.5}$$

donde $\phi_{k,1} = 0$ y las fases post-ajuste $\left\{\phi_{k,m}\right\}$ (con $m = 2, \ldots, M_t$) se encuentran distribuidas de manera uniforme en el intervalo $\mathcal{I} = \left[-\frac{\pi}{2^{N_{\mathrm{rp}}}}, \frac{\pi}{2^{N_{\mathrm{rp}}}}\right)$. En esta ecuación, el término $\widehat{u}_{k,m}$ hace referencia a la amplitud del peso de conformación de haz correspondiente al k-ésimo usuario que se aplica a la m-ésima antena del transmisor. De ahora en adelante, se supone que la distribución de probabilidad que modela la SNR de cada antena en recepción se normalizan para satisfacer la relación $\mathbb{E}\left\{\gamma_{k,m}\right\} = 1$. En general, la PDF correspondiente a la RV $|\mathbf{h}_k \cdot \widehat{\mathbf{w}}_k|^2$ es muy complicada de establecer en forma exacta. Por esto, nuestro objetivo es encontrar una aproximación que ajuste el comportamiento de la distribución original de manera apropiada. A la hora de seleccionar esta aproximación, se tendrán en cuenta los siguientes aspectos:

1. En un caso ideal, cuando la BS dispone de CSIT completa, el peso de conformación de haz óptimo verifica la relación $\widehat{\mathbf{w}}_k = \frac{\mathbf{h}_k^H}{\|\mathbf{h}\|}$. Bajo este supuesto, es posible demostrar que $|\mathbf{h}_k \cdot \widehat{\mathbf{w}}_k|^2 = \|\mathbf{h}_k\|^2$ posee distribución χ^2 con $2\,M_t$ grados de libertad, i.e.,

$$f(z) = \frac{1}{\Gamma(M_t)}\, z^{M_t - 1}\, e^{-z} \qquad z \geq 0, \tag{3.6}$$

donde $\Gamma(x)$ representa la función Gamma general.

2. Cuando se emplea un código Espacio-Temporal (ST) en transmisión que sólo provee ganancia de diversidad (i.e., sin ningún tipo de ganancia de potencia por combinación coherente de señales), la PDF de la SNR en recepción viene dada por

$$f(z) = \frac{1}{\Gamma(M_t)}\, {M_t}^{M_t}\, z^{M_t-1}\, e^{-M_t\, z} \qquad z \geq 0. \tag{3.7}$$

Este ejemplo se da, e.g., cuando se emplea un Código Bloque Espacio-Temporal (STBC) ortogonal (e.g., codificación Alamouti para $M_t = 2$ [13]).

3. Cuando la amplitud de una señal de radio posee distribución Nakagami [41], la PDF de su energía viene dada por la siguiente expresión:

$$f(z) = \frac{1}{\Gamma(\mathfrak{m})} \left(\frac{\mathfrak{m}}{\mathcal{G}}\right)^{\mathfrak{m}} z^{\mathfrak{m}-1}\, e^{-\mathfrak{m}\left(\frac{z}{\mathcal{G}}\right)} \qquad z \geq 0. \tag{3.8}$$

En presencia de los algoritmos de señalización CL TD descritos en la Sección 3.2.2, el parámetro $\mathcal{G}$ representa la *ganancia de SNR* (SNR gain), mientras que el parámetro $\mathfrak{m}$ identifica la *figura de desvanecimiento* (fading figure) de la distribución Nakagami [41], i.e.,

$$\mathcal{G} = \mathbb{E}\left\{|\mathbf{h}_k \cdot \widehat{\mathbf{w}}_k|^2\right\}, \qquad \mathfrak{m} = \frac{\mathbb{E}^2\left\{|\mathbf{h}_k \cdot \widehat{\mathbf{w}}_k|^2\right\}}{\mathbb{E}\left\{\left(|\mathbf{h}_k \cdot \widehat{\mathbf{w}}_k|^2 - \mathbb{E}\left\{|\mathbf{h}_k \cdot \widehat{\mathbf{w}}_k|^2\right\}\right)^2\right\}}. \tag{3.9}$$

En este contexto, la ganancia de SNR provee información sobre la ganancia de potencia que se experimenta a partir de la combinación coherente de señales en el extremo receptor, mientras que la figura de desvanecimiento indica el grado de variabilidad de la SNR en recepción que se origina a partir de los pesos de conformación de haz que se aplican en transmisión.

Comparando las expresiones (3.6), (3.7) y (3.8) se puede observar que:

- En presencia de CSIT perfecta, se verifica que $\mathcal{G} = \mathfrak{m} = M_t$.
- Cuando se aplica codificación ST en transmisión con ganancia de diversidad perfecta (i.e., sin ganancia de potencia), se observa que $\mathcal{G} = 1$ y $\mathfrak{m} = M_t$.
- Cuando no hay ningún tipo de CSIT, la amplitud del canal resultante de la sumatoria en la expresión (3.1) posee distribución Rayleigh. Sin embargo, en presencia de CSIT parcial (i.e., cuantizada), se verifica que $1 \leq \mathcal{G} \leq M_t$ y $1 \leq \mathfrak{m} \leq M_t$. En base a este análisis, se espera que la distribución Nakagami ofrezca una buena alternativa para aproximar el comportamiento probabilístico de la amplitud de señal en recepción cuando sólo se puede disponer de CSIT limitada.

A continuación, se computan los valores de ganancia de SNR (i.e., $\mathcal{G}$) y figura de desvanecimiento (i.e., $\mathfrak{m}$) para ambos modos de señalización CL TD generalizados (ver Sección 3.3). De

acuerdo a estos resultados se puede apreciar que, el valor que adopta $\mathfrak{m}$ es próximo a M_t en ambos casos (i.e., g-mode 1 y g-mode 2). Por esto, se opta por utilizar como aproximación de este comportamiento probabilístico la distribución (3.8) parametrizada con una figura de desvanecimiento $\mathfrak{m} = M_t$. En este contexto, el valor específico que adopte la ganancia de SNR (i.e., $\mathcal{G}$) reflejará el impacto que tiene el empleo de los distintos caudales de CSIT parcial en cada circunstancia. Tal cual se podrá apreciar más adelante en la Sección 3.4, este tipo de aproximación provee muy buenos resultados (al comparar su desempeño con los valores numéricos que se obtienen a partir de los comportamientos simulados por computadora).

3.3. Parametrización del Modelo Probabilístico

En esta sección se computan los valores de ganancia de SNR (i.e., $\mathcal{G}$) y figura de desvanecimiento (i.e., $\mathfrak{m}$) para ambos modos de señalización CL TD generalizados (i.e., g-mode 1 y g-mode 2). Posteriormente, estos parámetros se usarán para definir la fórmula cerrada de la PDF de energía de una RV Nakagami específica, la cual se utilizará luego para aproximar el comportamiento estadístico de la SNR instantánea en recepción que experimenta una MS genérica en esta circunstancia (i.e., cuando $M_r = 1$). El análisis teórico que se presenta en esta parte de la Tesis se lleva a cabo para un sistema SU-MIMO equipado con dos antenas en transmisión (i.e., $M_t = 2$). Sin embargo, es importante destacar que este enfoque analítico se puede extender de forma sencilla a sistemas SU-MIMO con un mayor número de elementos de antena en el extremo transmisor (i.e., cuando $M_t > 2$).

3.3.1. Ganancia de SNR en Modos CL TD Generalizados

En esta parte se calcula la ganancia de SNR para los modos de señalización CL TD g-mode 1 y g-mode 2. Estos cómputos se presentaron originalmente en [57] y en [64] para g-mode 1 con $N_{\mathrm{rp}} = 1$. Cuando las diferencias de fase del esquema CL TD se ajustan de acuerdo a (3.3), la ganancia de SNR para g-mode 1 vienen dada por la siguiente expresión:

$$\mathcal{G} = 1 + \frac{M_t - 1}{2\,M_t}\left(1 + \frac{M_t - 2}{2}\,c_{N_{\mathrm{rp}}}\right)\pi\,c_{N_{\mathrm{rp}}}, \qquad c_{N_{\mathrm{rp}}} = \frac{2^{N_{\mathrm{rp}}}}{\pi}\,\sin\left(\frac{\pi}{2^{N_{\mathrm{rp}}}}\right). \tag{3.10}$$

Vale la pena destacar que en el cálculo de la ganancia de SNR se tuvo en cuenta que las diferencias de fase entre la primera y la m-ésima réplica de señal (con $m = 2, \ldots, M_t$) poseen distribución uniforme en el intervalo $\mathcal{I} = \left[-\frac{\pi}{2^{N_{\mathrm{rp}}}}, \frac{\pi}{2^{N_{\mathrm{rp}}}}\right)$. De acuerdo a la expresión (3.10), la ganancia de SNR para g-mode 1 es proporcional al número de antenas en transmisión (i.e., M_t). A modo comparativo, se recuerda que la ganancia de SNR reportada en la literatura para el algoritmo de señalización TSC es proporcional a $\log_e(M_t)$ [86].

Para el algoritmo de señalización CL TD g-mode 2, la amplitud de los pesos de conformación de haz en transmisión se deben diseñar teniendo en cuenta los elementos de la matriz de covariancia del canal post-ajuste (afectados por los vectores de conformación de haz óptimos en transmisión) (i.e., $\mathbf{R}_{\text{fb}}$). Los distintos elementos que componen la matriz de covariancia $\mathbf{R}_{\text{fb}}$ satisfacen la siguiente expresión:

$$\{\mathbf{R}_{\text{fb}}\}_{l,m} = \mathbb{E}\left\{\sqrt{\gamma_{k,(l)}\,\gamma_{k,(m)}}\right\}\,\text{Re}\Big\{\mathbb{E}\big\{e^{j\left(\phi_{k,l}-\phi_{k,m}\right)}\big\}\Big\} = \varrho_{l,m}\,c_{l,m} \qquad l,m = 1,\ldots,M_t. \quad (3.11)$$

En esta ecuación, $\gamma_{k,(m)}$ hace referencia a la m-ésima estadísticas ordenada que se obtienen al organizar de menor a mayor el vector de muestras de SNR instantáneas que experimenta en recepción el k-ésimo usuario desde cada una de las antenas del transmisor (en forma marginal); i.e., el vector de estadísticas ordenadas debe satisfacer la relación $\gamma_{k,(m)} \geq \gamma_{k,(l)}$ para todo $m > l$. Con el propósito de simplificar la notación, se omite explicitar directamente el subíndice k que identifica al usuario tanto en la notación de la matriz $\mathbf{R}_{\text{fb}}$ como en la de los escales $\varrho_{l,m}$ y $c_{l,m}$.

En la expresión (3.11), el factor $\varrho_{l,m}$ representa el nivel de correlación de canal que se genera por la operación de ordenamiento en transmisión, mientras que el factor $c_{l,m}$ es el encargado de reflejar el nivel de correlación que se genera por el procedimiento de ajuste de fase en transmisión, donde

$$c_{l,m} = \begin{cases} c_{N_{\text{rp}}} & \text{cuando } l = 1 \text{ o } m = 1 \\ c_{N_{\text{rp}}}^2 & \text{en el resto de las situaciones} \end{cases}. \quad (3.12)$$

Las expresiones cerradas que identifican los valores $\left\{\varrho_{l,m}\right\}$ (con $l,m = 1,\ldots,M_t$) para un canal Rayleigh con desvanecimiento plano se presentan en [57], las cuales se derivaron basándose en resultados presentados previamente por Lieblein en [87].

Tanto la información de fase como la información de ordenamiento imponen de manera conjunta estadísticas de señal de largo término, las cuales definen la amplitud de los pesos de cuantización óptimos a partir de los valores propios de la matriz $\mathbf{R}_{\text{fb}}$. Concretamente, la ganancia de SNR para el g-mode 2 viene dada por

$$\mathcal{G} = \lambda_{\text{máx}} = \text{máx}\,\{\lambda : \mathbf{R}_{\text{fb}} \cdot \widehat{\mathbf{u}} = \lambda\,\widehat{\mathbf{u}}\}, \quad (3.13)$$

donde $\widehat{\mathbf{u}}$ es el vector con las amplitudes de los pesos de conformación de haz que se aplican en transmisión. Es decir, la ganancia de SNR en esta circunstancia se define a partir del máximo valor propio que adopta la matriz de covariancia $\mathbf{R}_{\text{fb}}$.

Los valores de ganancia de SNR para los modos de señalización CL TD g-mode 1 y g-mode 2 con $N_{\text{rp}} = 3$ se presentan en el Cuadro 3.1. De acuerdo a estos resultados, se puede observar que las ganancias de SNR en ambas situaciones se encuentran muy próximas a los valores óptimos definidos por la expresión $10\,\log_{10}(M_t)$ [dB]. No obstante, vale la pena destacar que el uso de información de ordenamiento completa en g-mode 2 sólo es viable cuando el número de antenas en transmisión es moderado (recordar que el caudal de información de retroalimentación en

Cuadro 3.1: Ganancias de SNR y Figuras de Desvanecimiento para g-mode 1 y g-mode 2 cuando $N_{\mathrm{rp}} = 3$.

	$\mathcal{G}$ / g-mode 1	$\mathcal{G}$ / g-mode 2	$\mathfrak{m}$ / g-mode 1	$\mathfrak{m}$ / g-mode 2
$M_t = 2$	2,52 dB	2,86 dB	1,91	1,99
$M_t = 4$	5,26 dB	5,79 dB	3,73	3,97
$M_t = 8$	8,13 dB	8,80 dB	7,37	7,96

esta circunstancia crece muy rápido con el aumento de M_t). En aquellas situaciones donde se desee mantener acotado el caudal de información que se reporta en g-mode 2 para valores de M_t relativamente altos, se puede recurrir al empleo de una estrategia de ordenamiento reducida, donde sólo se tenga que informar al transmisor el orden de los canales con mejor calidad que se encuentran en las primeras posiciones [57].

3.3.2. Figura de Desvanecimiento en Modos CL TD Generalizados

En esta parte de la Tesis se computan analíticamente las figuras de desvanecimiento para los modos de señalización CL TD g-mode 1 y g-mode 2 en presencia de un arreglo de antenas con dos elementos en transmisión (i.e., $M_t = 2$). La complejidad de las fórmulas analíticas involucradas en el estudio de los modos de señalización CL TD genéricos crece en forma considerable a medida que aumenta el números de antenas en transmisión; en consecuencia, los valores de figura de desvanecimiento que se presentan en el Cuadro 3.1 para valores de $M_t > 2$ se obtuvieron a partir de simulaciones numéricas.

Sea un canal de comunicación SU-MIMO con $M_t = 2$. En esta circunstancia, el segundo momento de la SNR instantánea que experimenta un usuario genérico k en recepción en presencia de señalización g-mode 1 y g-mode 2 se puede calcular a partir de la siguiente expresión:

$$\mathbb{E}\left\{\left(|\mathbf{h}_k \cdot \widehat{\mathbf{w}}_k|^2\right)^2\right\} = \mathbb{E}\left\{\left|\widehat{u}_1\sqrt{\gamma_{k,(1)}} + \widehat{u}_2\sqrt{\gamma_{k,(2)}}\, e^{j\,\phi_{k,2}}\right|^4\right\}. \tag{3.14}$$

Para g-mode 1, se verifica que $\widehat{u}_1 = \widehat{u}_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}$. Las fórmulas cerradas para calcular los pesos con g-mode 2 se encuentran en la [57], ecuación (5). Por esto, ahora nos concentramos en derivar las fórmulas para las siguientes esperanzas matemáticas:

$$\begin{array}{ll} \mathbb{E}\{\cos(\phi_{k,2})\}, & \mathbb{E}\{\cos^2(\phi_{k,2})\}, \\ \mathbb{E}\{\gamma_{k,(1)}^{2-\delta}\,\gamma_{k,(2)}^{\delta}\} & \delta \in \{0, \frac{1}{2}, 1, \frac{3}{2}, 2\}. \end{array} \tag{3.15}$$

La primera esperanza matemática de (3.15) se conoce de (3.10), porque $c_{N_{\mathrm{rp}}} = \mathbb{E}\{\cos(\phi_{k,2})\}$, donde $\phi_{k,2}$ es una RV uniformemente distribuida en el intervalo $\mathcal{I} = \left[-\frac{\pi}{2^{N_{\mathrm{rp}}}}, \frac{\pi}{2^{N_{\mathrm{rp}}}}\right)$. Para la

segunda esperanza matemática de la ecuación (3.15), se verifica que

$$\mathbb{E}\{\cos^2(\phi_{k,2})\} = \frac{2^{N_{\mathrm{rp}}}}{\pi} \int_{-\pi/2^{N_{\mathrm{rp}}}}^{\pi/2^{N_{\mathrm{rp}}}} \frac{1}{2}\left[1+\cos(2\,\phi)\right] d\phi = \frac{1}{2}\left(1+c_{N_{\mathrm{rp}}-1}\right). \tag{3.16}$$

El cálculo de la correlación entre las diferentes amplitudes de las componentes de señal es también bastante directo. En esta circunstancia, se tiene que

$$\begin{aligned}\mathbb{E}\{\gamma_{k,(1)}^{2-\delta}\,\gamma_{k,(2)}^{\delta}\} &= \int_0^{\infty}\int_0^{\gamma_1} \gamma_1^{2-\delta}\,\gamma_2^{\delta}\,e^{-(\gamma_1+\gamma_2)}\,d\gamma_2\,d\gamma_1 \\ &= \int_0^{\infty} \gamma_1^{2-\delta}\,e^{-\gamma_1}\,\Upsilon(\delta+1,\gamma_1)\,d\gamma_1,\end{aligned} \tag{3.17}$$

donde $\Upsilon(a,x)$ es la función Gamma incompleta, ver ecuación (6.5.2) de [88]. A partir de utilizar la fórmula de integración (6.455.2) de [89] se obtiene que

$$\mathbb{E}\{\gamma_{k,(1)}^{2-\delta}\gamma_{k,(2)}^{\delta}\} = \frac{3}{8\,(\delta+1)}\,{}_2F_1(1,4;\delta+2;1/2), \tag{3.18}$$

donde ${}_2F_1(a_1,a_2;b_1;x)$ representa la función hipergeométrica, ver ecuación (15.1.1) de [88]. La figura de desvanecimiento para $M_t = 2$ se obtiene a partir de la definición (3.9), empleando los pesos $\widehat{u}_1$ y $\widehat{u}_2$, las ganancias de SNR calculadas previamente (ver Sección 3.3.1) y los momentos de segundo orden que se obtienen de (3.14), (3.16) y (3.18).

En el Cuadro 3.1 se puede apreciar que las figuras de desvanecimiento para los modos de señalización CL TD g-mode 1 y g-mode 2 son próximas a M_t (i.e., el valor que se obtiene en presencia de CSIT completa). En base a este comportamiento, se justifica emplear como aproximación la distribución (3.8) con parámetro $\mathfrak{m} = M_t$ como punto de partida, con el propósito de llevar a cabo un análisis de capacidad teórica que sea manejable. Posteriormente, se mostrará que las fórmulas cerradas que se derivan a partir de este enfoque analítico proveen una precisión más que aceptable, al comparar los resultados teóricos que se obtienen con los resultados generados a partir de simulaciones numéricas. En base a los resultados del Cuadro 3.1 se observa que, el empleo de un modo de señalización con amplitudes de conformación de haz variables (i.e., g-mode 2) provee mejoras muy poco apreciables en el desempeño del sistema. Gracias a este comportamiento se puede concluir que, la mayor parte de la ganancia de un esquema de señalización de este tipo se cosecha en la etapa de ajuste de fase (i.e., g-mode 1), la cual se encarga de poner en fase las distintas réplicas de señal provenientes desde cada uno de los elementos de antena de la BS en transmisión.

3.4. Capacidad Enlace Modos CL TD Generalizados

En esta sección se derivan las fórmulas cerradas que permiten aproximar la tasa de transmisión de datos alcanzable en un sistema SU-MIMO cuando se implementan algoritmos de

señalización CL TD generalizados, en presencia y en ausencia de mecanismos de control de potencia con rápida respuesta en transmisión. De acuerdo a los resultados que se obtienen en esta parte de la Tesis se podrá concluir que, la capacidad de enlace alcanzable por estos algoritmos de señalización CL TD generalizados se puede caracterizar de forma precisa empleando únicamente la ganancia de SNR del esquema (cuyo cálculo se determinó en forma cerrada en la Sección 3.3.1).

3.4.1. Potencia de Transmisión Constante

Cuando la potencia de transmisión del sistema se mantiene constante (i.e., ctp), la capacidad del enlace que se consigue aplicando CL TD en presencia de un canal con desvanecimiento Rayleigh plano viene dada por la siguiente expresión:

$$C_{\text{ctp}}(P_t) = B_w \, \mathbb{E}\left\{\log_2\left(1 + P_t \, |\mathbf{h}_k \cdot \widehat{\mathbf{w}}_k|^2\right)\right\}, \tag{3.19}$$

donde B_w [Hz] es el ancho de banda del canal de comunicación, P_t representa la potencia disponible en transmisión y $|\mathbf{h} \cdot \hat{\mathbf{w}}|^2$ hace referencia a la SNR instantánea en recepción [90]. Para llevar a cabo el cálculo que se presenta en (3.19), hace falta conocer la PDF conjunta de los vectores aleatorios

$$\overline{\gamma}_k = [\gamma_{k,1}, \ldots, \gamma_{k,M_t}], \qquad \overline{\phi}_k = [\phi_{k,1}, \ldots, \phi_{k,M_t}]. \tag{3.20}$$

Los coeficientes de canal son no-correlacionados entre sí. Además, como las fases y amplitudes de los distintos coeficientes de canal originales se ajustan de forma independiente en transmisión, se puede decir que

$$f(\overline{\gamma}_k, \overline{\phi}_k) = f(\overline{\gamma}_k) \prod_{m=2}^{M_t} U(\phi_{k,m}), \tag{3.21}$$

donde $U(\phi_{k,m})$ hace referencia a la función de probabilidad uniforme correspondiente al comportamiento de $\phi_{k,m}$, la cual se obtiene al aplicar un mecanismo de ajuste de fase con N_{rp} bits de fase por cada rama de transmisión individual (ver Sección 3.3.1). La distribución de probabilidad del vector $\overline{\gamma}_k$ depende de la información de amplitud disponible en transmisión. Como en el modo de señalización CL TD g-mode 1 no existe este tipo de información de amplitud, $f(\overline{\gamma}_k) = e^{-|\overline{\gamma}_k|}$ con $|\overline{\gamma}_k| = \sum_{m=1}^{M_t} \gamma_{k,m}$. Por el contrario, en g-mode 2 existe información de ordenamiento de las ganancias de canal individuales en transmisión; en consecuencia, la PDF $f(\overline{\gamma}_k)$ en esta circunstancia es equivalente a la función de probabilidad conjunta de las estadísticas ordenadas de M_t RVs con distribución marginal exponencial.

La fórmula de capacidad (3.19) se puede reescribir ahora como

$$C_{\text{ctp}}(P_t) = B_w \int \log_2\left(1 + P_t \, |\mathbf{h}_k \cdot \widehat{\mathbf{w}}_k|^2\right) f(\overline{\gamma}_k, \overline{\phi}_k) \, d\overline{\gamma}_k \, d\overline{\phi}_k, \tag{3.22}$$

donde $|\mathbf{h}_k \cdot \widehat{\mathbf{w}}_k|^2$ depende de $\overline{\gamma}_k$ y $\overline{\phi}_k$ de acuerdo a lo que se puede apreciar en la ecuación (3.5), mientras que $d\overline{\gamma}_k = d\gamma_{k,1} \cdots d\gamma_{k,M_t}$ y $d\overline{\phi}_k = d\phi_{k,2} \cdots d\phi_{k,M_t}$. A continuación se introduce una

aproximación que simplifica enormemente el cálculo de la expresión (3.22). A partir del empleo de propiedades básicas de la función logaritmo, se puede ver que

$$\log_2\left(1+P_t\,|\mathbf{h}_k\cdot\widehat{\mathbf{w}}_k|^2\right)=\log_2\left(1+P_t\,\frac{\mathcal{G}\,|\overline{\gamma}_k|}{M_t}\right)+\log_2\left(1+\rho\right), \tag{3.23}$$

donde el parámetro ρ viene dado por la relación

$$\rho=P_t\,\frac{|\mathbf{h}_k\cdot\widehat{\mathbf{w}}_k|^2-\frac{\mathcal{G}\,|\overline{\gamma}_k|}{M_t}}{1+P_t\,\frac{\mathcal{G}\,|\overline{\gamma}_k|}{M_t}}. \tag{3.24}$$

Empleando la descomposición que se presenta en (3.23), se obtiene la siguiente expresión:

$$C_{\text{ctp}}(P_t)=\widetilde{C}_{\text{ctp}}(P_t)+\epsilon_{\text{ctp}}, \tag{3.25}$$

donde ϵ_{ctp} representa el error de aproximación para la capacidad de enlace suponiendo que la potencia de transmisión se mantiene constante. Posteriormente, se podrá observar que los valores que adopta ϵ_{ctp} (obtenidos a partir de simulaciones numéricas) son relativamente pequeños en comparación con los valores de la aproximación $\widetilde{C}_{\text{ctp}}(P_t)$.

De acuerdo a la expresión (3.25), la aproximación de capacidad con la que estamos trabajando viene dada por la relación

$$\widetilde{C}_{\text{ctp}}(P_t)=B_w\int\log_2\left(1+P_t\,\frac{\mathcal{G}\,|\overline{\gamma}_k|}{M_t}\right)f(\overline{\gamma}_k)\,d\overline{\gamma}_k. \tag{3.26}$$

Vale la pena destacar que en la expresión anterior, la información de fase y amplitud que se aplica en transmisión se encuentra incorporada dentro de la ganancia de SNR del esquema CL TD (i.e., $\mathcal{G}$). Por esto, el integrando de la expresión no depende de las fases individuales post-ajuste y las amplitudes post-ordenamiento; en consecuencia, la PDF $f(\overline{\gamma}_k)$ en (3.26) viene dada por la fórmula de la distribución de probabilidad que se presenta en (3.6) para CSIT completa. En este contexto, cuando $\mathcal{G}=1$, la expresión $\widetilde{C}_{\text{ctp}}(P_t)$ representa la capacidad de enlace que se obtiene cuando se aplican mecanismos de diversidad puros en transmisión (e.g., a partir del empleo de STBC con diseño ortogonal y tasa unitaria). Notar que este tipo de codificación ST provee un beneficio de diversidad espacial completo, pero no permite cosechar ganancia de potencia por conformación de haz en transmisión. Sin embargo, cuando se dispone de CSIT completa en la BS, tenemos que $\mathcal{G}=M_t$; en esta circunstancia, $\widetilde{C}_{\text{ctp}}(P_t)$ nos da la capacidad de enlace exacta de un sistema de comunicación que emplea Transmisión con Relación Máxima (MRT) en presencia de un arreglo de antena con M_t elementos en transmisión.

A continuación nos enfocamos en calcular el resultado de la expresión (3.26). Las fórmulas cerradas de capacidad de enlace para MRT fueron presentadas por primera vez por Alouini *et al.* en [85]. Sin embargo, en esta parte del manuscrito se emplea una expresión diferente que se

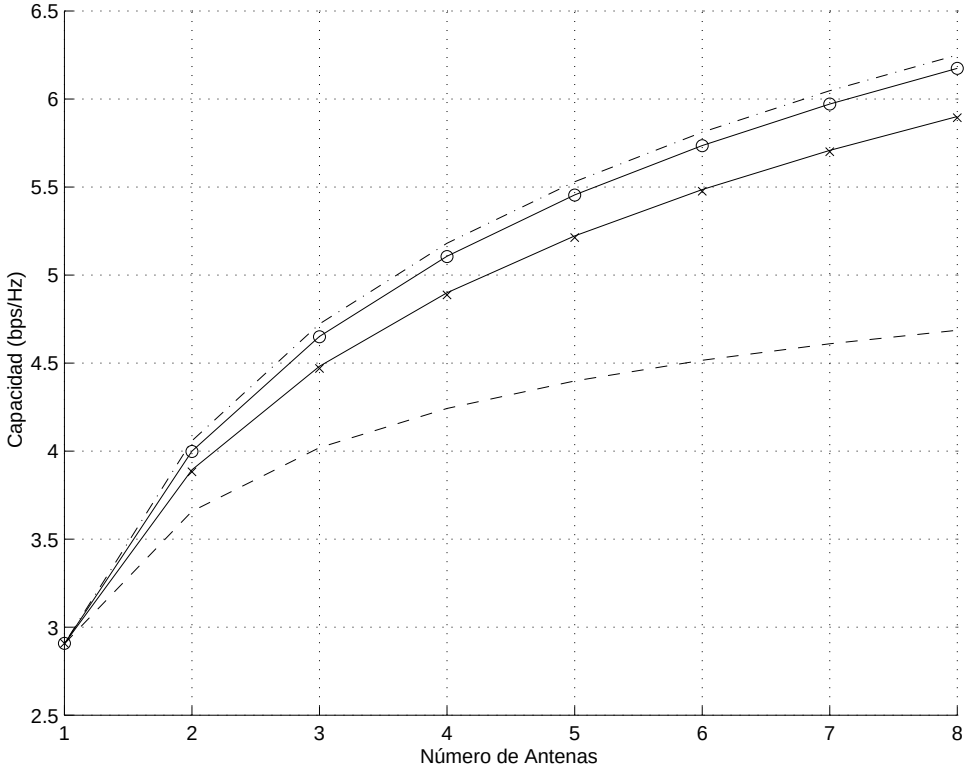

Figura 3.2: Capacidad de enlace para g-mode 1 ('x') y g-mode 2 ('o') en función del número de antenas en transmisión (i.e., M_t) cuando $N_{\rm rp} = 3$ y $P_t = 10\,{\rm dB}$ (potencia en transmisión constante). La curva discontinua hace referencia a la capacidad con TSC, mientras que la curva discontinua-punteada corresponde a la capacidad de enlace con CSIT completa (i.e., MRT) [2].

obtiene a partir del resultado que se presenta en el Apéndice 3.1, i.e.,

$$\begin{aligned}\widetilde{C}_{\rm ctp}(P_t) &= B_w \int_0^\infty \log_2\left(1+\frac{\mathcal{G}\,P_t}{M_t}\,z\right)\frac{z^{M_t-1}}{\Gamma(M_t)}\,e^{-z}\,dz \\ &= B_w\,\log_2(e)\,M_t\,e^{\frac{M_t}{\mathcal{G}\,P_t}}\,\sum_{m=1}^{M_t} E_m\left(\frac{M_t}{\mathcal{G}\,P_t}\right),\end{aligned} \tag{3.27}$$

donde $E_m(z)$ hace referencia a la función integral exponencial de orden m definida por

$$E_m(z) = \int_1^\infty \frac{e^{-z\,t}}{t^m}\,dt \qquad m = 0, 1, \ldots; z > 0, \tag{3.28}$$

ver ecuación (5.1.4) de [88]. Esta aproximación reduce significativamente el cálculo de la capacidad de enlace completa, ya que en esta nueva situación sólo hace falta conocer el valor preciso que adopta la ganancia de SNR (i.e., $\mathcal{G}$) para el esquema de señalización que se esté utilizando. Vale la pena destacar que este último parámetro (i.e., la ganancia de SNR) se puede determinar de forma mucho más directa que el primero (i.e., la capacidad ergódica del enlace). Además, existen fórmulas cerradas que permiten determinar la ganancia de SNR de los esquemas de señalización analizados de forma bastante sencilla (ver Sección 3.3.1).

La Fig. 3.2 muestra la capacidad de enlace para TSC, g-mode 1 y g-mode 2 en función de la cantidad de antenas en transmisión (i.e., M_t) cuando $N_{\rm rp} = 3$ y $P_t = 10\,{\rm dB}$ (potencia de

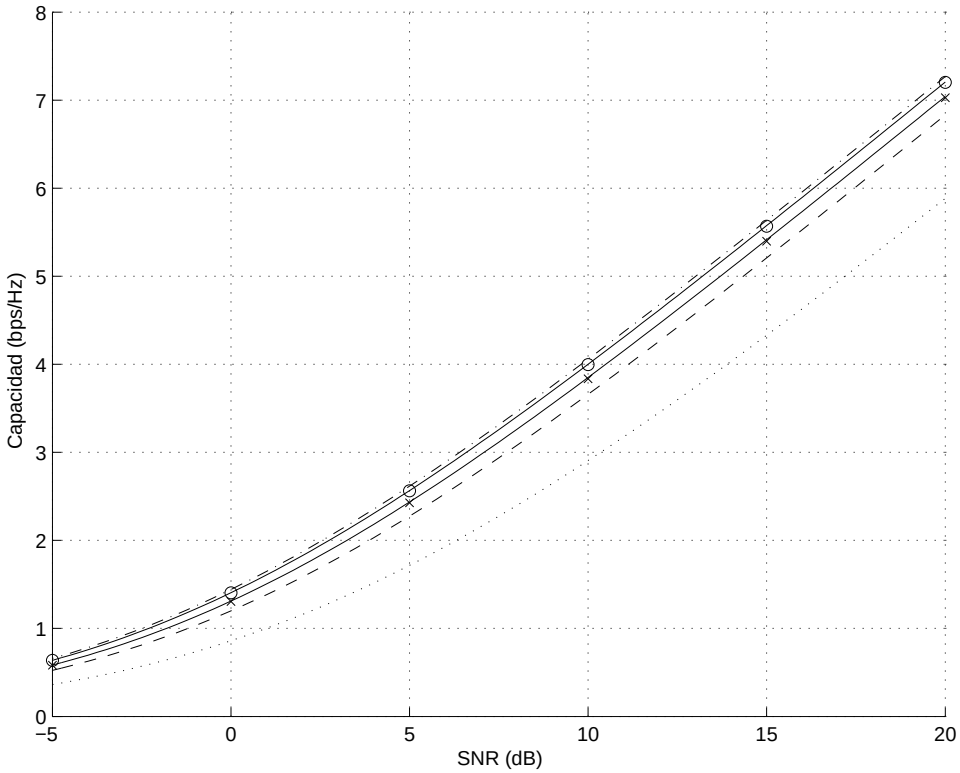

Figura 3.3: Capacidad de enlace para g-mode 1 con $N_{\text{rp}} = 2$ ('x') y g-mode 2 con $N_{\text{rp}} = 3$ ('o') en función de la potencia de transmisión (i.e., P_t) cuando $M_t = 2$ (potencia en transmisión constante). La curva de puntos corresponde a la capacidad de enlace para un sistema SISO (i.e., $M_t = 1$), la curva discontinua hace referencia a la capacidad con TSC, mientras que la curva discontinua-punteada corresponde a la capacidad de enlace con CSIT completa (i.e., MRT) [2].

transmisión constante). Los valores discretos ('x') y ('o') se obtuvieron a partir de simulaciones numéricas con 5×10^5 ensayos (muestras). En base a las curvas que se presentan en esta figura se puede observar que, la ganancia de capacidad que provee g-mode 1 y g-mode 2 sobre TSC se incrementa de forma directa a medida que M_t crece. Notar que los distintos algoritmos de señalización CL TD que se presentan en esta figura requieren diferentes caudales de información de retroalimentación, para llevar a cabo su implementación práctica en un sistema de comunicación real. De acuerdo a estos resultados se puede apreciar que, la capacidad de g-mode 2 es muy próxima a la que se obtiene con CSIT completa (i.e., MRT). Además, a pesar de que el empleo de ponderación de amplitudes provee una ganancia de desempeño visible, se puede apreciar claramente que su magnitud es despreciable. Por esto, su empleo en un sistema de comunicación real no se justifica si se tiene en cuenta el caudal de información de retroalimentación adicional que haría falta soportar en esta situación.

La Fig. 3.3 ilustra la capacidad de enlace para los esquemas TSC, g-mode 1 (con $N_{\text{rp}} = 2$) y g-mode 2 (con $N_{\text{rp}} = 3$) en función de la potencia de transmisión (i.e., P_t) cuando la BS está equipada con dos elementos de antena en transmisión (i.e., $M_t = 2$). De acuerdo a estas curvas, tanto g-mode 1 como g-mode 2 proveen un nivel de desempeño superior a TSC. Sin

Cuadro 3.2: Error de aproximación capacidad de enlace aproximada para g-mode 1 y g-mode 2 cuando $N_{\text{rp}} = 3$ y $P_t = 10\,\text{dB}$ (potencia de transmisión constante).

	$M_t = 2$	$M_t = 4$	$M_t = 8$
g-mode 1 [bps / Hz]	0,0111 (0,29 %)	0,0117 (0,24 %)	0,0068 (0,12 %)
g-mode 2 [bps / Hz]	0,0021 (0,05 %)	0,0019 (0,04 %)	0,0005 (0,01 %)

embargo, la diferencia que existe entre el g-mode 1 y g-mode 2 en esta circunstancia es relativamente baja. Además, la pérdida de desempeño entre g-mode 2 y el esquema CL TD con CSIT perfecta (i.e., MRT) es también despreciable. Los resultados de la Fig. 3.3 cuando se emplea una única antena en transmisión (i.e., $M_t = 1$), TSC (con $M_t = 2$) y MRT con CSIT perfecta (con $M_t = 2$) se obtuvieron empleando las correspondientes fórmulas cerradas exactas. No obstante, para los resultados referentes a g-mode 1 y g-mode 2, se optó por utilizar la fórmula de capacidad aproximada de $\widetilde{C}_{\text{ctp}}(P_t)$ que se presenta en la ecuación (3.25). Una vez más, los valores discretos ('x') y ('o') se simularon de forma numérica a partir de 5×10^5 ensayos (muestras). Notar que el error de aproximación (i.e., ϵ_{ctp}) que se obtiene en esta circunstancia es muy pequeño a lo largo de todo el rango de potencia de transmisión que se analiza.

El Cuadro 3.2 presenta los errores de aproximación para g-mode 1 y g-mode 2 cuando $N_{\text{rp}} = 3$ y $P_t = 10$ dB. A partir de los resultados que se presentan en esta tabla se puede concluir que, el error de aproximación que se comete cuando se emplea la fórmula de capacidad aproximada $\widetilde{C}_{\text{ctp}}(P_t)$ es pequeño en esta circunstancia. Además, escrutando la relación (3.24), se puede apreciar que esta diferencia se vuelve cada vez más pequeña a medida que se incrementa la resolución con que los usuarios activos del sistema reportan esta información hacia el transmisor (i.e., a medida que la $\mathcal{G}$ del esquema de señalización se aproxima a M_t). Por esto, el error de aproximación (i.e., ϵ_{ctp}) se reduce a medida que se emplean bits de fase adicionales. Notar que este parámetro establece un límite de desempeño superior específico, cuyo valor no se incrementa con el aumento de la potencia de transmisión del sistema. Para sostener esta afirmación, hacemos que $P_t \to \infty$ en la expresión (3.24) y definimos la relación

$$\rho_\infty = \lim_{P_t \to \infty} \rho = \frac{M_t \left|\mathbf{h}_k \cdot \widehat{\mathbf{w}}_k\right|^2 - \mathcal{G}|\overline{\gamma}_k|}{\mathcal{G}|\overline{\gamma}_k|}. \tag{3.29}$$

Aplicando la desigualdad de Schwarz

$$|\mathbf{h}_k \cdot \widehat{\mathbf{w}}_k|^2 \leq \|\mathbf{h}_k\|^2 \, \|\widehat{\mathbf{w}}_k\|^2 = |\overline{\gamma}_k|, \tag{3.30}$$

se puede observar que $\epsilon_{\mathrm{ctp},\infty} = \lim_{P_t \to \infty} \epsilon_{\mathrm{ctp}}$ satisface la relación

$$\epsilon_{\mathrm{ctp},\infty} = B_w \int \log_2 \left(1 + \frac{M_t \ |\mathbf{h}_k \cdot \widehat{\mathbf{w}}_k|^2 - \mathcal{G} \, |\overline{\gamma}_k|}{\mathcal{G} \, |\overline{\gamma}_k|} \right) f(\overline{\gamma}_k, \overline{\phi}_k) \, d\overline{\gamma}_k \, d\overline{\phi}_k \tag{3.31}$$

$$\leq B_w \ \log_2 \left(\frac{M_t}{\mathcal{G}} \right). \tag{3.32}$$

Aunque este límite superior no es ajustado, sirve para demostrar que el error de aproximación ϵ_{ctp} se mantiene acotado aun cuando la potencia de transmisión del sistema aumenta de forma indefinida. Por ejemplo, de acuerdo a los valores de ganancia de SNR que se presentan en el Cuadro 3.1, se puede observar que la cota superior de error de la aproximación $\widetilde{C}_{\mathrm{ctp}}(P_t)$ en presencia de señalización CL TD g-mode 1 y g-mode 2 cuando $M_t = 8$ y $N_{\mathrm{rp}} = 3$ es igual a $\frac{\epsilon_{\mathrm{ctp},\infty}}{B_w} \leq 0{,}299$ bps/Hz y $\frac{\epsilon_{\mathrm{ctp},\infty}}{B_w} \leq 0{,}077$ bps/Hz, respectivamente.

3.4.2. Control de Potencia en Transmisión Rápido

En un sistema de comunicación inalámbrico que combina señalización CL TD con mecanismos de control de potencia de rápida respuesta (i.e., fpc), la capacidad de enlace que se alcanza en esta circunstancia viene dada por la relación

$$C_{\mathrm{fpc}}(P_t) = B_w \ \log_2 \left(1 + \frac{P_t}{\mathbb{E}\left\{ \frac{1}{|\mathbf{h}_k \cdot \widehat{\mathbf{w}}_k|^2} \right\}} \right). \tag{3.33}$$

Esta última expresión se verifica cuando el transmisor adapta convenientemente la potencia en transmisión instantánea, con el propósito de mantener constante la SNR que experimenta el usuario móvil en el extremo receptor [90]. De este modo, los bloques de codificación (en transmisión) y decodificación (en recepción) se vuelven independientes de las estadísticas de desvanecimiento, posibilitando en consecuencia que su diseño sea idéntico al que se lleva a cabo en un canal con ruido AWGN tradicional.

La esperanza matemática que aparece en la ecuación (3.33) representa el nivel de potencia de transmisión que es necesario destinar para compensar el efecto del desvanecimiento del canal inalámbrico. Para computar el valor preciso de esta esperanza matemática, se recurre a utilizar la siguiente aproximación:

$$\mathbb{E}\left\{ \frac{1}{|\mathbf{h}_k \cdot \widehat{\mathbf{w}}_k|^2} \right\} = \frac{M_t}{\mathcal{G}} \, \mathbb{E}\left\{ \frac{1}{|\overline{\gamma}_k|} \right\} - \varepsilon_{\mathrm{fpc}} \approx \frac{M_t}{\mathcal{G}} \, \mathbb{E}\left\{ \frac{1}{|\overline{\gamma}_k|} \right\}, \tag{3.34}$$

donde $\varepsilon_{\mathrm{fpc}}$ representa el error de aproximación correspondiente. La RV $|\overline{\gamma}_k|$ in (3.34) posee distribución χ^2 con $2\,M_t$ grados de libertad; por consiguiente, aplicando un procedimiento similar al que emplea Alouini *et al.* en [85], se observa que

$$\mathbb{E}\left\{ \frac{1}{|\overline{\gamma}_k|} \right\} = \frac{1}{M_t - 1}. \tag{3.35}$$

La aproximación de capacidad con la que trabajamos en esta circunstancia viene dada por la siguiente relación:

$$\widetilde{C}_{\text{fpc}}(P_t) = B_w \, \log_2 \left(1 + \frac{(M_t - 1)\, \mathcal{G}}{M_t} \, P_t\right). \tag{3.36}$$

En este contexto, cuando $\mathcal{G} = 1$, la expresión (3.36) provee la capacidad de enlace que se obtiene cuando se emplean esquemas de diversidad puros en transmisión, e.g., a partir del empleo de STBCs con diseño ortogonal y tasa unitaria.

Con el propósito de llevar a cabo algunas comparaciones, se repasa a continuación la fórmula de capacidad para TSC en presencia de mecanismos de control de potencia en transmisión con alta velocidad de respuesta. De acuerdo a los resultados presentados por Alouini *et al.* en [85], se sabe que

$$\mathbb{E}\left\{\frac{1}{\gamma_{k,(1)}}\right\} = \lim_{\omega \to 0+} M_t \sum_{m=0}^{M_t-1} (-1)^m \binom{M_t - 1}{m} E_1\big[(1+m)\,\omega\big], \tag{3.37}$$

donde $\binom{a}{b}$ identifica el coeficiente binomial entre a y b, mientras que ω representa una variable auxiliar que se incorpora para que el desarrollo sea manejable (notar que la función integral exponencial tiende a $-\infty$ cuando el valor que adopta su argumento de entrada se aproxima a cero). A continuación, se procederá a demostrar que el límite de la fórmula anterior existe para $\omega \to 0+$. Posteriormente, se derivará una expresión cerrada más simple para caracterizar el valor que adopta la esperanza matemática $\mathbb{E}\left\{\frac{1}{\gamma_{k,(1)}}\right\}$ en esta circunstancia. De acuerdo a lo que establece el teorema binomial de Newton, se observa que

$$\sum_{m=0}^{M_t-1} (-1)^m \binom{M_t - 1}{m} = (1-1)^{M_t-1} = 0. \tag{3.38}$$

Por otro lado, empleando la aproximación de la función integral exponencial de primer orden cuando el valor de su argumento se reduce en forma gradual según la ecuación (5.1.11) de [88], i.e.,

$$E_1(z) \approx -e_0 - \log_e(z) \qquad z \ll 1, \tag{3.39}$$

se observa que para valores de ω pequeños se verifica la aproximación

$$E_1[(1+m)\,\omega] \approx -e_0 - \log_e \omega - \log_e(1+m), \tag{3.40}$$

donde $e_0 = 0{,}5772\cdots$ representa la constante de Euler-Mascheroni (no confundir con el número de Euler $e = 2{,}7182\cdots$). Por consiguiente, los términos que contienen la variable auxiliar ω desaparecen, por lo que se observa que

$$\mathbb{E}\left\{\frac{1}{\gamma_{k,(1)}}\right\} = M_t \sum_{m=0}^{M_t-1} (-1)^{m+1} \binom{M_t - 1}{m} \log_e(1+m) \tag{3.41}$$

$$= \sum_{m=1}^{M_t} (-1)^m \binom{M_t}{m} m \, \log_e(m), \tag{3.42}$$

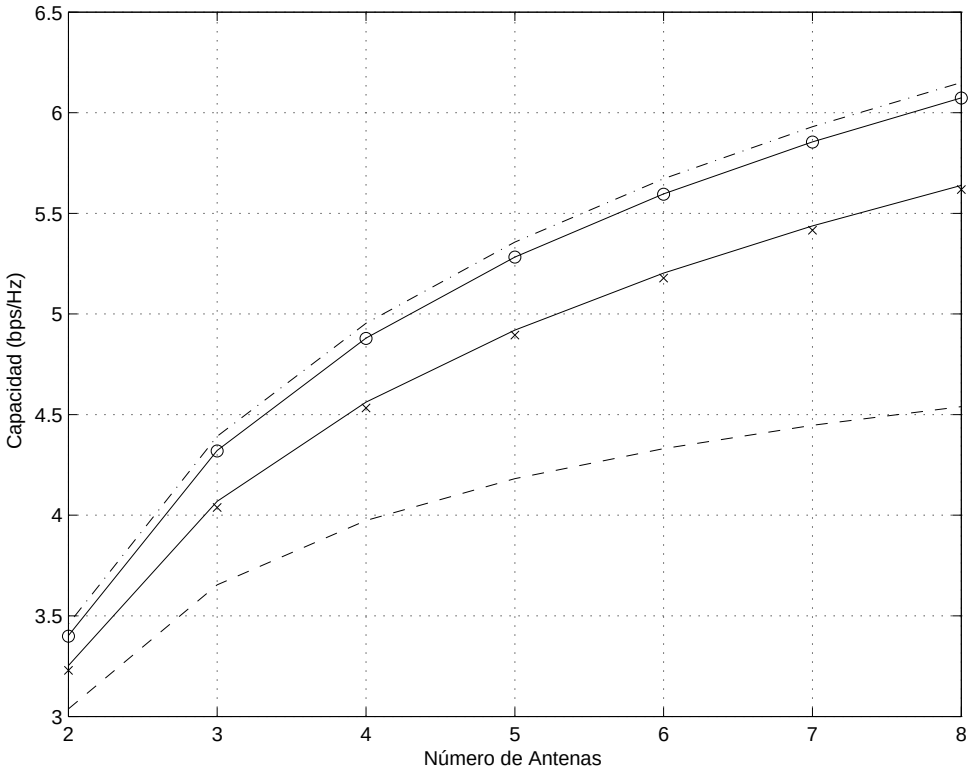

Figura 3.4: Capacidad de enlace para g-mode 1 ('x') y g-mode 2 ('o') en función del número de antenas en transmisión (i.e., M_t) cuando $N_{\mathrm{rp}} = 3$ y $P_t = 10\,\mathrm{dB}$ (control de potencia en transmisión rápido y tasa de transmisión de datos constante). La curva discontinua hace referencia a la capacidad con TSC, mientras que la curva discontinua-punteada corresponde a la capacidad de enlace con CSIT completa (i.e., MRT) [2].

donde la última expresión se obtiene acomodando adecuadamente el índice de la sumatoria.

La Fig. 3.4 muestra la capacidad de enlace para TSC, g-mode 1 y g-mode 2 en función de la cantidad de antenas en transmisión (i.e., M_t) cuando $N_{\mathrm{rp}} = 3$ y $P_t = 10\,\mathrm{dB}$ (control de potencia en transmisión rápido y tasa de transmisión de datos constante). Comparando directamente la Fig. 3.4 con la Fig. 3.2 se observa que, los algoritmos de señalización CL TD proveen un nivel de desempeño ligeramente inferior en términos de capacidad de enlace cuando se aplican mecanismos de control de potencia de rápida respuesta en transmisión. Una vez más, se puede apreciar claramente que tanto g-mode 1 como g-mode 2 proveen un grado de desempeño superior al que se alcanza con TSC en esta circunstancia. Escrutando con atención la Fig. 3.4 se puede observar que, el error de aproximación se distingue con claridad cuando se aplica g-mode 1 en transmisión. Sin embargo, analizando los resultados numéricos que se presentan en el Cuadro 3.3 para g-mode 1 y g-mode 2, se puede concluir que aun en esta situación, el error de aproximación que se comete cuando se emplea la fórmula de capacidad aproximada con control de potencia en transmisión rápido (i.e., $\widetilde{C}_{\mathrm{fpc}}$) sigue siendo despreciable.

La Fig. 3.5 ilustra la capacidad de enlace para los esquemas TSC, g-mode 1 (con $N_{\mathrm{rp}} = 2$) y g-mode 2 (con $N_{\mathrm{rp}} = 3$) en función de la potencia de transmisión cuando la BS está equipada con

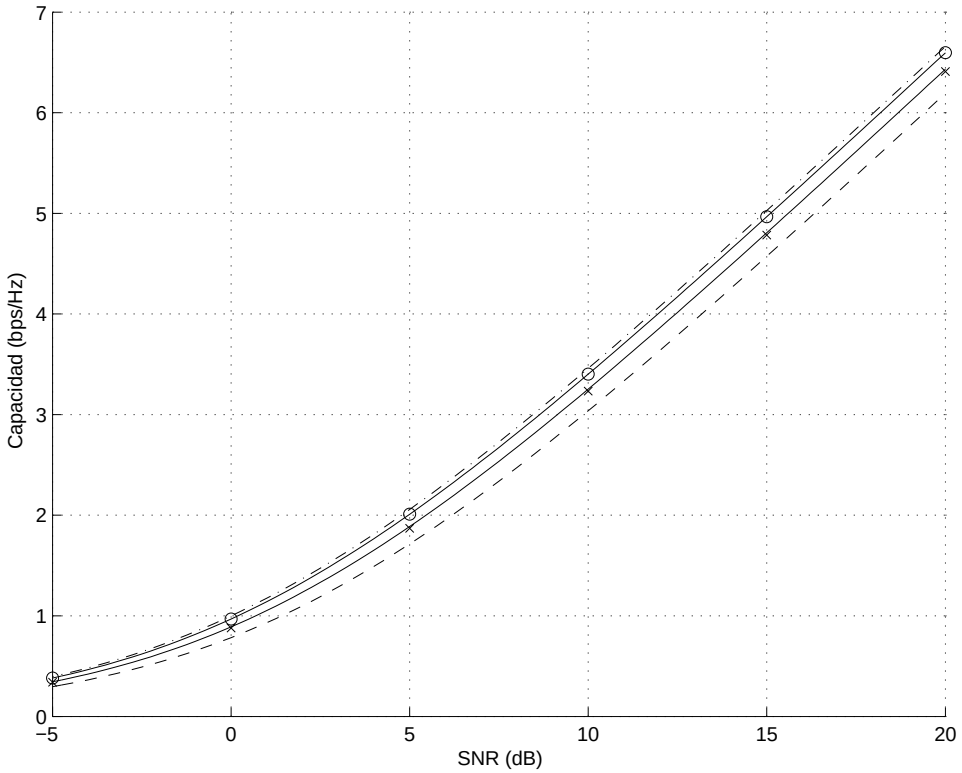

Figura 3.5: Capacidad de enlace para g-mode 1 con $N_{\mathrm{rp}} = 2$ ('x') y g-mode 2 con $N_{\mathrm{rp}} = 3$ ('o') en función de la potencia de transmisión (i.e., P_t) cuando $M_t = 2$ (control de potencia en transmisión rápido y tasa de transmisión de datos constante). La curva discontinua hace referencia a la capacidad con TSC, mientras que la curva discontinua-punteada corresponde a la capacidad de enlace con CSIT completa (i.e., MRT) [2].

dos elementos de antena en transmisión (i.e., $M_t = 2$). Nuevamente, los puntos discretos ('x') y ('o') corresponden a los valores simulados en forma numérica a partir de 5×10^5 ensayos (muestras). Una vez más, de acuerdo a los resultados que reflejan estas curvas, se puede observar que ambos algoritmos de señalización CL TD generalizados (i.e., g-mode 1 y g-mode 2) proveen un grado de desempeño superior a TSC cuando se aplican mecanismos de control de potencia en transmisión con rápida respuesta (en combinación con un esquema de codificación y modulación con tasa de transmisión de datos constante). Por último, vale la pena destacar que la brecha de desempeño que existe entre g-mode 2 y el caso ideal con CSIT completa (i.e., MRT) es también despreciable en esta circunstancia.

A continuación, se procederá a cuantificar la magnitud de los errores de aproximación que se cometen cuando se utiliza la fórmula de esperanza matemática aproximada que se presenta en (3.34), y la fórmula de capacidad de enlace aproximada (con control de potencia en transmisión rápido) que se presenta en (3.36). Con este objetivo, se aplican secuencialmente la versión de la desigualdad de Schwarz que se presenta en (3.30) y el resultado de la esperanza matemática

Cuadro 3.3: Error de aproximación capacidad de enlace aproximada para g-mode 1 y g-mode 2 cuando $N_{\text{rp}} = 3$ y $P_t = 10\,\text{dB}$ (control de potencia en transmisión rápido y tasa de transmisión de datos constante).

	$M_t = 2$	$M_t = 4$	$M_t = 8$
g-mode 1 [bps/Hz]	0,0288 (0,74 %)	0,0230 (0,47 %)	0,0138 (0,23 %)
g-mode 2 [bps/Hz]	0,0059 (0,15 %)	0,0023 (0,05 %)	0,0007 (0,01 %)

de la fórmula (3.35), para obtener la relación

$$\mathbb{E}\left\{\frac{1}{|\mathbf{h}_k \cdot \widehat{\mathbf{w}}_k|^2}\right\} \geq \mathbb{E}\left\{\frac{1}{|\overline{\gamma}_k|}\right\} = \frac{1}{M_t - 1}. \tag{3.43}$$

Luego, combinando la desigualdad anterior con la fórmula de error aproximado que se deriva de (3.34), se llega a la siguiente cota superior para ε_{fpc}:

$$\varepsilon_{\text{fpc}} = \frac{M_t}{\mathcal{G}}\,\mathbb{E}\left\{\frac{1}{|\overline{\gamma}_k|}\right\} - \mathbb{E}\left\{\frac{1}{|\mathbf{h}_k \cdot \widehat{\mathbf{w}}_k|^2}\right\} \leq \frac{M_t - \mathcal{G}}{(M_t - 1)\,\mathcal{G}}. \tag{3.44}$$

En base a este resultado se puede observar que, el valor del error de aproximación ε_{fpc} que se comete cuando se emplea la fórmula de capacidad aproximada (3.36) se reduce a medida que aumenta el número de antenas en transmisión (i.e., M_t). Notar que el valor que adopta $|\mathbf{h}_k \cdot \widehat{\mathbf{w}}_k|^2$ se aproxima a $\frac{\mathcal{G}|\overline{\gamma}|}{M_t}$ cuando la precisión con que se reportan los pesos de conformación de haz hacia el transmisor aumenta. En consecuencia (y como era de esperar), se observa también que el error de aproximación ε_{fpc} se reduce a medida aumenta el número de bits de cuantización por fase relativa (i.e., N_{rp}).

Por último, se procede a analizar el comportamiento de nuestro escenario de trabajo cuando la potencia de transmisión del sistema crece de forma arbitraria (i.e., cuando $P_t \to \infty$). En esta circunstancia, el error de aproximación que se comete cuando se aplica la fórmula de capacidad aproximada (3.36) viene dado por la expresión

$$\varepsilon_{\text{fpc},\infty} = \lim_{P_t \to \infty} B_w \log_2 \left(\frac{1 + \frac{P_t}{\mathbb{E}\left\{\frac{1}{|\mathbf{h}_k \cdot \widehat{\mathbf{w}}_k|^2}\right\}}}{1 + (M_t - 1)\,\mathcal{G}\,\frac{P_t}{M_t}} \right) \tag{3.45}$$

$$= B_w \log_2 \left(\frac{M_t}{(M_t - 1)\,\mathcal{G}\,\mathbb{E}\left\{\frac{1}{|\mathbf{h}_k \cdot \widehat{\mathbf{w}}_k|^2}\right\}} \right) \leq B_w \log_2 \left(\frac{M_t}{\mathcal{G}} \right). \tag{3.46}$$

En consecuencia, se puede concluir que la cota asintótica de error que se obtiene cuando se aplica control de potencia en transmisión rápido (i.e., $\varepsilon_{\text{fpc},\infty}$) es idéntica a la que se obtuvo en presencia de potencia de transmisión constante (i.e., $\epsilon_{\text{ctp},\infty}$), ver Sección 3.4.1.

3.5. Comentarios de Cierre

En este capítulo de la Tesis se desarrolló la teoría necesaria para analizar la tasa de transmisión de datos que se puede alcanzar en un canal inalámbrico con MIMO punto-a-punto (i.e., SU-MIMO), o equivalentemente, un BC con MIMO (i.e., MU-MIMO) con diagramación uno-a-uno (i.e., TDMA) en modalidad RR. Para llevar a cabo este análisis teórico, se consideró que sólo se puede contar con un único elemento de antena en el extremo receptor, motivados principalmente por limitaciones de costo, tamaño y peso que se deben satisfacer en el diseño de los terminales portátiles (en un sistema de comunicación práctico). En esta circunstancia, la única alternativa posible para aprovechar la dimensión espacial en un escenario de este tipo es aplicar esquemas de diversidad espacial en transmisión, con la idea de mejorar la robustez del enlace inalámbrico frente al desvanecimiento multitrayecto que experimenta el medio de radio.

El análisis teórico que se presentó en este capítulo de la Tesis se concentró en caracterizar el desempeño de distintos esquemas CL TD genéricos en función del caudal de CSIT parcial disponible en el transmisor. Concretamente, se modeló la capacidad de enlace de tres algoritmos de señalización CL TD subóptimos: TSC, g-mode 1 y g-mode 2. La denominación Modo 1 y Modo 2 se origina por la analogía que existe entre estos algoritmos de señalización CL TD genéricos con los esquemas CL TD que implementa la interfaz FDD de UTRA [83]. La motivación principal que dio origen a este desarrollo fue caracterizar de forma efectiva cuál es la tasa de datos que se puede alcanzar en presencia de la interfaz de radio FDD de UTRA, por su gran índice de penetración en el mercado de la telefonía celular de Tercera Generación (3G); sin embargo, es importante destacar que los resultados teóricos que se derivaron en esta parte de la Tesis tienen una naturaleza genérica, por lo que se pueden extender sin mayores problemas a escenarios de trabajo más allá de lo que especifica dicho estándar.

Los resultados teóricos que se presentaron en este capítulo demuestran que, la capacidad de enlace de los algoritmos de señalización CL TD genéricos que se analizaron se pueden aproximar de forma precisa a partir de un único parámetro de diseño: la ganancia de SNR del esquema bajo estudio. El análisis que se presentó es muy útil, porque el cálculo de la ganancia de SNR de un esquema de señalización CL TD genérico es mucho más sencillo y simple de obtener que el cómputo directo de la capacidad de enlace del esquema bajo estudio. Además, se simularon y analizaron los errores de aproximación de las diferentes expresiones cerradas que se derivaron para estimar la capacidad de enlace en las distintas situaciones. De acuerdo con este estudio, las fórmulas cerradas aproximadas que se presentaron poseen un excelente desempeño cuando el medio inalámbrico es Rayleigh con desvanecimiento plano, tanto en presencia de mecanismos de control de potencia rápidos en transmisión (i.e., fpc), como cuando el nivel de potencia se mantiene contante (i.e., ctp). Las capacidades de g-mode 1 y g-mode 2 son claramente mejores que las capacidades que se consiguen empleando un esquema TSC tradicional. Por último, vale

la pena destacar que g-mode 1 (con un número apropiado de bits de cuantización por fase relativa) constituye la alterativa CL TD que provee la mejor solución de compromiso entre grado de desempeño y complejidad de implementación. Al mantener constante el nivel de potencia de transmisión en los diferentes elementos del arreglo de antenas, g-mode 1 permite relajar considerablemente los requerimientos de diseño necesarios para construir los amplificadores de potencia que se deben incorporar en el extremo transmisor del sistema de comunicación inalámbrico.

Apéndice 3.1: Fórmula Cerrada Útil para Cálculo de Integral Definida

El objetivo del presente apéndice es derivar una fórmula cerrada para el resultado de la integral

$$\mathfrak{I} = \int_0^\infty \log_e(\alpha z + \beta)\, z^m e^{-z} dz \qquad m = 0, 1, \ldots;\ \alpha,\ \beta > 0. \tag{3.47}$$

Se comienza por combinar la expresión anterior con la fórmula (8.356.4) de [89], para luego integrar (3.47) por partes. Posteriormente, tenemos que

$$\mathfrak{I} = m!\, \log_e(\beta) + \alpha \int_0^\infty \frac{\Upsilon(m+1, z)}{\alpha z + \beta} dz, \tag{3.48}$$

donde $\Upsilon(m, z)$ representa la función Gamma incompleta definida en (8.350.2) de [89]. Ademas, a partir del empleo de las fórmulas (6.5.3), (6.5.2), (6.5.13), y (6.5.11) de [88], se obtiene

$$\int_0^\infty \frac{\Upsilon(m+1, z)}{\alpha z + \beta} dz = m! \sum_{k=0}^{m} \frac{1}{k!} \int_0^\infty \frac{z^k e^{-z}}{\alpha z + \beta} dz. \tag{3.49}$$

Luego, usando la expresión (3.383.10) de [89] en conjunto con la fórmula (6.5.9) de [88], se llega a

$$\int_0^\infty \frac{z^k e^{-z}}{\alpha z + \beta} dz = k!\, e^{\frac{\beta}{\alpha}} E_{k+1}\left(\frac{\beta}{\alpha}\right). \tag{3.50}$$

Finalmente, combinando estas tres últimas expresiones, arribamos al resultado deseado:

$$\mathfrak{I} = m! \left[\log_e(\beta) + e^{\frac{\beta}{\alpha}} \sum_{k=0}^{m} E_{k+1}\left(\frac{\beta}{\alpha}\right)\right]. \tag{3.51}$$

Capítulo 4

Sobre la Comunicación en Canales MIMO con Múltiples Usuarios

Contenido

4.1. Esquemas para BC MIMO con CDI (sin CQI) 135

4.1.1. Esquemas SDMA con CDI Completa 135

4.1.2. Esquemas SDMA con CDI Parcial 137

4.2. Modelo de Sistema y Esquema de Transmisión 139

4.2.1. Modelo del Sistema de Comunicación 139

4.2.2. Esquema de Señalización Directo para la CDI 142

4.2.3. Algoritmo de Diagramación Multiusuario 143

4.2.4. Esquema de Precodificación Lineal 144

4.2.5. Modelo de Diseño del Conjunto de Cuantización 145

4.2.5.1. Esquema de Cuantización Vectorial por Celdas Aproximadas (QUB) . . . 145

4.2.5.2. Esquema de Cuantización Vectorial Aleatoria 146

4.2.5.3. Esquema de Cuantización Vectorial Determinística 147

4.3. Estudio de la Tasa de Transmisión Alcanzable 149

4.3.1. Distribuciones de Probabilidad Señal Deseada e Interferencia Mutua 149

4.3.2. Distribución de Probabilidad Aproximada Esquema DVQ 151

4.3.3. Distribuciones de Probabilidad Aproximadas Esquemas RVQ y ACVQ (QUB) . . . 153

4.3.3.1. Coeficientes de Aproximación para el Límite Superior 154

4.3.3.2. Coeficientes de Aproximación para el Límite Inferior 156

4.3.4. Tasa de Transmisión Alcanzable por Haz con SDMA (sin CQI) 158

4.3.4.1. Régimen de Baja Potencia 159

4.3.4.2. Régimen de Alta Potencia 160

4.3.5. Tasa de Transmisión Alcanzable con TDMA (sin CQI) 161
4.3.5.1. Régimen de Baja Potencia 162
4.3.5.2. Régimen de Alta Potencia 162
4.4. Capacidad Suma Canal MU-MIMO con CDI (sin CQI) 162
4.5. Comentarios de Cierre 167
Apéndice 4.1: Aproximación Chi-Cuadrado con Corrección de Error 169
Apéndice 4.1.1: Corrección de Error Primer Orden Aproximación Exponencial 170
Apéndice 4.1.2: Corrección de Error Primer Orden Aproximación Chi-Cuadrado con 4 Grados de Libertad 171
Apéndice 4.2: Ganancia de SNR y Figura de Desvanecimiento 172

EN este capítulo de la Tesis se desarrolla la teoría necesaria para analizar el Canal de Difusión (BC) inalámbrico con Múltiples-Entradas Múltiples-Salidas (MIMO) en presencia de múltiples usuarios (i.e., MU-MIMO), cuando se aplica precodificación lineal en transmisión para posibilitar el envío de información a varios usuarios del sistema (convenientemente seleccionados) en forma simultánea (i.e., SDMA). Las múltiples direcciones espaciales que ofrece un canal de este tipo posibilita seleccionar al grupo de usuarios a transmitir a partir de la Información de Dirección del Canal (CDI) parcial que reportan, garantizando de este modo la compatibilidad espacial entre todos los miembros del conjunto seleccionado en cada instante. En esta parte de la Tesis, el proceso de diagramación no tiene en cuenta las calidades de canal instantáneas que experimentan los usuarios individuales en cada instancia de transmisión (esta situación será tratada posteriormente en el Capítulo 5). En base a las restricciones de implementación prácticas que existen en los sistemas reales, nos concentramos en caracterizar el escenario de trabajo más factible de encontrar en un sistema MIMO con Múltiples Usuarios (MU-MIMO) contemporáneo: i.e., un BC donde la Estación Base (BS) esté equipada con un arreglo de antenas de dos elementos en transmisión (i.e., $M_t = 2$), mientras que cada Estación Móvil (MS) disponga de un único elemento de antena en recepción (i.e., $M_r = 1$). Sin embargo, vale la pena destacar que el modelo teórico que se desarrolla en esta parte de la Tesis es genérico, posibilitando de este modo extender el análisis en forma directa a otros escenarios de trabajo que incorporen arreglos de antenas con un mayor de número de elementos en ambos extremos del enlace de radio.

Concretamente, el estudio que se presenta en este capítulo se concentra en modelar el desempeño del esquema de Conformación de Haz con Forzado de interferencia a Cero (ZFBF), cuando se lo utiliza como una alternativa de precodificación lineal de baja complejidad para implementar una estrategia de Acceso Múltiple por División en Espacio (SDMA) en transmisión. La motivación principal detrás de esta propuesta es caracterizar el comportamiento de ZFBF cuando se lo utiliza en un BC con MIMO, suponiendo que la precisión de la Información de Estado del Canal en Transmisión (CSIT) parcial que se reporta desde cada MS es compatible con los

caudales de información de retroalimentación factibles de manejar en los sistemas de comunicación inalámbricos contemporáneos (e.g., los mecanismos de señalización CL TD que incorpora la interfaz FDD de UTRA). Con este propósito, se analizan las tasas de transmisión de datos que se pueden alcanzar utilizando tres esquemas de señalización sencillos, a saber: Cuantización Vectorial Aleatoria (RVQ) (límite inferior de desempeño), Cuantización Vectorial por Celdas Aproximadas (ACVQ) (límite superior de desempeño o QUB) y Cuantización Vectorial Determinística (DVQ) (e.g., los modos de señalización CL TD generalizados). De acuerdo a los resultados que se derivan en este capítulo se puede concluir que, el empleo de mecanismos DVQ sencillos ofrece una solución de compromiso interesante entre complejidad de implementación y desempeño a nivel de sistema. Estos mecanismos DVQ de complejidad reducida posibilitan alcanzar un grado de desempeño próximo al valor óptimo, sin necesidad de recurrir al empleo de técnicas de Cuantización Vectorial (VQ) más sofisticadas.

4.1. Esquemas para BC MIMO con CDI (sin CQI)

4.1.1. Esquemas SDMA con CDI Completa

Los sistemas de comunicación MU-MIMO poseen el potencial de incrementar la tasa de transmisión de datos a nivel de sistema a partir del empleo de técnicas SDMA, posibilitando de este modo el envío de corrientes de información independientes a varios usuarios activos en forma simultánea (utilizando para este propósito el mismo bloque de recursos del canal). Varios resultados teóricos recientes demuestran que el esquema de transmisión óptimo en este escenario es Dirty Paper Coding (DPC) [25] (ver Sección 2.2.3.2). Sin embargo, DPC es un concepto teórico muy difícil de poner en funcionamiento en un sistema de comunicación real. Entre las dificultades propias de este esquema se encuentra la alta complejidad en determinar de forma idónea cómo compartir los recursos comunes del sistema entre todos los usuarios participantes de la comunicación (especialmente, cuando el número de usuarios activos del sistema es grande). Si bien distintas técnicas DPC subóptimas se estudiaron en la literatura con el propósito de relajar los requerimientos de complejidad en una implementación práctica, todas estas alternativas de precodificación no-lineal se encuentran todavía en una etapa temprana de desarrollo. Por esto, sus requerimientos de complejidad siguen siendo al día de la fecha poco atractivos de implementar en un sistema de comunicación real (ver Sección 2.3.2).

Varias publicaciones recientes demuestran que, en un escenario donde el número de usuarios activos es superior al número de antenas en transmisión (i.e., $K \gg M_t$), el empleo de técnicas de Conformación de Haz Lineal (LBF) más sencillas permite alcanzar grados de desempeños próximos a la región de capacidad del BC inalámbrico con MIMO [27]. En un esquema LBF, los flujos de información destinados hacia cada uno de los usuarios participantes de la comunicación

se ponderan por un vector de conformación de haz (lineal) independiente, proceso que permite separar espacialmente (en el extremo transmisor) las distintas corrientes de símbolos destinadas hacia cada una de las MSs activas dentro del sistema. No obstante, determinar la solución LBF óptima de un BC con MIMO (i.e., los vectores de conformación de haz idóneos y los factores de potencia óptimos para cada usuario participante de la comunicación) involucra un problema de optimización muy difícil de tratar de forma analítica (ver Sección 2.3.2.2). Con la idea de lidiar con esta problemática, ha ganado gran popularidad en los últimos años un enfoque LBF subóptimo particular, conocido con el nombre de ZFBF (por sus ventajas comparativas frente al esquema LBF general).

El esquema ZFBF constituye una alternativa de precodificación lineal muy interesante, a la hora de proveer una solución de compromiso aceptable (entre complejidad de implementación y grado de desempeño) en el diseño del Enlace de Bajada (DL) de un sistema de comunicación inalámbrico con MIMO. En ZFBF, la matriz de precodificación lineal que se aplica en transmisión se selecciona con la premisa de anular la interferencia mutua que experimentan los usuarios móviles en recepción (i.e., operación pseudo-inversa de Penrose-Moore de la matriz de estado de canal en transmisión). Cuando el número de usuarios es superior al número de antenas en transmisión (i.e., cuando $K > M_t$), se debe recurrir al empleo de mecanismos de selección de usuarios (i.e., diagramación) para alcanzar la cancelación total de la interferencia mutua en recepción. En esta circunstancia, los algoritmos de diagramación deben identificar un subconjunto de usuarios $\mathcal{S} \subseteq \{1, \ldots, K\}$ convenientemente seleccionado (con $|\mathcal{S}| \leq M_t$), con el propósito final de maximizar, e.g., la tasa de transmisión suma alcanzable a nivel de sistema. Notar que la eficiencia de potencia del esquema ZFBF se incrementa a medida que aumenta el grado de ortogonalidad de los usuarios seleccionados en transmisión (ver Sección 2.5.2.2). En resumen, el esquema ZFBF es una alternativa LBF subóptima simple de implementar en la práctica y fácil de analizar en términos teóricos. Además, el empleo de este esquema de precodificación lineal en un BC con MIMO demuestra alcanzar (analíticamente) la capacidad suma de este tipo de canal a medida que la cantidad de usuarios activos dentro del sistema crece en forma asintótica (i.e., cuando $K \gg M_t$) [28].

Los resultados de capacidad que se derivan de los análisis anteriores consideran que, la BS cuenta con CSIT completa (i.e., ideal) para llevar a cabo el procesamiento de señal correspondiente en transmisión. Lamentablemente, esta hipótesis de trabajo es muy difícil de satisfacer en la práctica, particularmente cuando se emplea Dúplex por División en Frecuencia (FDD) para garantizar la comunicación bidireccional dentro del sistema de comunicación real. En esta circunstancia, la CSIT sólo se puede adquirir a partir de muestras parciales de la Información de Estado del Canal en Recepción (CSIR) que estiman las MSs, las cuales se reportan posteriormente hacia la BS a través de mecanismos de señalización con anchos de banda generalmente restringidos. En base a esta problemática, varios trabajos de investigación recientes intentaron

caracterizar el impacto que tiene el empleo de CSIT parcial en el desempeño del DL de un sistema inalámbrico de este tipo. Como consecuencia de este análisis, surge naturalmente la siguiente pregunta de investigación: ¿Cuán próximo al valor de capacidad (óptimo) del BC con MIMO se encuentra la tasa de transmisión de datos alcanzable cuando se aplica ZFBF con CSIT parcial? En el resto del presente capítulo, intentaremos darle una respuesta concreta a este interrogante.

4.1.2. Esquemas SDMA con CDI Parcial

Un enfoque sencillo para reducir el caudal de información de retroalimentación en un escenario de este tipo consiste en aplicar una estrategia de VQ, mapeando (i.e., asociando) el vector de canal instantáneo (que estima la MS en recepción) con el elemento más próximo de un *diccionario o conjunto de cuantización* común (quantization codebook) que se comparte entre ambos extremos del enlace de radio [64]. Una vez que el receptor determina el vector de cuantización óptimo según este criterio, informa al transmisor el índice de la palabra código correspondiente a través de un canal de señalización reverso. El canal reverso reserva, al comienzo de cada bloque de transmisión, un campo de N_{cd} bits (por usuario activo) para devolver esta información de señalización. Este tipo de estrategia de retroalimentación permite capturar la dirección espacial del usuario móvil en recepción (no su magnitud de canal), siendo utilizada en la literatura en una primera instancia para estudiar el comportamiento de un canal MIMO punto-a-punto con CSIT parcial (i.e., SU-MIMO) [68, 66]. De acuerdo a estos trabajos, un número reducido de bits de retroalimentación es generalmente suficiente para alcanzar una tasa de transferencia de datos próxima al valor óptimo en un canal MIMO punto-a-punto. No obstante, en presencia de un BC con MIMO en régimen de sistema bajo (i.e., cuando $K = M_t$), se necesita emplear un número sustancialmente mayor de niveles de cuantización para capitalizar una ganancia por Multiplexación Espacial (SM) completa y conseguir en consecuencia un nivel de desempeño próximo al óptimo en este tipo de escenario [62]. Este comportamiento se debe a que, el empleo CSIT parcial en un BC con MIMO incrementa significativamente la interferencia mutua que experimentan las MSs en recepción, un efecto colateral mucho más dañino que la reducción de potencia de señal deseada por emplear de información de señalización parcial en un enlace MIMO punto-a-punto.

Cuando el número de usuarios activos dentro del sistema es superior a la cantidad de antenas en transmisión (i.e., cuando $K > M_t$), la selección *inteligente* de usuarios en base a su condición de canal instantánea en transmisión permite incrementar adicionalmente la tasa de transferencia de datos alcanzable a nivel de sistema. A este fenómeno se lo suele referenciar en la literatura como ganancia por Diversidad Multiusuario (MUD) [30]. La ganancia por MUD (en este tipo de canal MU-MIMO) se debe al efecto conjunto de dos tipos de factores diferentes, a saber:

1. La MUD ofrece abundantes direcciones de canal para seleccionar un subconjunto de usuarios a transmitir con una buena separación espacial (en base a la CDI que se reporta).

2. La MUD posibilita elegir a los miembros de este subconjunto de usuarios cuasi-ortogonales en transmisión para que posean valores de magnitud de canal individual (i.e., CQI) altos.

No obstante, determinar cuál es el mejor subconjunto de usuarios en esta circunstancia (e.g., en términos de la tasa de transmisión suma alcanzable a nivel de sistema) involucra la ejecución de una búsqueda numérica exhaustiva entre todos los posibles grupos de usuarios que se pueden configurar dentro del sistema. Como esta búsqueda por fuerza bruta se vuelve cada vez más demandante (en términos computacionales) a medida que el número de usuarios activos del sistema aumenta, varios trabajos de investigación recientes se concentraron en proponer diferentes algoritmos de selección heurísticos sencillos, para darle una solución efectiva a este problema [6]. En este contexto, los autores de [28] propusieron emplear un procedimiento de selección de usuario intuitivo, conocido en la literatura con el nombre de Selección de Usuarios Semi-Ortogonales (SUS). El algoritmo SUS es un mecanismo de diagramación iterativo, donde en cada instancia del procedimiento se agrega un nuevo candidato al subconjunto parcial de usuarios, siempre y cuando el nivel de ortogonalidad del nuevo candidato sea apropiado (respecto a las direcciones espaciales de los usuarios seleccionados en iteraciones previas del algoritmo).

El empleo de precodificación ZFBF en conjunto con distintos tipos de algoritmos de selección de usuarios inteligentes en transmisión fue utilizado en [7] y [72], como una forma práctica de investigar el impacto que tiene el empleo de CSIT parcial en un escenario de este tipo. En este contexto, los autores de [7] se concentraron en estudiar (a partir de simulaciones numéricas) el desempeño de distintos esquemas de transmisión SDMA prácticos, considerando que la BS sólo dispone de CSIT parcial compatible con la información de señalización de los esquemas de Diversidad en Transmisión a Lazo Cerrado (CL TD) que incorpora la interfaz FDD de la tecnología de Acceso de Radio Terrestre de UMTS (UTRA). Este análisis fue extendido más a fondo en [72], donde se utilizó el concepto de Límite Superior en Cuantización por celdas (QUB) (i.e., esquema ACVQ) para caracterizar el comportamiento de un esquema de señalización de CDI con grado de desempeño (arbitrariamente) cercano al óptimo posible (ver Sección 2.4.3.2.4). Varios resultados asintóticos interesantes se derivaron en [72], los cuales posibilitan ilustrar (a grandes rasgos) cuál es el impacto que tiene el empleo de CSIT parcial en la capacidad suma de este escenario; sin embargo, en dicho artículo no se presenta ninguna fórmula cerrada para estimar la tasa de datos que se puede conseguir cuando el escenario de trabajo es más representativo de un sistema de comunicación inalámbrico contemporáneo (e.g., cuando se emplea un esquema de cuantización determinístico con caudales de información de señalización limitados).

La tecnología inalámbrica móvil de Acceso Múltiple por División en Códigos de Banda Ancha (W-CDMA) incorpora en su especificación dos modos de señalización CL TD, diseñados originalmente para proveer ganancia de diversidad y potencia en el DL de un sistema de comunicación inalámbrico equipado con dos elementos de antena en transmisión [83]. Las especificaciones técnicas (y reportes técnicos) que se engloban dentro de la tecnología W-CDMA se

encuentran en un continuo desarrollo, y su constante progreso es responsabilidad de los distintos grupos de tarea que componen al acuerdo de colaboración denominado Proyecto de Asociación para la Tercera Generación (3GPP). Concretamente, los mecanismos de señalización en 3GPP se basan en dos modelos de cuantización determinísticos, a saber: información de fase cuantizada y cuantización de canal directa. El algoritmo de información de fase cuantizada (i.e., CL TD Modo 1) emplea un número fijo de bits para discretizar solamente el desfasaje relativo que existe entre las señales que se reciben desde los elementos del arreglo de antenas en transmisión; la idea final en esta situación es aplicar Transmisión con Igual Ganancia (EGT) como esquema de conformación de haz en el extremo transmisor. Como contraparte, la estrategia de cuantización de canal directa (i.e., CL TD Modo 2) asigna un número fijo de bits de la palabra de señalización para discretizar, por separado, las porciones de magnitud y fase de cada una de las ganancias de canal individuales en recepción. Notar que las estrategias de VQ más sofisticadas no discriminan las porciones de magnitud y fase de las ganancias de canal durante el proceso de discretización, analizando ambos tipos de información en forma conjunta (ver Sección 2.4.3.2). En esta última circunstancia, la idea es aplicar Transmisión con Relación Máxima (MRT) como esquema de conformación de haz en el extremo transmisor.

4.2. Modelo de Sistema y Esquema de Transmisión

En esta sección se introduce primero el modelo de sistema que se utilizará a lo largo del presente capítulo para analizar el comportamiento del DL de un canal MU-MIMO compatible con la interfaz FDD de UTRA. Posteriormente, se presenta la estrategia de selección de usuarios y el esquema de precodificación lineal que se emplearán para caracterizar el desempeño del canal MU-MIMO bajo estudio, en presencia de diferentes caudales de información de señalización en transmisión. Con la idea de evaluar de manera efectiva cuál es el impacto que tiene el uso de CSIT parcial en este escenario de trabajo, se analizan tres esquemas de cuantización sencillos, a saber: RVQ, ACVQ (i.e., QUB) y DVQ (i.e., CL TD Modo 1 y Modo 2). Por último, se introduce el modelo probabilístico aproximado que se va a emplear para caracterizar el comportamiento estadístico de la energía de señal deseada y la energía de la interferencia mutua en recepción (debido al empleo de SDMA con CSIT parcial), para cada uno de los diferentes esquemas de cuantización que se analizan en el presente capítulo.

4.2.1. Modelo del Sistema de Comunicación

El sistema de comunicación inalámbrica que se analiza en el presente capítulo de la Tesis se puede apreciar en la Fig. 4.1. De acuerdo a este modelo, la BS está equipada con un arreglo de antena de dos elementos en transmisión (i.e., $M_t = 2$), mientra que cada uno de los K usuarios

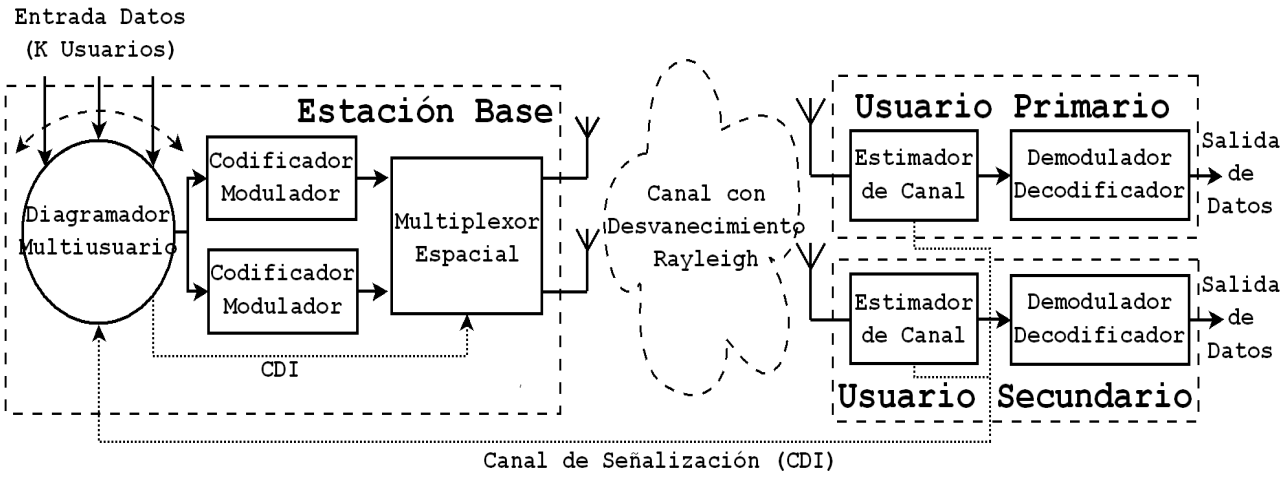

Figura 4.1: Estructura general de un sistema de comunicación con SDMA en el DL [4].

activos dispone de un único elemento de antena en recepción (i.e., $M_r = 1$). Cuando el sistema de comunicación trabaja en un entorno inalámbrico altamente dispersivo con desvanecimiento plano (ver Sección 2.1.5), la ganancia de canal que experimenta el k-ésimo usuario en recepción desde la m-ésima antena del transmisor se puede describir a partir de una Variable Aleatoria (RV) con distribución Gaussiana compleja estándar; i.e., $h_{k,m} \sim \mathcal{CN}(0,1)$ para todo $k = 1, \ldots, K$ y $m = 1, \ldots, M_t$. De acuerdo a ese modelo, cada MS codifica la Información de Estado del Canal (CSI) que experimenta en recepción en un mensaje de retroalimentación, el cual se transporta hacia la BS a través de un canal reverso ideal con ancho de banda restringido (i.e., no se introducen errores ni retardo en dicho proceso).

Se considera además que todos los usuarios son homogéneos y que experimentan procesos de desvanecimiento independientes entre sí. En un sistema de comunicación inalámbrico real, la separación física que existe entre cada MS activa y la BS varía de forma arbitraria de usuario a usuario, dando lugar a diferentes valores de atenuación por propagación para cada situación particular. Sin embargo, la suposición de homogeneidad en los procesos de desvanecimiento que experimentan los usuarios se justifica al considerar que los distintos usuarios activos del sistema se agrupan en diferentes categorías en transmisión (para su posterior diagramación), de acuerdo al valor promedio que adopta la ganancia instantánea de canal que experimenta cada uno de ellos en recepción [91].

En nuestro modelo de sistema se emplea un modelo de desvanecimiento por bloques. En otras palabras, se considera que las ganancias de canal que experimentan los usuarios permanecen invariantes durante el lapso de tiempo correspondiente a una trama completa de símbolos transmitidos, y que los valores que adoptan las ganancias de canal de un mismo usuario en los distintos bloques de información (separados de forma temporal) son independientes entre sí. En este modelo de sistema, las palabras código de tasa fija que genera la BS abarcan varios bloques de desvanecimiento independientes; por esto, cuando el número de bloques de información bajo

análisis es grande, se puede garantizar que el sistema alcanzará una capacidad ergódica no-nula. Sin embargo, en lugar de emplear esquemas de codificación (para el control de errores) de tasa fija, la tecnología de Acceso por Paquetes en Enlace de Bajada de Alta Velocidad (HSDPA) [92] (i.e., la evolución 3.5G de la tecnología W-CDMA) utiliza esquemas de Codificación y Modulación Adaptiva (AMC) (combinados con mecanismos de ARQ híbridos con rápida respuesta). En un esquema AMC, la BS selecciona el esquema de codificación y modulación según la calidad de canal instantánea que experimenta el usuario móvil en recepción. De acuerdo a los resultados presentados por McEliece *et al.* en [93], ambas estrategias de codificación (i.e., tasa fija y tasa variable) permiten alcanzar la misma capacidad de canal, siempre y cuando el proceso de desvanecimiento del canal satisfaga una condición de compatibilidad en el comportamiento estadístico de la señal de entrada (i.e., la distribución de probabilidad de entrada que maximiza la información mutua del canal debe ser la misma, independientemente del valor que adopte el estado del canal en cada instancia de transmisión particular). Vale la pena destacar que un canal inalámbrico con desvanecimiento por bloques y potencia de transmisión constante satisface esta condición de compatibilidad.

En un sistema MU-MIMO que aplica SDMA en transmisión, la señal que recibe el k-ésimo usuario viene dada por la relación

$$r_k = \mathbf{h}_k \cdot \mathbf{x} + n_k \qquad k = 1, \ldots, K, \tag{4.1}$$

donde $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{M_t \times 1}$ corresponde al vector de señal (con los símbolos de información de los usuarios diagramados) que se transmite desde los elementos del arreglo de antenas de la BS, $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{1 \times M_t}$ es el vector de estado de canal del k-ésimo usuario en recepción, mientras que n_k representa la componente compleja de Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (AWGN) con media nula y variancia N_0 (potencia de ruido). Con la idea de simplificar el análisis matemático que se lleva a cabo en el presente capítulo, tanto las ganancias de canal individuales como las muestras de ruido de canal de cada uno de los usuarios se normalizan para que posean una variancia unitaria. La restricción de potencia en la señal de entrada implica que se debe satisfacer la relación $\mathbb{E}\left\{\mathbf{x}^H \cdot \mathbf{x}\right\} \leq P_t$, donde P_t representa la energía total que el sistema asigna por cada intervalo de transmisión, mientras que $\mathbf{x}^H$ representa el Hermitiano del vector $\mathbf{x}$ (i.e., el transpuesto conjugado). Al igual que en la tecnología HSDPA, en este capítulo se considera que no es posible aplicar mecanismos de control de potencia de rápida respuesta en transmisión; por esto, se supone que el valor de P_t permanece invariante a lo largo del tiempo. Como el ruido posee variancia unitaria, el parámetro P_t se puede interpretar directamente como el valor de Relación Señal-a-Ruido (SNR) total del sistema en transmisión.

A medida que el número de usuarios crece, el empleo de mecanismos de diagramación en transmisión permite que la BS pueda seleccionar un subconjunto de hasta M_t usuarios (de un total de K usuarios activos a nivel de sistema), con el propósito de enviar información simultánea a todos ellos utilizando precodificación lineal ZFBF en el extremo transmisor (ver

Sección 2.3.2.3). En este contexto, $\mathcal{S} \subseteq \{1, \ldots, K\}$ identifica al subconjunto de usuarios seleccionados en transmisión en un intervalo de transmisión arbitrario. El vector de señal transmitida en esta circunstancia se encuentra relacionado con los símbolos de información a través de un esquema de precodificación lineal; i.e.

$$\mathbf{x} = \sum_{l \in \mathcal{S}} \sqrt{p_l}\, \mathbf{w}_l\, s_l, \tag{4.2}$$

donde s_l y p_l representan, respectivamente, el símbolo de datos y el factor de potencia en transmisión correspondiente al l-ésimo usuario dentro del subconjunto $\mathcal{S}$. Notar que en la ecuación (4.2), los vectores de conformación de haz en transmisión $\{\mathbf{w}_l\}$ (con $l \in \mathcal{S}$) se seleccionan según la premisa de optimización que aplica la técnica de precodificación lineal de la BS, utilizando para tal propósito las versiones parciales (i.e., cuantizadas) de los vector de estado de canal $\{\widehat{\mathbf{h}}_l\}$ (con $l \in \mathcal{S}$) disponibles en transmisión. En base a este análisis, reescribiendo la ecuación (4.1) de una forma más conveniente, se puede observar claramente que la señal recibida

$$r_k = \underbrace{\sqrt{p_k}\ (\mathbf{h}_k \cdot \mathbf{w}_k)\ s_k}_{d_k\text{: Señal Deseada}} + \underbrace{\sum_{l \neq k} \sqrt{p_l}\ (\mathbf{h}_k \cdot \mathbf{w}_l)\ s_l}_{q_k\text{: Interferencia Mutua}} + \underbrace{n_k}_{\text{Ruido}} \qquad k \in \mathcal{S} \tag{4.3}$$

está compuesta en realidad de tres aportes diferentes de señal (i.e., señal deseada, interferencia mutua y ruido). Por último, es importante resaltar que en una implementación práctica, el subconjunto de usuarios seleccionados en cada intervalo de transmisión se determina en base a la política de diagramación específica que implemente el sistema. Idealmente, el esquema de selección de usuarios en transmisión deberá proveer una solución de compromiso razonable entre tasa de transmisión alcanzable (a nivel de sistema) y grado de equidad en la asignación de recursos comunes (entre todos los usuarios participantes), para que su implementación en un sistema de comunicación práctico sea atractiva (ver Sección 2.5.2).

4.2.2. Esquema de Señalización Directo para la CDI

El esquema de señalización que se utiliza en el presente capítulo para abastecer al transmisor con CSIT parcial considera que cada MS tiene la capacidad de estimar la CSIR de forma ideal, para posteriormente mapear (i.e., relacionar) el vector de dirección de canal normalizado del k-ésimo usuario, i.e.,

$$\widetilde{\mathbf{h}}_k = \frac{\mathbf{h}_k}{\|\mathbf{h}_k\|} \qquad k = 1, \ldots, K, \tag{4.4}$$

con un vector de canal discretizado $\widehat{\mathbf{h}}_k$ de dimensión M_t y norma unitaria. En un esquema de cuantización de este tipo, cada MS k comparte con la BS un diccionario o conjunto de cuantización común compuesto por N_D elementos, i.e.,

$$\mathcal{C}_k = \{\mathbf{c}_{k,1}, \ldots, \mathbf{c}_{k,N_D}\} \qquad k = 1, \ldots, K, \tag{4.5}$$

con $\mathbf{c}_{k,l} \in \mathbb{C}^{1\times M_t}$ para todo $k = 1,\ldots,K$ y $l = 1,\ldots,N_D$. En una situación práctica, es conveniente que el número de palabras código del esquema de cuantización verifique la relación $N_D = 2^{N_{cd}}$, donde N_{cd} representa el número de bits de cuantización que reserva el sistema para que cada MS activa informe a la BS el estado de canal instantáneo que experimenta en recepción. Durante el proceso de cuantización, el receptor selecciona aquella palabra código del diccionario que minimiza el ángulo mutuo entre vectores (o equivalentemente, maximiza el producto interno entre vectores), i.e.,

$$\widehat{\mathbf{h}}_k = \mathbf{c}_{k,n} = \arg \max_{\mathbf{c}_{k,l}\in\mathcal{C}_k} \cos^2\left\{\angle\left(\widetilde{\mathbf{h}}_k, \mathbf{c}_{k,l}\right)\right\} \tag{4.6}$$

$$= \arg \max_{\mathbf{c}_{k,l}\in\mathcal{C}_k} \left|\widetilde{\mathbf{h}}_k \cdot {\mathbf{c}_{k,l}}^H\right|^2. \tag{4.7}$$

Una vez finalizado el proceso de cuantización, cada MS sólo debe informar a la BS cuál es el índice n que identifica a la palabra código seleccionada, ya que se considera que el diccionario de cuantización $\mathcal{C}_k$ se conoce *a priori* en ambos extremos del enlace de comunicación. Para profundizar estos conceptos, se aconseja al lector consultar los contenidos de la Sección 2.4.3.

4.2.3. Algoritmo de Diagramación Multiusuario

En un sistema MU-MIMO que aplica SDMA en transmisión, el algoritmo de diagramación multiusuario se debe diseñar para identificar a un grupo de usuarios compatibles espacialmente en transmisión, a los cuales se les enviará posteriormente información simultánea a partir del empleo de un esquema de precodificación lineal en el extremo transmisor. De una forma conceptual, el subconjunto de usuarios óptimo (i.e., $\mathcal{S}_{\text{opt}}$) se puede obtener ejecutando una búsqueda exhaustiva a lo largo de todos los posibles subconjuntos de usuarios $\mathcal{A} \subseteq \{1,\ldots,K\}$, con $|\mathcal{A}| \leq M_t$. Sea $\mathcal{Q}$ el conjunto compuesto por la combinación desordenada de hasta M_t elementos pertenecientes superconjunto de índices $\{1,\ldots,K\}$. Notar que según esta nomenclatura, $\mathcal{A}$ representa a un elemento arbitrario dentro del conjunto $\mathcal{Q}$. En un sistema que ejecuta una búsqueda exhaustiva, la BS debe seleccionar al subconjunto de usuarios dentro de $\mathcal{Q}$ que maximiza la tasa de transmisión suma alcanzable a nivel de sistema, i.e.,

$$\mathcal{S}_{\text{opt}} = \arg \max_{\mathcal{A}\in\mathcal{Q}} \left\{\sum_{k\in\mathcal{A}} \log_2\left(1 + \frac{\mathbb{E}\left\{|d_k|^2\right\}}{\mathbb{E}\left\{|q_k|^2\right\} + N_0}\right)\right\} \tag{4.8}$$

$$= \arg \max_{\mathcal{A}\in\mathcal{Q}} \left\{\sum_{k\in\mathcal{A}} \log_2\left(1 + \frac{p_k\ |\mathbf{h}_k \cdot \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{l\neq k} p_l\, |\mathbf{h}_k \cdot \mathbf{w}_l|^2 + N_0}\right)\right\}. \tag{4.9}$$

Lamentablemente, la cantidad de recursos computacionales que se deben reservar para ejecutar una búsqueda exhaustiva de candidatos en un sistema de comunicación inalámbrico real se vuelve prohibitiva a medida que crece la cantidad de usuarios activos. Con la idea de lidiar con este problema cuando el número de usuarios en el sistema es alto, se puede recurrir al empleo

de un algoritmo de selección iterativo más sencillo, conocido en la literatura con el nombre de esquema SUS [28, 72]. La idea principal detrás de este procedimiento consiste en construir el subconjunto de usuarios

$$\mathcal{S} = \{\pi(1), \ldots, \pi(|\mathcal{S}|)\} \qquad |\mathcal{S}| \leq M_t \tag{4.10}$$

de forma iterativa, seleccionando en cada instancia del algoritmo al usuario más conveniente dentro de un subconjunto de candidatos preseleccionados en cada iteración, compuesto por aquellos usuarios activos dentro del sistema que poseen buenas propiedades espaciales (respecto a los usuarios previamente seleccionados en las iteraciones anteriores del algoritmo). Notar que en el presente capítulo sólo se analiza el efecto de la CDI parcial en la tasa de transmisión suma alcanzable a nivel de sistema (i.e., se supone que los usuarios no reportan información de magnitud de canal alguna). Por esto, la selección de un candidato específico dentro del grupo de usuarios elegibles en cada iteración se debe llevar a cabo utilizando un criterio diferente a la calidad instantánea de canal en recepción (e.g., se puede emplear con este propósito el retardo en cola de espera correspondiente a cada una de las corrientes de datos de los diferentes usuarios activos del sistema). Para profundizar estos conceptos, se aconseja al lector consultar los contenidos de la Sección 2.5.2.

4.2.4. Esquema de Precodificación Lineal

El estudio que se presenta en este capítulo supone que el sistema de comunicación utiliza ZFBF como esquema de transmisión en la BS, por representar una alternativa de precodificación lineal con baja complejidad relativa y muy buen desempeño cuando la cantidad de usuarios activos es apropiada. Sea $\widehat{\mathbf{H}}(\mathcal{S}) = \left[\widehat{\mathbf{h}}^T_{\pi(1)}, \ldots, \widehat{\mathbf{h}}^T_{\pi(|S|)}\right]^T$ la submatriz de estado de canal cuantizada, correspondiente al subconjunto de usuarios seleccionados según la ecuación (4.10). En presencia de ZFBF, la matriz de precodificación lineal en transmisión viene dada por la operación pseudo-inversa de Moore-Penrose, i.e.,

$$\mathbf{W}(\mathcal{S}) = \widehat{\mathbf{H}}(\mathcal{S})^{\dagger} = \widehat{\mathbf{H}}(\mathcal{S})^H \cdot \left[\widehat{\mathbf{H}}(\mathcal{S}) \cdot \widehat{\mathbf{H}}(\mathcal{S})^H\right]^{-1}, \tag{4.11}$$

donde el vector de conformación de haz $\mathbf{w}_{\pi(l)} \in \mathbb{C}^{M_t \times 1}$ correspondiente al l-ésimo usuario de $\mathcal{S}$ se obtiene normalizando de la l-ésima columna de la matriz (4.11). En presencia de ZFBF, los vectores de conformación de haz correspondientes a los usuarios seleccionados satisfacen el criterio de ortogonalidad en transmisión, i.e.,

$$|\widehat{\mathbf{h}}_k \cdot \mathbf{w}_l|^2 = 0 \qquad k, l \in \mathcal{S}, k \neq l. \tag{4.12}$$

A pesar de que el esquema ZFBF no es la opción óptima entre todos los esquemas LBF disponibles, nos concentramos en esta alternativa de precodificación por su simplicidad analítica (propiedad que nos permitirá derivar fórmulas cerradas sencillas para modelar el comportamiento de la tasa de transmisión suma alcanzable por el sistema). Es importante observar que estas

fórmulas cerradas serán asintóticamente óptimas a medida que la potencia de transmisión del sistema (i.e., P_t) aumente (i.e., cuando el régimen de trabajo del sistema esté limitado por interferencia). Notar que cuando el número de usuarios activos del sistema es alto (i.e., $K \gg 1$) y las palabras código del diccionario de cuantización $\mathcal{C}_k$ son ortogonales entre sí, se verifica que $\mathbf{W}(\mathcal{S}) = \widehat{\mathbf{H}}(\mathcal{S})^H$. Vale la pena destacar que esta última propiedad se verifica en presencia de CSIT parcial compatible con la información de retroalimentación que se maneja en los modos de señalización CL TD que incorpora la interfaz FDD de UTRA. Para profundizar estos conceptos, se aconseja al lector consultar los contenidos de la Sección 2.3.2.3.

4.2.5. Modelo de Diseño del Conjunto de Cuantización

En un sistema de comunicación inalámbrico con MIMO, el problema de diseño de un conjunto de cuantización arbitrariamente próximo al óptimo posible involucra la ejecución de una búsqueda numérica, con el objetivo final de minimizar el máximo valor de correlación entre cualquier par de palabras código (pertenecientes al conjunto de cuantización bajo análisis), i.e.,

$$\mathcal{C}_{k,\text{opt}} = \min_{\mathcal{C}_k} \left\{ \max_{l \neq m} \left| \mathbf{c}_{k,l} \cdot \mathbf{c}_{k,m}{}^H \right| \right\} \qquad \mathbf{c}_{k,l}, \mathbf{c}_{k,m} \in \mathcal{C}_k, \tag{4.13}$$

o equivalentemente, maximizar la mínima distancia cordal

$$d_{chord}\big(\mathbf{c}_{k,l}, \mathbf{c}_{k,m}\big) = \sin\left\{\angle\big(\mathbf{c}_{k,l}, \mathbf{c}_{k,m}\big)\right\} = \sqrt{1 - |\mathbf{c}_{k,l} \cdot \mathbf{c}_{k,m}{}^H|^2}, \tag{4.14}$$

donde $\angle\big(\mathbf{c}_{k,l}, \mathbf{c}_{k,m}\big)$ representa el ángulo entre las palabras código del diccionario de cuantización bajo estudio.

En base estos conceptos, se puede apreciar claramente que el proceso de optimización de un conjunto de cuantización $\mathcal{C}_k$ es una tarea de diseño bastante complicada de implementar en forma práctica. Por esto, con el propósito de evaluar comparativamente el desempeño de sus propuestas de diseño sin necesidad de diseñar diccionarios de cuantización específicos, varios autores recientes se abocan a emplear diferentes enfoques de diseño analíticos más sencillos, a saber: RVQ y ACVQ. En este contexto, el esquema RVQ se utiliza generalmente para caracterizar el límite inferior de comportamiento para cualquier esquema DVQ que se diseñe de forma apropiada, mientras que el esquema ACVQ se lo suele emplear para identificar la cota superior de desempeño. Es importante aclarar que, el límite superior de desempeño que se consigue al aplicar el esquema ACVQ se lo suele referenciar en la literatura con el nombre de QUB. Para aquellos lectores interesados en profundizar los conceptos que se tratan en esta parte de la Tesis, se sugiere consultar los contenidos de la Sección 2.4.3.2.

4.2.5.1. Esquema de Cuantización Vectorial por Celdas Aproximadas (QUB)

La estructura geométrica que se utiliza para analizar el comportamiento del esquema ACVQ (i.e., cota superior de desempeño o QUB) fue presentada por Mukkavilli *et al.* en [66]. Este

enfoque analítico considera que, en un esquema de cuantización eficiente que se diseñe para satisfacer simultáneamente la Condición de Vecindario más Cercano (NNC) y la Condición de Centroide (CC), cada una de las celdas de cuantización termina siendo idealmente una región de Voronoi con forma de casquete esférico, según se puede apreciar en la Fig. 2.17. En esta circunstancia, la superficie total de cada una de estas celdas de cuantización debe ser igual a $\frac{1}{N_D}$ veces la superficie total de la hiper-esfera unitaria de dimensión M_t (i.e., $\mathcal{V}_{M_t}$). De acuerdo con este marco de trabajo, un vector de dirección de canal arbitrario $\widetilde{\mathbf{h}}_k$ está asociado con la n-ésima región de Voronoi (correspondiente a la n-ésima palabra código $\mathbf{c}_{k,n} \in \mathcal{C}_k$) cuando se verifica la siguiente relación:

$$\begin{aligned} \mathcal{H}_{k,n} &= \left\{ \widetilde{\mathbf{h}}_k \in \mathcal{V}_{M_t} : \left| \widetilde{\mathbf{h}}_k \cdot {\mathbf{c}_{k,n}}^H \right|^2 \geq \left| \widetilde{\mathbf{h}}_k \cdot {\mathbf{c}_{k,l}}^H \right|^2, \forall l \neq n \right\} && (4.15) \\ &\approx \left\{ \widetilde{\mathbf{h}}_k \in \mathcal{V}_{M_t} : \left| \widetilde{\mathbf{h}}_k \cdot {\mathbf{c}_{k,n}}^H \right|^2 \geq 1 - \delta \right\}, && (4.16) \end{aligned}$$

donde $\delta = {N_D}^{-\frac{1}{M_t - 1}} = 2^{-\frac{N_{cd}}{M_t - 1}}$ para satisfacer la aproximación

$$\Pr\left\{ \widetilde{\mathbf{h}}_k \in \mathcal{H}_{k,n} \right\} \approx \frac{1}{N_D} \qquad n = 1, \ldots, N_D. \tag{4.17}$$

El error de cuantización en esta circunstancia viene dado por la relación

$$\sin^2 \theta_k = \sin^2 \angle\left(\widetilde{\mathbf{h}}_k, \widehat{\mathbf{h}}_k \right) = 1 - \left| \widetilde{\mathbf{h}}_k \cdot \widehat{\mathbf{h}}_k^H \right|^2, \tag{4.18}$$

donde θ_k representa al ángulo que se describe entre el vector de dirección de canal (i.e., $\widetilde{\mathbf{h}}_k$) y la palabra código seleccionada para representarlo (i.e., $\widehat{\mathbf{h}}_k$) (ver Fig. 2.17). El comportamiento estadístico del error de cuantización en esta circunstancia se puede caracterizar a partir de la Función de Distribución de probabilidad Acumulativa (CDF) [66, 65]

$$F_{\sin^2 \theta_k}(x) = \begin{cases} \delta^{1-M_t} \, x^{M_t - 1} & 0 \leq x < \delta \\ 1 & \delta \leq x \leq 1 \end{cases}, \tag{4.19}$$

donde se demuestra también que la CDF del error de cuantización de un esquema de cuantización determinístico arbitrario (i.e., $\widetilde{\mathcal{C}}_k$) verifica la relación

$$F_{\sin^2 \theta_k}(x) \geq F_{\sin^2 \widetilde{\theta}_k}(x) \qquad 0 \leq x \leq 1. \tag{4.20}$$

En base a esta última propiedad, se concluye que el esquema ACVQ provee una cota superior de desempeño para cualquier esquema DVQ que se diseñe de forma apropiada.

4.2.5.2. Esquema de Cuantización Vectorial Aleatoria

El esquema RVQ representa una estrategia de cuantización vectorial simple de implementar y fácil de adaptar en un sistema MIMO con CSIT parcial. La idea básica detrás de este esquema es generar los N_D elementos que componen al conjunto de cuantización vectorial $\mathcal{C}_k$ (común

en ambos extremos del enlace inalámbrico) de una forma completamente aleatoria. Construir un diccionario de cuantización vectorial al azar tiende a asegurar un alto valor de distancia cordal (i.e., d_{chord}) entre cualquier par de elementos del conjunto a medida que la dimensión de los vectores de cuantización (i.e., M_t) aumenta. Esta intuición se encuentra respaldada por la siguiente observación intuitiva [63]: dos vectores aleatorios con componentes independientes e idénticamente distribuidas (i.i.d.) tienden a ser ortogonales entre sí a medida que la longitud de los mismos aumenta.

El uso del esquema RVQ en el contexto de un sistema MIMO con CSIT parcial fue propuesto por primera vez por Santipach *et al.* en [94]. En dicho trabajo, las N_D palabras código que componen al diccionario de cuantización del esquema se seleccionan de forma aleatoria e independiente, considerando que dichos vectores son el resultado de sendos ensayos de un experimento aleatorio con distribución isotópica en la hiper-esfera de dimensión M_t (i.e., $\mathcal{V}_{M_t}$). En el esquema RVQ original, cada usuario comparte un diccionario de cuantización diferente con la BS, donde los elementos del mismo se actualizan de forma independiente cada vez que el estado de canal varía con el transcurso del tiempo.

El modelo que caracteriza estadísticamente el error de cuantización de un esquema RVQ (i.e., $\sin^2\theta_k$) se puede obtener de forma directa a partir del modelo probabilístico que identifica el comportamiento de la proyección

$$\cos^2\theta_k = \left|\widetilde{\mathbf{h}}_k \cdot \widehat{\mathbf{h}}_k^H\right|^2, \tag{4.21}$$

cuya CDF viene dada por la expresión [69]

$$F_{\cos^2\theta_k}(x) = \left[1-(1-x)^{M_t-1}\right]^{N_D} \qquad 0 \leq x \leq 1. \tag{4.22}$$

De acuerdo a lo que observó Jindal en [62], este esquema de cuantización vectorial provee una cota inferior de desempeño para cualquier esquema DVQ que se diseñe de forma apropiada: intuitivamente, cualquier diccionario de cuantización que se construya de forma arbitraria pero razonable se deberá comportar al menos tan bien como se comporta el esquema RVQ.

4.2.5.3. Esquema de Cuantización Vectorial Determinística

La estructura de un esquema DVQ se puede determinar a partir de diferentes criterios de diseño, varios de los cuales fueron tratados extensivamente en la literatura con el propósito de construir diccionarios de cuantización vectorial con buen desempeño en presencia de un canal inalámbrico con MIMO. La estructura específica de un esquema de cuantización vectorial se puede establecer con distintos objetivos finales, a saber: maximizar la SNR en recepción [64], maximizar la información mutua entre transmisor y receptor [95], o minimizar la probabilidad de corte de servicio (i.e., Pr_{out}) del enlace de comunicación [65], entre otros. En todos estos casos,

el diccionario de cuantización vectorial se diseña *fuera de línea* (offline) según las características propias del sistema de comunicación inalámbrico que se maneja. Una vez que se establece analíticamente cuál es la estructura cuantización más conveniente, la idea es mantener las particularidades de la misma sin mayores cambios a la hora de implementarla en forma práctica. Es importante observar que este enfoque de diseño determinístico es el que se empleó para diseñar los modos de señalización CL TD de la interfaz FDD de UTRA, donde se incorporaron originalmente dos diccionario de cuantización específicos (i.e., CL TD Modo 1 y Modo 2) [83].

De acuerdo con los resultados que presenta Narula *et al.* en [64], la información de dirección que transporta un algoritmo de señalización CL TD no se ve afectada si se multiplica al vector de estado de canal por un factor exponencial complejo $e^{j\vartheta}$, donde ϑ representa un ángulo de desfasaje arbitrario en el intervalo $[-\pi, \pi)$. En base a esta propiedad, se puede suponer que el primer coeficiente del vector de canal cuantizado correspondiente al k-ésimo usuario (i.e., $\widehat{\mathbf{h}}_k$) es una escalar real (i.e., $\widehat{h}_{k,1} \in \mathbb{R}$). Por esto, se puede concluir (sin perder generalidad) que la solución de señalización de CDI se caracteriza unívocamente reportando sólo $(M_t - 1)$ coeficientes escalares complejos; la amplitud del coeficiente restante en esta circunstancia se puede derivar de la relación

$$\widehat{h}_{k,1} = \sqrt{1 - \sum_{l=2}^{M_t} \left|\widehat{h}_{k,l}\right|^2} \qquad \forall M_t \geq 2. \tag{4.23}$$

De una forma más específica, cuando el escenario de trabajo que empleamos dispone de un arreglo de antenas con sólo dos elementos en transmisión (i.e., $M_t = 2$), el esquema de señalización de CDI deberá reportar en esta circunstancia un único coeficiente complejo escalar, i.e.,

$$\widehat{h}_{k,2} = \widehat{\alpha}_k \, e^{-j\widehat{\phi}_k} \qquad M_t = 2, \tag{4.24}$$

donde $\widehat{\alpha}_k$ y $\widehat{\phi}_k$ representan, respectivamente, la magnitud y la fase discreta del peso de conformación de haz óptimo que se debe aplicar en la segunda antena de la BS.

Analizando específicamente los modos de señalización CL TD que incorporó en un principio la interfaz FDD de UTRA, se observa claramente que el Modo 1 de señalización sólo reporta información de fase cuantizada con dos bits de resolución (i.e., $N_{cd} = 2$), mientras que el Modo 2 de señalización reporta tanto información de magnitud como de fase, las cuales se discretizan de forma independiente con uno y tres bits de resolución, respectivamente (i.e., $N_{cd} = 4$) [83]. En ambos casos, la información de fase del canal se discretiza empleando un esquema de cuantización uniforme. Como no hay información de magnitud en el Modo 1 de señalización, la BS distribuye la potencia de transmisión de forma pareja entre ambas antenas en todo momento. Como contraparte, el Modo 2 de señalización asigna 6 dB más de potencia en transmisión a la antena del canal con mayor magnitud relativa. Se hace notar que, el Modo 2 de señalización se eliminó posteriormente de la especificación FDD de UTRA original (junto con otras características de las primeras versiones del estándar) con el propósito de mantener acotada su complejidad.

De todos modos, el análisis teórico correspondiente a este modo de señalización se incluye en el presente capítulo a modo ilustrativo, con el propósito de identificar cuál es el nivel de desempeño que se puede alcanzar cuando existe la posibilidad de ajustar simultáneamente la amplitud y la fase de los pesos de conformación de haz que se aplican en transmisión.

4.3. Estudio de la Tasa de Transmisión Alcanzable

En esta sección se derivan expresiones cerradas que permiten identificar la tasa de transmisión suma alcanzable en un canal MU-MIMO con CSIT parcial (i.e., con CDI cuantizada, pero sin CQI). Con este propósito, se estudia el comportamiento que tiene el uso de ZFBF combinado con diagramación multiusuario en el extremo transmisor, para conseguir de este modo enviar corrientes de información en forma simultánea a un par de usuarios espacialmente compatibles en el extremo transmisor (i.e., semi-ortogonales en transmisión de acuerdo a la CDI que reportan). Para llevar a cabo este estudio, lo primero que hay que hacer es modelar el comportamiento estadístico de la energía de señal deseada (i.e., d_k) y la energía de interferencia mutua (i.e., q_k) que un usuario arbitrario k percibe en recepción, según se puede apreciar en la ecuación (4.3). Recordar que en este tipo de escenario de trabajo no se puede anular completamente el valor de q_k aplicando precodificación ZFBF en la BS, porque sólo se dispone de CSIT parcial para construir los vectores de conformación de haz en transmisión. Posteriormente, se presenta un enfoque analítico simplificado, el cual permitirá derivar una expresión cerrada para aproximar la tasa de transmisión suma alcanzable en este tipo de medio inalámbrico. Es importante destacar que esta fórmula cerrada posibilita conocer el comportamiento del canal MU-MIMO con CSIT parcial no sólo en regímenes asintóticos de potencia de transmisión, sino también en regímenes medios de potencia. Estos últimos son muy útiles para estudiar el desempeño alcanzable en sistemas inalámbricos que se puedan implementar sin mayores problemas en la práctica.

4.3.1. Distribuciones de Probabilidad Señal Deseada e Interferencia Mutua

En base al modelo de la señal en recepción que se presentó en la ecuación (4.3), se construyen las siguientes RVs:

$$X_k = |\mathbf{h}_k \cdot \mathbf{w}_k|^2, \qquad Y_k = |\mathbf{h}_k \cdot \mathbf{w}_l|^2 . \tag{4.25}$$

En la ecuación anterior, la primer RV (i.e., X_k) identifica la energía de la señal deseada que experimenta el k-ésimo usuario en recepción (i.e., el usuario primario), mientras que la segunda RV (i.e., Y_k) representa el aporte de interferencia mutua que induce en el usuario k la señal destinada hacia el otro usuario que participa de la comunicación en forma simultánea (i.e., el usuario secundario). En la ecuación (4.25), $\mathbf{w}_k = \widehat{\mathbf{h}}_k^H$ es el vector de conformación de haz en

transmisión que maximiza la energía en recepción del k-ésimo usuario (i.e., el peso de conformación de haz óptimo), mientras que $\mathbf{w}_l = \widehat{\mathbf{h}}_l^H$ es el vector de conformación de haz que minimiza la energía en recepción para el mismo usuario (i.e., el peso de conformación de haz ortogonal) [1]. A continuación, se procede a desarrollar las distintas fórmulas cerradas aproximadas, las cuales serán muy útiles para identificar cuál es la tasa de transmisión alcanzable en cada una de las diferentes circunstancias que se analizan. Con este propósito, se opta por modelar el comportamiento estadístico de las RVs que se presentan en la ecuación (4.25) (i.e., X_k e Y_k) a través de distribuciones chi-cuadrado (χ^2) corregidas (con diferentes grados de libertad). Como se verá más adelante, este procedimiento simplifica notablemente la obtención de expresiones cerradas para caracterizar la tasa de transmisión suma alcanzable en este escenario inalámbrico.

Para justificar el empleo de distribuciones χ^2 aproximadas en este contexto, se comienza por utilizar la Función de Densidad de Probabilidad (PDF) Nakagami [41], considerando que la misma provee un modelo aproximado preciso que nos permitirá caracterizar el comportamiento estadístico de la energía de señal de las RVs bajo estudio. Notar que la distribución Nakagami representa un modelo probabilístico empírico general, ampliamente extendido en la práctica para caracterizar estadísticamente el comportamiento de la magnitud de campo electromagnético en un sistema de comunicación inalámbrico (ver Sección 2.1.4). La fórmula cerrada que gobierna el comportamiento probabilístico de la energía de una RV Nakagami viene dada por la expresión

$$f(\gamma) = \frac{1}{\Gamma(\mathfrak{m})} \left(\frac{\mathfrak{m}}{\mathcal{G}}\right)^{\mathfrak{m}} \gamma^{\mathfrak{m}-1}\, e^{-\frac{\mathfrak{m}}{\mathcal{G}}\gamma} \qquad \gamma \geq 0, \tag{4.26}$$

donde $\Gamma(\cdot)$ representa la función Gamma general, mientras que los parámetros

$$\mathcal{G} = \mathbb{E}\left\{\gamma\right\}, \qquad \mathfrak{m} = \frac{\mathcal{G}^2}{\mathbb{E}\{(\gamma - \mathcal{G})^2\}}, \tag{4.27}$$

son la *ganancia de SNR* (SNR gain) y la *figura de desvanecimiento* (fading figure) de la distribución Nakagami [41], respectivamente. En este contexto, la ganancia de SNR (i.e., $\mathcal{G}$) provee información sobre la ganancia de potencia que se experimenta por la combinación coherente de señales en el extremo receptor, mientras que la figura de desvanecimiento (i.e., $\mathfrak{m}$) indica el grado de variabilidad de la SNR en recepción (a partir de los pesos de conformación de haz que se aplican en transmisión). Cuando $\mathfrak{m} \in \mathbb{N}$, la PDF de la ecuación (4.26) equivale a la distribución χ^2 normalizada con $r = 2\,\mathfrak{m}$ grados de libertad.

Cuando no hay ningún tipo de CSIT en la BS (i.e., los pesos de conformación de haz en transmisión se seleccionan de forma completamente aleatoria), el sistema no provee ni ganancia de potencia (i.e., $\mathcal{G} = 1$) ni ganancia de diversidad (i.e., $\mathfrak{m} = 1$). Por otro lado, cuando se dispone de CSIT perfecta en el extremo transmisor, ambas ganancias de potencia y diversidad

[1] Notar que esta hipótesis de trabajo es asintóticamente válida cuando se implementa precodificación ZFBF combinada con diagramación SUS en un régimen de sistema alto (i.e., cuando $K \gg M_t$).

de alcanzan de forma perfecta (i.e., $\mathcal{G} = M_t$ y $\mathfrak{m} = M_t$). En base a este análisis, se puede verificar claramente que $1 \leq \mathcal{G} \leq 2$ y $1 \leq \mathfrak{m} \leq 2$ en presencia de CSIT parcial (i.e., cuantizada) cuando $M_t = 2$. Por todo esto, se espera que la distribución Nakagami ofrezca una buena alternativa que nos ayude a aproximar el comportamiento estadístico de las RVs que se presentan en la ecuación (4.25).

En base al análisis teórico que se presenta en el Apéndice 4.1, la función de distribución aproximada con corrección de error de primer orden cuando se modela $f_X(x)$ con una distribución χ^2 con 4 grados de libertad viene dada por la expresión

$$f_X(x) \approx \left(\frac{2}{\mathcal{G}_x}\right)^2 x\, e^{-\frac{2}{\mathcal{G}_x}\, x} \left(b_2\, x^2 + b_1\, x + b_0\right), \tag{4.28}$$

donde

$$b_0 = 2\left(\frac{\mathbb{E}\left\{{X_k}^2\right\}}{{\mathcal{G}_x}^2} - 1\right), \qquad b_1 = 2\,\frac{(1-b_0)}{\mathcal{G}_x}, \qquad b_2 = -\frac{2}{3}\,\frac{(1-b_0)}{{\mathcal{G}_x}^2}. \tag{4.29}$$

De una forma similar, en el Apéndice 4.1 se desarrolla también la función de distribución aproximada con corrección de error de primer orden cuando se modela $f_Y(y)$ con una distribución exponencial (i.e., χ^2 con 2 grados de libertad), cuya fórmula cerrada viene dada por la expresión

$$f_Y(y) \approx \left(\frac{1}{\mathcal{G}_y}\right) e^{-\frac{1}{\mathcal{G}_y}\, y} \left(a_2\, y^2 + a_1\, y + a_0\right), \tag{4.30}$$

donde

$$a_0 = \frac{1}{2}\,\frac{\mathbb{E}\left\{{Y_k}^2\right\}}{{\mathcal{G}_y}^2}, \qquad a_1 = 2\,\frac{(1-a_0)}{\mathcal{G}_y}, \qquad a_2 = -\frac{1}{2}\,\frac{(1-a_0)}{{\mathcal{G}_y}^2}. \tag{4.31}$$

4.3.2. Distribución de Probabilidad Aproximada Esquema DVQ

Sea un esquema DVQ diseñado para utilizar un número fijo de bits para representar, independientemente, las porciones de magnitud y fase de cada una de las componentes del vector de CDI que estima cada MS activa en recepción (ver Sección 4.2.5.3). En esta circunstancia, cada palabra código posee un elemento homólogo ortogonal dentro del mismo conjunto de cuantización común en ambos extremos del enlace. Por consiguiente, por cada vector de conformación de haz arbitrario $\mathbf{w}_k$, existe un vector de conformación de haz $\mathbf{w}_l$ que satisface la relación

$$\left({\mathbf{w}_k}^H \cdot \mathbf{w}_l\right) = {w_{1,k}}^*\, w_{1,l} + {w_{2,k}}^*\, w_{2,l} = 0, \tag{4.32}$$

donde $(\cdot)^*$ denota el operador complejo conjugado. Notar que a pesar de que los haces que generan los vectores de conformación de haz $\mathbf{w}_k$ y $\mathbf{w}_l$ son mutuamente ortogonales en transmisión, esta propiedad se pierde en recepción porque dichos vectores se seleccionaron teniendo en cuenta

Cuadro 4.1: Ganancia de SNR y figura de desvanecimiento para la energía de señal deseada e interferencia mutua en presencia de señalización CL TD Modo 1 y Modo 2.

	$\mathcal{G}_x$	$\mathcal{G}_y$	$\mathfrak{m}_x$	$\mathfrak{m}_y$
CL TD Modo 1	$1+\sqrt{\frac{1}{2}}$	$1-\sqrt{\frac{1}{2}}$	1,9104	0,7714
CL TD Modo 2	$1{,}3+1{,}6\sin\left(\frac{\pi}{8}\right)$	$0{,}7-1{,}6\sin\left(\frac{\pi}{8}\right)$	1,9919	0,6816

solamente las versiones cuantizadas del vector de CDI en recepción (i.e., $\widetilde{\mathbf{h}}_k$). Trabajando en las expresiones que se presentaron en la ecuación (4.25), se observa que

$$X_k = |w_{1,k}|^2 |h_{k,1}|^2 + |w_{2,k}|^2 |h_{k,2}|^2 + 2\,|w_{1,k}|\,|w_{2,k}|\,|h_{k,1}|\,|h_{k,2}|\cos\varphi_k, \tag{4.33}$$

$$Y_k = |w_{2,k}|^2 |h_{k,1}|^2 + |w_{1,k}|^2 |h_{k,2}|^2 - 2\,|w_{1,k}|\,|w_{2,k}|\,|h_{k,1}|\,|h_{k,2}|\cos\varphi_k, \tag{4.34}$$

donde $\varphi_k = \angle(h_{k,1}) - \angle(h_{k,2}) + \widehat{\phi}_k$ identifica la diferencia de fase que existe entre ambas ganancias de canal una vez que se aplica el vector de conformación de haz correspondiente en transmisión. Sea Z_k una nueva RV igual a la suma de X_k e Y_k. En base a esta definición, combinando la misma con los contenidos de las ecuaciones (4.33)-(4.34), se tiene que

$$Z_k = X_k + Y_k = |h_{k,1}|^2 + |h_{k,2}|^2 \tag{4.35}$$

posee una distribución χ^2 con 4 grados de libertad y media $\mathbb{E}\{Z_k\} = 2$.

Los valores de ganancia de SNR (i.e., $\mathcal{G}$) y figura de desvanecimiento (i.e., $\mathfrak{m}$) que caracterizan el comportamiento estadístico de la energía de señal deseada e interferencia mutua en recepción se derivan analíticamente en el Apéndice 4.2. Los valores específicos de estos parámetros en presencia de los modos de señalización CL TD de la interfaz FDD de UTRA se presentan en el Cuadro 4.1. De acuerdo a estos resultados, las figuras de desvanecimiento $\mathfrak{m}_x \approx 2$ y $\mathfrak{m}_y \approx 1$ en ambos modos de señalización CL TD bajo análisis. Los valores que adoptan estos parámetros nos indican que, las formas cualitativas de las distribuciones de probabilidad $f_X(x)$ y $f_Y(y)$ se asemejan a las formas propias de una distribución χ^2 con $r_x = 4$ y $r_y = 2$ grados de libertad, respectivamente. En este contexto, los autores de [4] observaron que el empleo de estos modelos de distribución aproximados permite simplificar notablemente la deducción de fórmulas cerradas, para estimar la tasa de transmisión suma alcanzable en un canal inalámbrico de este tipo. No obstante, con la idea de obtener un mejor ajuste en el modelo probabilístico propuesto para aproximar la PDF exacta, a continuación se procede a emplear corrección de error de primer orden en las distribuciones χ^2 aproximadas que se utilizarán para modelar de una forma más precisa el comportamiento estadístico de ambas RVs (ver Apéndice 4.1).

En este contexto, los coeficientes $\{a_l\}$ y $\{b_l\}$ (con $l = 0, \ldots, 2$) se pueden derivar de forma analítica a partir de los primeros dos momentos de las RVs X_k e Y_k. Los valores específicos

Cuadro 4.2: Coeficientes de la aproximación χ^2 con corrección de error primer orden para modelar la PDF de señal deseada e interferencia mutua con señalización CL TD Modo 1 y Modo 2.

(a) Aproximación de $f_X(x)$ (señal deseada)

	b_0	b_1	b_2
CL TD Modo 1	1,0469	−0,0549	0,0107
CL TD Modo 2	1,0041	−0,0043	0,0007

(b) Aproximación de $f_Y(y)$ (interferencia mutua)

	a_0	a_1	a_2
CL TD Modo 1	1,1481	−1,0116	0,8634
CL TD Modo 2	1,2336	−5,3265	15,1827

que adoptan estos momentos para ambos modos de señalización CL TD se computan en el Apéndice 4.2, mientras que los valores que toman los coeficientes de corrección de error de primer orden en esta circunstancia se presentan convenientemente en el Cuadro 4.2. Por último, en la Fig. 4.2 se puede apreciar la forma que adoptan las distribuciones de probabilidad aproximadas (curvas discontinuas) que se obtienen al ajustar el comportamiento estadístico exacto de ambas RVs (i.e., X_k e Y_k) con sendas versiones χ^2 con corrección de error de primer orden. En todos los casos, los valores puntuales ('*') se obtuvieron a partir de simulaciones numéricas; estos últimos se incluyen como una forma de validar empíricamente los resultados analíticos que se derivaron.

4.3.3. Distribuciones de Probabilidad Aproximadas Esquemas RVQ y ACVQ (QUB)

En esta parte del capítulo se derivan los coeficientes $\{a_l\}$ y $\{b_l\}$ (con $l = 0, \ldots, 2$) que se deben utilizar para modelar el comportamiento estadístico de las RVs que identifican la energía de señal deseada (i.e., X_k) e interferencia mutua en recepción (i.e., Y_k), cuando se utilizan los esquemas de cuantización vectorial RVQ y ACVQ para señalizar la CDI hacia el transmisor (ver Secciones 4.2.5.1 y 4.2.5.2). Una vez más, el empleo de ambos tipos de aproximaciones (i.e., χ^2 con corrección de error de primer orden con 4 y 2 grados de libertad) para ajustar las curvas de $f_X(x)$ y $f_Y(y)$ se justifica según los valores que adopta la figura de desvanecimiento (i.e., $\mathtt{m}_x$ e $\mathtt{m}_y$) en ambas circunstancias.

Para llevar adelante este análisis, se presenta primero la siguiente notación alternativa:

$$X_k = \|\mathbf{h}_k\|^2 \cos^2\theta_k, \qquad Y_k = \|\mathbf{h}_k\|^2 \sin^2\theta_k. \tag{4.36}$$

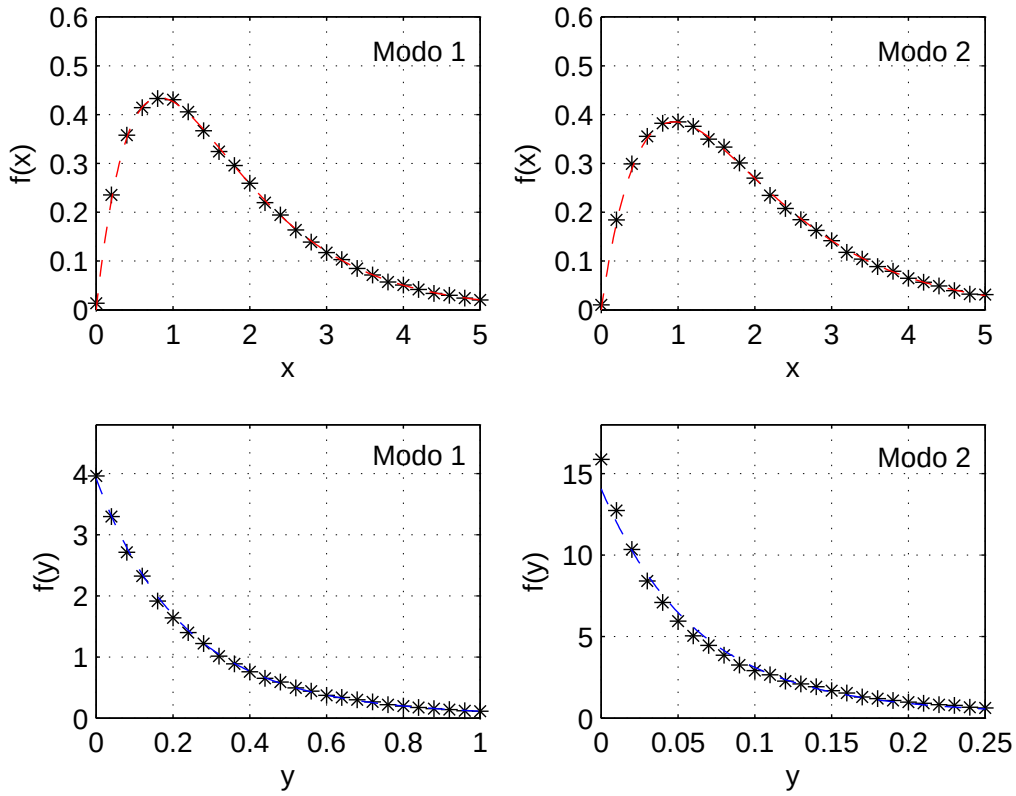

Figura 4.2: Función de densidad de probabilidad para la señal deseada (i.e., X_k) e interferencia mutua (i.e., Y_k) en presencia de señalización CL TD Modo 1 y Modo 2. Las curvas discontinuas hacen referencia a las funciones aproximadas con corrección de error de primer orden, cuando se modela $f_X(x)$ con una distribución χ^2 con 4 grados de libertad (en rojo) y $f_Y(y)$ con una distribución χ^2 con 2 grados de libertad (en azul). En todos los casos, los valores puntuales ('*') se obtuvieron a partir de simulaciones numéricas.

Las relaciones anteriores nos permiten caracterizar el comportamiento de la energía de señal deseada e interferencia mutua en recepción, respectivamente, utilizando para este propósito el conocimiento estadístico que se tiene del error de cuantización en presencia de ambos tipos de esquemas de señalización (ver Sección 4.2.5) [2].

4.3.3.1. Coeficientes de Aproximación para el Límite Superior

Estudiando la fórmula de distribución de probabilidad que se presenta en la ecuación (4.19) para un BC con MIMO equipado con dos elementos de antena en transmisión (i.e., $M_t = 2$) se observa claramente que, el comportamiento estadístico del error de cuantización en presencia de señalización ACVQ tiene distribución uniforme en el intervalo $\left[0, 2^{-N_{cd}}\right)$. En base a este estudio

[2]En la práctica, la fórmula de X_k que se presenta en (4.36) identifica una cota superior para el valor de energía de señal deseada (el ángulo entre los vectores $\widehat{\mathbf{h}}_k$ y $\mathbf{w}_k$ en presencia de ZFBF-SUS con señalización RVQ/ACVQ sólo se vuelve despreciable cuando el número de usuarios activos crece en forma significativa).

Cuadro 4.3: Ganancia de SNR y figura de desvanecimiento para la energía de señal deseada e interferencia mutua en presencia de señalización ACVQ (QUB) y RVQ.

(a) Ganancia de SNR

	ACVQ ($N_{cd}=2$)	ACVQ ($N_{cd}=4$)	RVQ ($N_{cd}=2$)	RVQ ($N_{cd}=4$)
$\mathcal{G}_x$	$\frac{7}{4}$	$\frac{31}{16}$	$\frac{8}{5}$	$\frac{32}{17}$
$\mathcal{G}_y$	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{16}$	$\frac{2}{5}$	$\frac{2}{17}$

(b) Figura de desvanecimiento

	ACVQ ($N_{cd}=2$)	ACVQ ($N_{cd}=4$)	RVQ ($N_{cd}=2$)	RVQ ($N_{cd}=4$)
$\mathfrak{m}_x$	$\frac{49}{25}$	1,9979	$\frac{16}{9}$	1,9794
$\mathfrak{m}_y$	1	1	$\frac{2}{3}$	0,5455

se puede establecer que, las RVs $\sin^2\theta_k$ y $\cos^2\theta_k$ de la ecuación (4.36) están uniformemente distribuidas en los intervalos $\left[0, 2^{-N_{cd}}\right)$ y $\left[1-2^{-N_{cd}}, 1\right)$, respectivamente.

Utilizando fórmulas cerradas generales que caracterizan los momentos de distintas funciones trigonométricas de RVs uniformes, se tiene por un lado que

$$\mathbb{E}\left\{\sin^{2n}\theta_k\right\} = \frac{2^{-nN_{cd}}}{n+1} \qquad n=0,1,\ldots, \tag{4.37}$$

$$\mathbb{E}\left\{\cos^{2n}\theta_k\right\} = \frac{2^{N_{cd}}\left[1-\left(1-2^{-N_{cd}}\right)^{n+1}\right]}{n+1} \qquad n=0,1,\ldots. \tag{4.38}$$

Por otro lado, se sabe que los momentos de una RV con distribución χ^2 con r grados de libertad vienen dados por la relación

$$\mathbb{E}\left\{\gamma^n\right\} = \frac{\Gamma\left(n+\frac{r}{2}\right)}{\Gamma\left(\frac{r}{2}\right)} \qquad n=0,1,\ldots. \tag{4.39}$$

Como las RVs $\gamma_k = \|\mathbf{h}_k\|^2$ y θ_k son independientes entre sí, los momentos de las RVs X_k e Y_k se pueden computar combinando los resultados de las ecuaciones (4.37)-(4.39), dando como resultado las siguientes expresiones finales correspondientes:

$$\mathbb{E}\left\{{X_k}^n\right\} = \Gamma(n+1)\,2^{N_{cd}}\left[1-(1-2^{-N_{cd}})^{n+1}\right] \qquad n=0,1,\ldots, \tag{4.40}$$

$$\mathbb{E}\left\{{Y_k}^n\right\} = \Gamma(n+1)\,2^{-nN_{cd}} \qquad n=0,1,\ldots. \tag{4.41}$$

Las fórmulas anteriores nos permiten derivar los coeficientes de corrección para ajustar las distribuciones de probabilidad $f_X(x)$ y $f_Y(y)$ con sendas curvas χ^2 corregidas, con 4 y 2 grados

Cuadro 4.4: Coeficientes de aproximación χ^2 con corrección de error primer orden para modelar PDF de señal deseada e interferencia mutua en presencia de señalización ACVQ (QUB) y RVQ.

(a) Aproximación de $f_X(x)$ (señal deseada)

	b_0	b_1	b_2
ACVQ ($N_{cd} = 2$)	1,0204	−0,0233	0,0044
ACVQ ($N_{cd} = 4$)	1,0010	−0,0011	0,0002
RVQ ($N_{cd} = 2$)	1,1250	−0,1563	0,0326
RVQ ($N_{cd} = 4$)	1,0104	−0,0111	0,0020

(b) Aproximación de $f_Y(y)$ (interferencia mutua)

	a_0	a_1	a_2
ACVQ ($N_{cd} = 2$)	1	0	0
ACVQ ($N_{cd} = 4$)	1	0	0
RVQ ($N_{cd} = 2$)	1,2500	−1,2500	0,7813
RVQ ($N_{cd} = 4$)	1,4167	−7,0833	15,0521

de libertad, respectivamente. Con tal propósito, se deben reemplazar los primeros dos momentos de las RVs X_k y Y_k en las ecuaciones (4.29) y (4.31). Los valores que adopta la ganancia de SNR (i.e., $\mathcal{G}$) y la figura de desvanecimiento (i.e., $\mathfrak{m}$) de ambas RVs en presencia de señalización ACVQ (QUB) se presentan en el Cuadro 4.3. Posteriormente, los valores específicos que toman los coeficientes $\{b_l\}$ y $\{a_l\}$ (con $l = 0, \ldots, 2$) que caracterizan el comportamiento de la energía de señal deseada e interferencia mutua en recepción, respectivamente, se pueden apreciar en el Cuadro 4.4. Interpretando adecuadamente estos resultados se puede concluir que, el comportamiento estadístico de la RV X_k se sigue ajustando de forma apropiada a una distribución χ^2 con 4 grados de libertad en esta circunstancia (para todo valor $N_{cd} \geq 2$). Siguiendo un análisis similar se observa que, el comportamiento estadístico de la RV Y_k tiende a ser exponencial (i.e., χ^2 con 2 grados de libertad) para cualquier número de bits de cuantización (i.e., N_{cd}) que emplee el esquema ACVQ que se implemente.

4.3.3.2. Coeficientes de Aproximación para el Límite Inferior

Para analizar el comportamiento estadístico del error de cuantización en presencia de señalización RVQ, nos concentramos ahora en la fórmula de distribución de probabilidad que se

presenta en la ecuación (4.22). En esta circunstancia, cuando el BC con MIMO se encuentra equipado con dos elementos de antena en transmisión (i.e., $M_t = 2$), se observa claramente que la comportamiento estadístico de la proyección $\cos^2\theta_k$ equivale al modelo probabilístico de la máxima estadística ordenada de un conjunto de $N_D = 2^{N_{cd}}$ RVs i.i.d., uniformemente distribuidas en el intervalo $[0, 1]$. De una forma similar se puede establecer que, el error de cuantización $\sin^2\theta_k$ tiene un comportamiento estadístico equivalente a la mínima estadística ordenada de un conjunto compuesto por N_D RVs i.i.d., con distribución uniforme en el intervalo $[0, 1]$.

Aplicando conceptos generales de la teoría de estadísticas ordenadas, se puede ver de forma relativamente sencilla que la k-ésima estadística ordenada de un conjunto de n RVs i.i.d. con distribución uniforme en el intervalo $[0, 1]$ tiene distribución Beta, i.e.,

$$f_{u_{(k)}}(u) = \frac{n!}{(k-1)!\,(n-k)!}\,u^{k-1}\,(1-u)^{n-k} \qquad 0 \leq u \leq 1. \tag{4.42}$$

En base a este comportamiento estadístico, se derivan las siguientes fórmulas cerradas para caracterizar los primero dos momentos de la k-ésima estadística ordenada de un conjunto con n RVs uniformemente distribuidas:

$$\mathbb{E}\left\{U_{(k)}\right\} = \frac{k}{n+1}, \tag{4.43}$$

$$\mathbb{E}\left\{U_{(k)}^2\right\} = \frac{k\,(k+1)}{(n+1)\,(n+2)}. \tag{4.44}$$

Teniendo en cuenta una vez más que las RVs $\gamma_k = \|\mathbf{h}_k\|^2$ y θ_k son independientes entre sí, se derivan a continuación los primeros dos momentos correspondientes a la energía de señal deseada (i.e., X_k) y la interferencia mutua en recepción (i.e., Y_k) en esta circunstancia, i.e.,

$$\mathbb{E}\{X_k\} = 2\left[\frac{2^{N_{cd}}}{2^{N_{cd}}+1}\right], \quad \mathbb{E}\left\{{X_k}^2\right\} = 6\left[\frac{2^{N_{cd}}}{2^{N_{cd}}+2}\right], \tag{4.45}$$

$$\mathbb{E}\{Y_k\} = 2\left[\frac{1}{2^{N_{cd}}+1}\right], \quad \mathbb{E}\left\{{Y_k}^2\right\} = 6\left[\frac{2}{(2^{N_{cd}}+1)\,(2^{N_{cd}}+2)}\right]. \tag{4.46}$$

Las fórmulas anteriores nos permiten computar los valores que adopta la ganancia de SNR (i.e., $\mathcal{G}$) y la figura de desvanecimiento (i.e., $\mathfrak{m}$) de ambas RVs en presencia de señalización RVQ (ver Cuadro 4.3). Además, los valores específicos que adoptan los coeficientes de corrección $\{b_l\}$ y $\{a_l\}$ (con $l = 0, \ldots, 2$) en esta circunstancia, los cuales caracterizan el comportamiento de la energía de señal deseada e interferencia mutua en recepción según las ecuaciones (4.28)-(4.31), se pueden apreciar en el Cuadro 4.4. Una vez más, interpretando adecuadamente estos resultados, se concluye que el comportamiento estadístico de las RVs X_k e Y_k en presencia de señalización RVQ se puede ajustar de forma apropiada utilizando aproximaciones χ^2 con 4 y 2 grados de libertad, respectivamente (siempre que $N_{cd} \geq 2$).

4.3.4. Tasa de Transmisión Alcanzable por Haz con SDMA (sin CQI)

En esta sección se derivan las fórmulas cerradas que permiten aproximar la tasa de transmisión de datos alcanzable por haz (i.e., usuario) en un canal MU-MIMO con CSIT parcial (i.e., con CDI cuantizada pero sin CQI), cuando se aplica precodificación lineal en transmisión (i.e., LBF) para servir simultáneamente un par de MSs que reportan:

1. Palabras código ortogonales en presencia de un esquema DVQ compatible con los modos de señalización CL TD que incorpora la interfaz FDD de UTRA, o bien
2. Palabras código semi-ortogonales en presencia de un esquema ACVQ o RVQ.

En este escenario de trabajo, la señal que recibe un usuario arbitrario k viene dada por la fórmula (4.3). Por esto, la tasa de transmisión alcanzable por este usuario cuando la potencia de transmisión P_t se divide en forma pareja entre ambos usuarios seleccionados (i.e., $p_k = p_l = \frac{P_t}{2}$) viene dada por la relación

$$C_k\left(P_t\right) = \mathbb{E}\left\{\log_2\left(1+\frac{\frac{1}{2}\,P_t\,X_k}{\frac{1}{2}\,P_t\,Y_k+N_0}\right)\right\} \qquad k\in\mathcal{S} \tag{4.47}$$

$$= \log_2(e)\,\left[\mathbb{E}\left\{\log_e\left(Z_k+N_0'\right)\right\}-\mathbb{E}\left\{\log_e\left(Y_k+N_0'\right)\right\}\right], \tag{4.48}$$

donde el parámetro $N_0' = \frac{2\,N_0}{P_t}$ se define para simplificar la notación que se utilizará en el resto del capítulo. La fórmula (4.35) demostró que, en este tipo de escenario inalámbrico, la RV Z_k posee distribución χ^2 con 4 grados de libertad. Por esto, se tiene que

$$\mathbb{E}\left\{\log_e\left(Z_k+N_0'\right)\right\} = \int_0^\infty \log_e\left(z+N_0'\right)\,z\,e^{-z}dz. \tag{4.49}$$

En esta instancia del desarrollo, se emplea la relación que se derivó en el Apéndice 3.1, i.e.,

$$\int_0^\infty \log_e\left(\gamma+c\right)\beta\left(\beta\gamma\right)^m e^{-\beta\gamma}d\gamma = m!\left[\log_e\left(c\right)+e^{\beta c}\sum_{l=0}^{m}E_{l+1}\left(\beta c\right)\right], \tag{4.50}$$

donde $E_m(z)$ hace referencia a la función integral exponencial de orden m definida por

$$E_m(z) = \int_1^\infty \frac{e^{-z\,t}}{t^m}\,dt \qquad m=0,1,\ldots;z>0, \tag{4.51}$$

ver ecuación (5.1.4) de [88]. Combinando los resultados de las ecuaciones (4.49)-(4.50), se observa que

$$\mathbb{E}\left\{\log_e\left(Z_k+N_0'\right)\right\} = \log_e\left(N_0'\right)+e^{N_0'}\left[E_1\left(N_0'\right)+E_2\left(N_0'\right)\right]. \tag{4.52}$$

Por otro lado, para computar la segunda esperanza matemática que aparece en la ecuación (4.48), se procede a utilizar el modelo de distribución χ^2 con corrección de error de primer orden que

se presenta en las ecuaciones (4.30)-(4.31), en conjunto con la fórmula (4.50):

$$\mathbb{E}\left\{\log_e\left(Y_k + N_0'\right)\right\} \approx \int_0^{\infty} \log_e\left(y + N_0'\right)\left(\frac{1}{\mathcal{G}_y}\right) e^{-\frac{1}{\mathcal{G}_y}\,y}\left(a_2 y^2 + a_1 y + a_0\right) dy \tag{4.53}$$

$$= \left(2a_2{\mathcal{G}_y}^2 + a_1\mathcal{G}_y + a_0\right)\left[\log_e\left(N_0'\right) + e^{\frac{N_0'}{\mathcal{G}_y}} E_1\left(\frac{N_0'}{\mathcal{G}_y}\right)\right] + \left(2a_2{\mathcal{G}_y}^2 + a_1\mathcal{G}_y\right) e^{\frac{N_0'}{\mathcal{G}_y}} E_2\left(\frac{N_0'}{\mathcal{G}_y}\right) + \left(2a_2{\mathcal{G}_y}^2\right) e^{\frac{N_0'}{\mathcal{G}_y}} E_3\left(\frac{N_0'}{\mathcal{G}_y}\right), \tag{4.54}$$

donde los valores específicos que adoptan los coeficientes de corrección $\{a_l\}$ (con $l = 0, \ldots, 2$) y la ganancia de SNR $\mathcal{G}_y$ dependen del número de bits de resolución que utiliza el esquema de señalización (para reportar hacia la BS la CDI que experimentan las MSs en recepción). En presencia de los modos de señalización CL TD compatibles con la interfaz FDD de UTRA, estos parámetros del modelo se encuentran reflejados en los Cuadros 4.1 y 4.2. No obstante, cuando se implementan los esquemas de señalización ACVQ o RVQ para devolver la CDI cuantizada hacia el transmisor, los parámetros del modelo se deben extraer de los Cuadros 4.3 y 4.4. Por último, reemplazando los contenidos las ecuaciones (4.52) y (4.54) en la expresión (4.48), se arriba a la fórmula final deseada, la cual nos permite aproximar la tasa de transmisión de datos alcanzable (por usuario) cuando sólo se dispone de CDI cuantizada para construir los pesos de conformación de haz en transmisión.

4.3.4.1. Régimen de Baja Potencia

En este apartado nos enfocamos en analizar el comportamiento asintótico de la tasa de transferencia de datos alcanzable (por usuario) cuando la potencia de transmisión se reduce en forma gradual. Es decir, centramos nuestra atención en estudiar el comportamiento del canal MU-MIMO con CSIT parcial en un régimen de baja potencia (i.e., cuando $P_t \ll N_0$). Con este propósito, expandiendo en polinomios de Taylor la fórmula (4.47), se tiene que

$$C_k\left(P_t\right) \approx \log_2(e)\frac{1}{2}\frac{P_t}{N_0}\,\mathbb{E}\left\{X_k\right\} \qquad P_t \ll N_0. \tag{4.55}$$

Por consiguiente, se puede concluir que la tasa de transmisión alcanzable por usuario individual decae en forma lineal con la potencia de transmisión cuando el sistema trabaja en un régimen de SNR bajo. Más adelante, cuando comparemos este comportamiento con el propio de un esquema de Acceso Múltiple por División en Tiempo (TDMA) con diagramación Round-Robin (RR) (en el mismo régimen de potencia), se podrá observar claramente que la tasa de transmisión suma alcanzable por un sistema que diagrama a dos usuarios en forma simultánea es equivalente a la que se consigue cuando la BS transmite a un único usuario por vez en forma secuencial.

4.3.4.2. Régimen de Alta Potencia

En esta parte nos centramos en estudiar el comportamiento asintótico de la tasa de transferencia de datos alcanzable (por usuario) cuando la potencia de transmisión comienza a crecer en forma considerable. Es decir, nos enfocamos en analizar el comportamiento del canal MU-MIMO con CSIT parcial en un régimen de alta potencia (i.e., cuando $P_t \to \infty$). Como es de esperar, la tasa de transmisión suma alcanzable en este escenario inalámbrico posee un comportamiento limitado por interferencia cuando se diagrama a varios usuarios en forma simultánea, ya que el sistema sólo dispone de CDI parcial para aplicar el esquema de precodificación lineal en el extremo transmisor.

Para derivar una cota superior de desempeño en esta circunstancia, trabajaremos sobre la fórmula final que caracteriza la tasa de transmisión alcanzable por usuario, la cual se deriva de combinar apropiadamente los resultados de las ecuaciones (4.48)-(4.54) anteriores. Como primer paso, se deben reescribir todas las funciones integrales exponenciales de orden superior a uno (i.e., $m \geq 2$) en términos de la función integral exponencial de primer orden $E_1(z)$, utilizando para tal propósito la relación recursiva (5.1.14) que se presenta en [88], i.e.,

$$E_{m+1}(z) = \frac{1}{m}\left[e^{-z} - z\,E_m(z)\right] \qquad m = 1, 2, \ldots \tag{4.56}$$

Luego, a medida que la potencia de transmisión aumenta en forma gradual (i.e., cuando $P_t \to \infty$), la siguiente aproximación para la función integral exponencial de primer orden $E_1(z)$ se vuelve cada vez más precisa a medida que el argumento z tiende a 0:

$$E_1(z) \approx -e_0 - \log_e(z) \qquad z \cong 0, \tag{4.57}$$

donde $e_0 = 0{,}5772\cdots$ es la constante de Euler-Mascheroni. Posteriormente, se observa que todos los términos que contienen el factor $\log_e(P_t)$ en la aproximación resultante se desvanecen, obteniendo de este modo la cota superior de desempeño cuando el sistema trabaja en un régimen de alta potencia. Reescribiendo esta última expresión en función de la ganancia de SNR (i.e., $\mathcal{G}$) y la figura de desvanecimiento (i.e., $\mathfrak{m}$) del esquema de señalización que se utiliza para reportar la CDI, se obtiene la siguiente expresión final:

$$\lim_{P_t \to \infty} C_k(P_t) \approx \log_2(e)\left[\frac{3\mathfrak{m}_y + 1}{4\mathfrak{m}_y} - \log_e(\mathcal{G}_y)\right]. \tag{4.58}$$

Analizando el valor que adopta esta fórmula cuando se utiliza señalización CL TD compatible con la interfaz FDD de UTRA, se observa que la tasa de transmisión alcanzable en forma asintótica es 3,3211 y 5,1223 [bps/Hz] para el esquema CL TD Modo 1 y Modo 2, respectivamente. En este punto, es importante destacar que la fórmula cerrada que caracteriza el límite superior de desempeño asintótico en presencia de señalización ACVQ (QUB) fue reportado por Yoo *et al.* en [72], i.e.

$$\lim_{P_t \to \infty} C_k(P) = \frac{1}{M_t - 1}\left[N_{cd} + \log_2(e)\right]. \tag{4.59}$$

Valuando la fórmula anterior en presencia de un canal inalámbrico equipado con dos elementos de antena en transmisión (i.e., $M_t = 2$), se puede observar que la cota superior de desempeño asintótica para todo esquema DVQ que se diseñe de forma apropiada es 3,4427 y 5,4427 [bps/Hz] cuando se emplean $N_{cd} = 2$ y $N_{cd} = 4$ bits de cuantización, respectivamente. Interpretando adecuadamente estos últimos resultados, se ve claramente que los modos de señalización CL TD que incorpora la interfaz FDD de UTRA permiten aprovechar una buena parte de la tasa de datos que se puede alcanzar en un BC con MIMO en presencia de CDI parcial en transmisión.

4.3.5. Tasa de Transmisión Alcanzable con TDMA (sin CQI)

A modo comparativo, en esta sección se derivan las fórmulas cerradas que permiten aproximar la tasa de transmisión de datos alcanzable a nivel de sistema en un canal MU-MIMO con CSIT parcial (i.e., con CDI cuantizada pero sin CQI), cuando se aplica TDMA en transmisión para servir a un único usuario por vez en modalidad RR. Por esto, la tasa de transmisión alcanzable a nivel de sistema cuando toda la potencia de transmisión P_t se asigna a un único usuario por vez (i.e., $p_k = P_t$) viene dada por la relación

$$C_{\text{tdma}}(P_t) = \mathbb{E}\left\{\log_2\left(1+\frac{P_t\,X_k}{N_0}\right)\right\} \tag{4.60}$$

$$= \log_2(e)\left[\mathbb{E}\left\{\log_e\left(X_k+\frac{N_0}{P_t}\right)\right\}-\log_e\left(\frac{N_0}{P_t}\right)\right]. \tag{4.61}$$

En esta instancia, existe la posibilidad de aproximar la distribución de probabilidad $f_X(x)$ utilizando el modelo de distribución χ^2 con corrección de error de primer orden que se reporta en las ecuaciones (4.28)-(4.29). Sin embargo, cuando se examinan cuidadosamente los valores que adoptan los coeficientes de corrección de la aproximación χ^2 que se presentan en el Cuadro 4.2, se distingue de forma clara que $b_0 \approx 1$ y $b_1, b_2 \approx 0$ para ambos modos de señalización CL TD. Por consiguiente, tenemos que

$$\mathbb{E}\left\{\log_e\left(X_k+\frac{N_0}{P_t}\right)\right\} \approx \int_0^\infty \log_e\left(x+\frac{N_0}{P_t}\right)\left(\frac{2}{\mathcal{G}_x}\right)^2 x e^{-\frac{2}{\mathcal{G}_x}x}\left(b_2x^2+b_1x+b_0\right)dx \tag{4.62}$$

$$\approx \int_0^\infty \log_e\left(x+\frac{N_0}{P_t}\right)\left(\frac{2}{\mathcal{G}_x}\right)^2 x e^{-\frac{2}{\mathcal{G}_x}x}dx. \tag{4.63}$$

Combinando la expresión anterior con la fórmula (4.50), se arriba a la siguiente expresión final:

$$C_{\text{tdma}}(P_t) \approx \log_2(e)\, e^{\frac{2N_0}{P_t\,\mathcal{G}_x}}\left[E_1\left(\frac{2N_0}{P_t\,\mathcal{G}_x}\right)+E_2\left(\frac{2N_0}{P_t\,\mathcal{G}_x}\right)\right]. \tag{4.64}$$

Vale la pena destacar que, el valor específico de ganancia de SNR $\mathcal{G}_x$ que parametriza la fórmula anterior depende del número de bits de resolución que emplea el esquema de señalización específico, que implementa el sistema para reportar la CDI de forma parcial (ver Cuadro 4.1).

4.3.5.1. Régimen de Baja Potencia

Expandiendo en polinomios de Taylor la fórmula (4.60), se arriba a una aproximación similar a la que se presenta en la ecuación (4.55). En base a este comportamiento, se puede concluir que la tasa de transmisión alcanzable en un sistema TDMA con RR admite una dependencia lineal con la potencia de transmisión (cuando el sistema trabaja en un régimen de baja SNR). Comparemos este comportamiento con el propio de un esquema SDMA con CSIT parcial (en el mismo régimen de potencia), se observa claramente que la tasa de transmisión suma alcanzable por un sistema que diagrama a dos usuarios en forma simultánea es equivalente a la que se consigue cuando la BS transmite a un único usuario por vez en forma secuencial.

4.3.5.2. Régimen de Alta Potencia

Para derivar una cota superior de desempeño en esta circunstancia, se reescribe la función exponencial de segundo orden $E_2(z)$ de la expresión (4.64) en función de $E_1(z)$, utilizando para tal propósito la fórmula recursiva que se presenta en la ecuación (4.56). Posteriormente, se hace uso de la aproximación (4.57), la cual se vuelve cada vez más precisa a medida que el argumento z tiende a 0. En base a este análisis, se llega a la siguiente expresión final:

$$\lim_{P_t \to \infty} C_{\text{tdma}}(P_t) \approx \log_2(e) \left[1 - e_0 - \log_e\left(\frac{2N_0}{P_t \mathcal{G}_x}\right)\right] \tag{4.65}$$

$$\approx \log_2\left(\frac{P_t}{N_0}\right) + \log_2(\mathcal{G}_x). \tag{4.66}$$

Analizando en detalle la expresión anterior se puede apreciar que, la tasa de transmisión alcanzable a nivel de sistema cuando se aplica TDMA con RR se incrementa de forma logarítmica con la potencia de transmisión (cuando el sistema trabaja en un régimen de alta SNR). Como era de esperar, el uso de CL TD en transmisión permite cosechar una ganancia de potencia adicional, igual al logaritmo de la ganancia de SNR $\mathcal{G}_x$ del esquema de señalización que implementa el sistema para reportar la CDI de forma parcial (ver Cuadro 4.1).

4.4. Capacidad Suma Canal MU-MIMO con CDI (sin CQI)

En esta sección se estudia la tasa de trasmisión suma alcanzable por un sistema MU-MIMO con CSIT parcial (i.e., con CDI cuantizada pero sin CQI), cuando los mecanismos de señalización disponibles para transportar la información de canal desde las MSs hacia la BS poseen un ancho de banda limitado. Concretamente, la idea es caracterizar cuál es el comportamiento del esquema ZFBF en un canal inalámbrico equipado con dos elementos de antena en transmisión (i.e., $M_t = 2$), como una alternativa de precodificación lineal de baja complejidad para implementar una estrategia SDMA en este tipo de escenario de trabajo. La eficiencia de potencia del esquema

ZFBF es directamente proporcional al grado de ortogonalidad de los usuarios seleccionados en cada instante de tiempo; por esto, el algoritmo de diagramación multiusuario que se implemente en el transmisor se debe diseñar para identificar a un conjunto de usuarios compatibles espacialmente, a los cuales se les asignará posteriormente el uso de todos los recursos comunes del canal en forma simultánea en dicha instancia de transmisión.

A continuación, se derivan las fórmulas cerradas que permiten aproximar la tasa de transmisión suma alcanzable cuando la BS selecciona, momento a momento, un par de usuarios semi-ortogonales en transmisión (de acuerdo a las palabras código de CDI que reportan). Como suposición de partida, se considera que el número de usuarios activos en el sistema es mucho mayor que el número de palabras código disponibles en el diccionario de cuantización de CDI (i.e., $K \gg N_D$). En presencia de un esquema DVQ (e.g., los modos de señalización CL TD de la interfaz FDD de UTRA), esta hipótesis de trabajo equivale a suponer que el número de usuarios participantes de la comunicación es lo suficientemente elevado como para que siempre exista al menos un candidato reportando cada una de las palabras código del esquema. Por otro lado, cuando el esquema de señalización de CDI que se implementa no posee un diccionario de cuantización común entre la BS y todas las MSs activas del sistema (como ocurre con los esquemas RVQ y ACVQ), la existencia de un gran número de usuarios equivale a suponer que el ángulo que se configura entre el vector de dirección de canal cuantizado (i.e., $\widehat{\mathbf{h}}_k$) y el vector de conformación de haz en transmisión (i.e., $\mathbf{w}_k$) del usuario seleccionado es lo suficientemente pequeño, como para no generar un nivel de degradación apreciable en la tasa de transmisión suma del sistema (por falta de alineación entre ambos vectores). Vale la pena destacar que, las expresiones cerradas que se deriven van a poseer un comportamiento asintóticamente ajustado a medida que la cantidad de usuarios activos dentro del sistema crezca, tanto en presencia de un esquema DVQ como en presencia de una estrategia RVQ o ACVQ.

El empleo de ZFBF combinado con SUS (i.e., ZFBF-SUS) en un canal inalámbrico de este tipo es equivalente a implementar una alternativa de selección de usuarios más sencilla, conocida con el nombre de diagramación Round-Robin Ortogonal (ORR) pura [4]. En este esquema de diagramación, los miembros del subconjunto de usuarios a transmitir se seleccionan de manera secuencial, teniendo en cuenta solamente la compatibilidad espacial que existe entre los candidatos elegidos en transmisión (i.e., la CDI) . Concretamente, cuando el BC con MIMO está equipado con dos elementos de antena en transmisión (i.e. $M_t = 2$), el esquema ORR puro se debe encargar de identificar dos usuarios en base a las siguientes pautas de decisión:

1. El usuario primario se selecciona siempre en modalidad RR, mientras que
2. El usuario secundario se elige de forma arbitraria entre todos los candidatos que reportan una palabra código ortogonal (respecto a la palabra código del usuario primario), empleando algún criterio de selección diferente a la calidad de canal (i.e., la CQI).

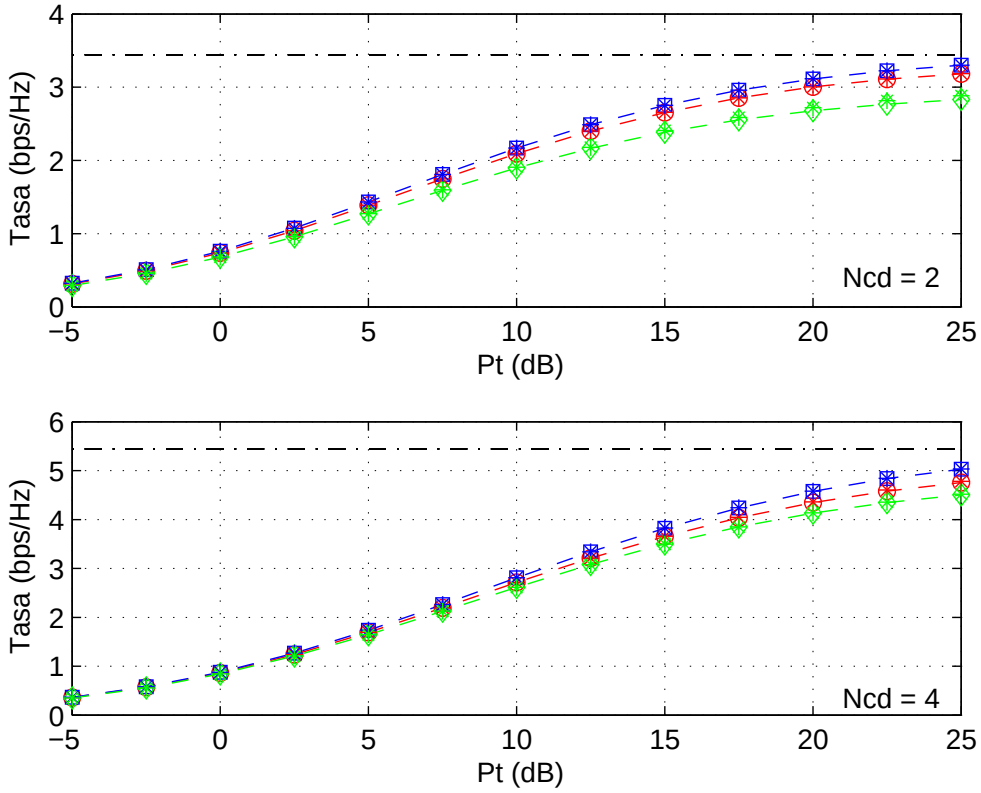

Figura 4.3: Tasa de datos alcazable por usuario para ZFBF con SUS (i.e., ORR) en función de la potencia de transmisión (i.e., P_t) cuando $M_t = 2$ y $N_{cd} = 2, 4$ [bits] (régimen de sistema alto, sin CQI). Las curvas discontinuas con círculos (en rojo) hacen referencia a los modos de señalización CL TD, mientras que las curvas discontinuas con rombos (en verde) y cuadrados (en azul) corresponden a los esquemas RVQ y ACVQ, respectivamente. Las líneas discontinuas-puntuadas (en negro) identifica el comportamiento asintótico de ACVQ, según (4.59). En todos los casos, los valores puntuales ('*') se obtuvieron por simulación numérica.

Por esto, la tasa de transmisión suma alcanzable a nivel de sistema en esta circunstancia viene dada por la relación

$$C_{\text{orr}}\left(P_t\right) = 2\, C_k\left(P_t\right), \tag{4.67}$$

donde la aproximación cerrada que caracteriza la tasa de transmisión $C_k\left(P_t\right)$ en esta circunstancia se encuentra reflejada en las ecuaciones (4.48)-(4.54). Vale la pena destacar que, la fórmula (4.67) se puede emplear también para derivar el límite superior e inferior de desempeño para todo esquema DVQ que se diseñe en forma apropiada, los cuales se alcanzan implementando los esquemas ACVQ (QUB) y RVQ, respectivamente. Para conseguir estas cotas superiores e inferiores de comportamiento para los diferentes caudales de señalización bajo estudio, se deben utilizar los valores de ganancia de SNR (i.e., $\mathcal{G}$) y figura de desvanecimiento (i.e., $\mathfrak{m}$) que se presentaron en el Cuadro 4.3, y los valores de los coeficientes de corrección $\left\{a_l\right\}$ (con $l = 0, \ldots, 2$) que se encuentran reflejados en el Cuadro 4.4.

La Fig. 4.3 muestra la tasa de transmisión alcanzable por usuario para ZFBF con SUS (i.e., ORR), cuando la CDI cuantizada en transmisión se reporta de acuerdo a los modos de señalización CL TD que incorpora la interfaz FDD de UTRA. Las curvas discontinuas con círculos (en rojo) corresponden a la aproximación analítica (4.48), la cual se debe combinar con los resultados de las esperanzas matemáticas que se presentan en las fórmulas (4.52) y (4.54). En esta circunstancia, los valores específicos que adopta la ganancia de SNR $\mathcal{G}_y$ y los coeficientes de corrección $\{a_l\}$ (con $l = 0, \ldots, 2$) se presentan en los Cuadros 4.1 y 4.2, respectivamente. En esta figura se incluyen también los límites superiores e inferiores de comportamiento para cualquier esquema DVQ que se diseñe con criterio (i.e., de forma razonable), utilizando $N_{cd} = 2, 4$ bits de cuantización, respectivamente. La cota superior de desempeño (i.e., QUB) se obtiene utilizando el esquema ACVQ, y viene dada por las curvas discontinuas con cuadrados (en azul). Por otro lado, la cota inferior de desempeño se consigue implementando el esquema RVQ, y viene dada por las curvas discontinuas con rombos (en verde). Recordar que, los valores específicos de $\mathcal{G}_y$ y $\{a_l\}$ (con $l = 0, \ldots, 2$) para los esquemas ACVQ y RVQ fueron reportados oportunamente en los Cuadros 4.3 y 4.4. En esta figura se incluye también el comportamiento asintótico del esquema ACVQ para un régimen de alta potencia, el cual viene dado por las líneas discontinuas-punteadas (en negro) según la fórmula (4.59). En todos los casos, los valores puntuales ('*') se obtuvieron a partir de simulaciones numéricas; estos últimos se incluyen como una forma de validar empíricamente los resultados analíticos que se derivaron.

Interpretando de forma adecuada los resultados que se presentan en la Fig. 4.3 se puede concluir que, la brecha de desempeño que existe entre la tasa de transmisión alcanzable cuando se emplean los modos de señalización CL TD de UTRA FDD y el límite superior de comportamiento teórico (i.e., QUB) es relativamente pequeña. Por ejemplo, cuando el caudal de información de señalización es de 2 bits (4 bits) por usuario, la tasa de transmisión suma alcanzable con señalización CL TD Modo 1 (Modo 2) se encuentra siempre dentro de los 0,2432 [bps/Hz] (0,6408 [bps/Hz]) de la cota superior que se obtiene con ACVQ, para todo el rango de valores de potencia de transmisión del sistema. En base a este comportamiento se puede concluir que, el empleo de esquemas DVQ sencillos (compatibles con los que se incorporan en la tecnología W-CDMA actual) permite garantizar una solución de compromiso aceptable entre complejidad de implementación y grado de desempeño a nivel de sistema.

Por último, se procede a analizar en forma cuantitativa cuál es la ganancia por SM que se consigue en un canal MU-MIMO con CSIT parcial, cuando se implementa un esquema DVQ sencillo para abastecer a la BS con la CDI que experimenta cada MS en recepción. Con este propósito, en la Fig. 4.4 se ilustra la tasa de transmisión suma alcanzable a nivel de sistema para ZFBF con SUS (i.e., ORR) y para TDMA con RR, cuando la CDI cuantizada en transmisión se reporta de acuerdo a los modos de señalización CL TD que incorpora la interfaz FDD de UTRA. Para comparar de forma ecuánime el desempeño de ambas estrategias de comunicación,

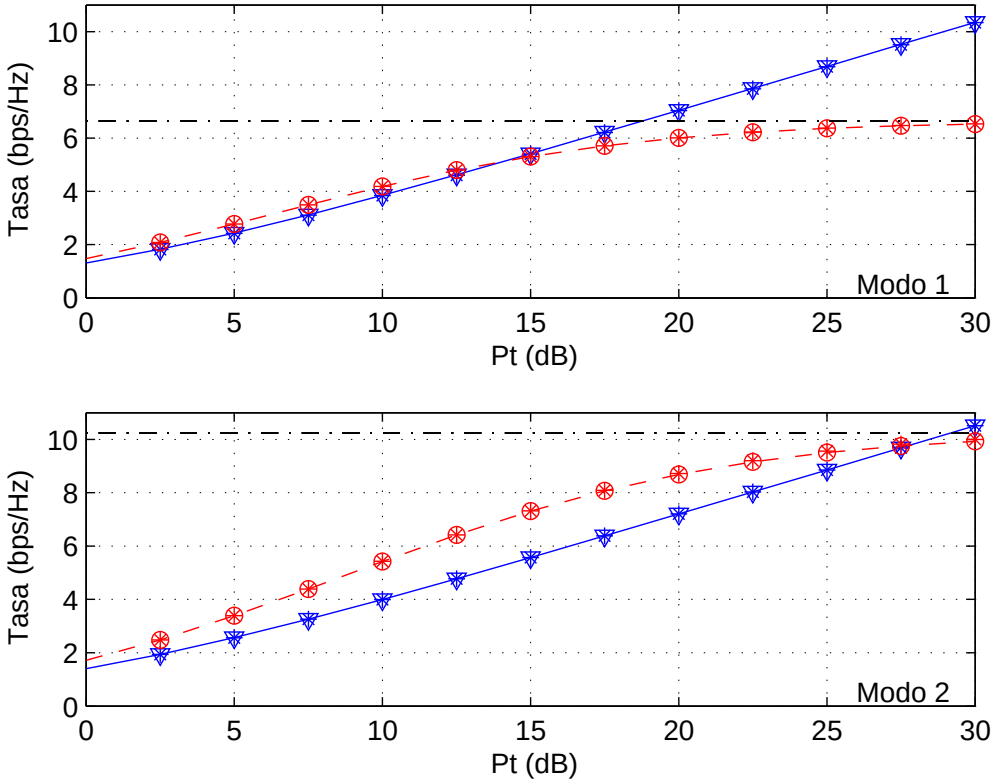

Figura 4.4: Tasa de datos alcanzable a nivel de sistema con señalización CL TD en función de la potencia de transmisión (i.e., P_t) cuando $M_t = 2$ y $N_{cd} = 2, 4$ [bits] (régimen de sistema alto, sin CQI). Las curvas continuas con triángulos (en azul) hacen referencia al esquema TDMA con RR. Las curvas discontinuas con círculos (en rojo) corresponden al esquema ZFBF con SUS (i.e., ORR), mientras que las líneas discontinuas-puntuadas (en negro) identifican el comportamiento asintótico en esta circunstancia, según (4.58). En todos los casos, los valores puntuales ('*') se obtuvieron por simulación numérica.

la potencia de transmisión total a nivel de sistema se mantiene constante tanto para ZFBF-SUS como para TDMA-RR. Las curvas discontinuas con círculos (en rojo) corresponden a la aproximación analítica (4.67), las cuales representan la tasa de transmisión suma alcanzable cuando se envía información en forma simultánea a un par de usuarios compatibles espacialmente en transmisión. Por otro lado, las curvas continuas con triángulos (en azul) muestran la tasa de transmisión alcanzable a nivel de sistema cuando se implementa un esquema TDMA con RR, donde el uso de la totalidad de los recursos comunes del canal se asigna a un único usuario por vez en forma secuencial. La tasa de transmisión alcanzable en este último caso viene dada por la fórmula (4.64), donde el valor específico que adopta la ganancia de SNR $\mathcal{G}_x$ depende del modo de señalización CL TD que se utilice (ver Cuadro 4.1). En esta figura se incluye también el comportamiento asintótico del esquema ZFBF con SUS para un régimen de alta potencia, el cual viene dado por las líneas discontinuas-punteadas (en negro), según la fórmula (4.58). En todos los casos, los valores puntuales ('*') se obtuvieron a partir de simulaciones numéricas,

como una forma de validar empíricamente los resultados analíticos que se derivaron durante el desarrollo de los contenidos del presente capítulo.

En base a los resultados que se presentan en la Fig. 4.4 se puede concluir que, la ganancia que el esquema ZFBF-SUS provee sobre el esquema TDMA-RR se original por la estrategia de SM que aplica el primero en transmisión. La tasa de transmisión alcanzable por ambos esquemas tiende a ser idéntica cuando la potencia de transmisión del sistema es baja. Sin embargo, el envío de información simultánea a un par de usuarios en presencia de señalización CL TD Modo 1 (Modo 2) permite obtener una ganancia de capacidad en el orden del 15 % (40 %), respecto a la estrategia que transmite a un único usuario por vez en forma secuencial. Es importante observar que esta ganancia de desempeño se consigue para regímenes de potencia de transmisión medios, sin que esto modifique el tiempo máximo sin servicio (i.e., $T_{\text{máx}}$) que experimenta un usuario final en esta circunstancia.

4.5. Comentarios de Cierre

En este capítulo de la Tesis se desarrolló la teoría necesaria para analizar la tasa de transmisión suma que se puede alcanzar en un BC con MIMO en presencia de múltiples usuarios (i.e., MU-MIMO) con CSIT parcial (i.e., CDI cuantizada pero sin CQI), cuando se aplica precodificación lineal en transmisión para posibilitar el envío de información a varios usuarios en forma simultánea (i.e., SDMA). Las múltiples direcciones espaciales que ofrece un canal de este tipo posibilita seleccionar un grupo de usuarios compatibles espacialmente en transmisión, a partir de la CDI cuantizada que reportan. En base a las restricciones prácticas que existen en los sistemas de comunicación contemporáneos, nos concentramos en caracterizar el comportamiento de un BC con MIMO donde la BS está equipada con un arreglo de antena de dos elementos en transmisión (i.e., $M_t = 2$), mientras que cada MS sólo puede contar con un único elemento de antena en recepción (i.e., $M_r = 1$). En esta circunstancia, la mejor alternativa posible para aprovechar la dimensión espacial de este escenario inalámbrico es identificar un par de usuarios semi-ortogonales en transmisión, para posteriormente habilitar el envío de información simultánea a ambos candidatos a partir de la utilización de un esquema de precodificación lineal que sea eficiente en términos de potencia.

El análisis que se presentó en este capítulo se concentró en caracterizar la tasa de transferencia de datos suma alcanzable a nivel de sistema cuando se utiliza ZFBF con SUS en transmisión, como una alternativa de precodificación lineal de baja complejidad para implementar una estrategia SDMA en un canal MU-MIMO con CSIT parcial. Con este propósito, se procedió a caracterizar primero el comportamiento estadístico de la potencia de señal deseada e interferencia mutua que percibe un usuario genérico en recepción, suponiendo que la precisión de

la información de canal que se reporta es compatible con los caudales de información de retroalimentación que se manejan en los sistemas de comunicación inalámbricos actuales (e.g., los mecanismos de señalización CL TD que incorpora la interfaz FDD de UTRA). El modelo estadístico propuesto para caracterizar este comportamiento se basa en ajustar la función de probabilidad de ambas señales a partir del empleo de distribuciones χ^2 con corrección de error de primer orden, donde los parámetros específicos del modelo se derivaron analíticamente a partir de los valores que adoptan los primeros dos momentos de las RVs bajo estudio. Es importante observar que estas últimas estadísticas se pueden obtener de forma sencilla, si se conoce la estructura de señalización de CDI que implementa el sistema MU-MIMO bajo estudio. Concretamente, se determinaron analíticamente los valores que adoptan los parámetros del modelo cuando se utilizan tres esquemas de señalización de CDI sencillos, a saber: RVQ (límite inferior de desempeño), ACVQ (límite superior de desempeño o QUB) y DVQ (e.g., modos de señalización CL TD de UTRA FDD).

Los resultados que se presentaron en este capítulo demuestran que, la brecha de desempeño que existe entre la tasa de transmisión alcanzable cuando se emplean los modos de señalización CL TD de la interfaz FDD de UTRA y el límite superior de comportamiento teórico (i.e., QUB) es relativamente pequeña. En base a este comportamiento se puede concluir que, el empleo de esquemas DVQ sencillos (compatibles con los que se incorporan en la tecnología W-CDMA) permite garantizar una solución de compromiso aceptable entre complejidad de implementación y grado de desempeño a nivel de sistema, particularmente cuando los caudales de información de señalización que se utilizan son comparables con los que se manejan en sistemas de comunicación inalámbricos contemporáneos. Además, se pudo observar que el envío de información simultánea a un par de usuarios convenientemente seleccionados en transmisión (utilizando un esquema ZFBF-SUS) permite obtener valores interesantes de ganancia de capacidad a nivel de sistema. Estos valores de ganancias se obtienen aun cuando el caudal de información de retroalimentación es relativamente bajo (e.g., CL TD Modo 1), y surgen al comparar la tasa de transmisión alcanzable con ZFBF-SUS respecto a la que se consigue cuando la BS asigna el uso de la totalidad de los recursos del sistema a un único usuario por vez en forma secuencial (aplicando un esquema TDMA-RR en transmisión).

La ganancia que el esquema ZFBF-SUS provee sobre el esquema TDMA-RR se original por la estrategia de SM que aplica el primero en transmisión. Si bien la tasa de transmisión alcanzable por ambos esquemas tiende a ser idéntica cuando la potencia de transmisión del sistema es baja, se pudo observar que el envío de información simultánea a un par de usuarios (convenientemente seleccionados) en presencia de señalización CL TD Modo 1 (Modo 2) permite obtener una ganancia de capacidad en el orden del 15 % (40 %), respecto la tasa de transmisión que se consigue cuando se transmite a un único usuario por vez en forma secuencial. Notar que esta ganancia de desempeño se consigue para regímenes de potencia de transmisión medios, sin

que esto modifique el tiempo máximo sin servicio (i.e., $T_{\text{máx}}$) que experimenta un usuario final en esta circunstancia. Es importante aclarar que el modelo teórico que se desarrolló en esta parte de la Tesis es genérico, posibilitando de este modo extender el análisis en forma directa a otros escenarios de trabajo que incorporen arreglos de antena con un mayor de número de elementos en ambos extremos del enlace de radio.

Apéndice 4.1: Aproximación Chi-Cuadrado con Corrección de Error

Sea $f(\gamma)$ la función de probabilidad de una RV arbitraria (positiva) que modela la energía de señal electromagnética recolectada en un medio inalámbrico multitrayecto real (i.e., todos los momentos de orden superior de la RV γ existen y son positivos). Cuando se aproxima el comportamiento estadístico de $f(\gamma)$ (con fórmula cerrada desconocida o difícil de tratar de forma analítica) con una distribución χ^2 escalada con r grados de libertad y media $\eta = \mathbb{E}\{\gamma\}$, se obtiene el siguiente error de aproximación:

$$\varepsilon(\gamma) = f(\gamma) - \frac{1}{\Gamma(\frac{r}{2})} \left(\frac{r}{2\eta}\right)^{\frac{r}{2}} \gamma^{\frac{r}{2}-1}\, e^{-\frac{r}{2\eta}\gamma} \qquad \gamma \geq 0. \tag{4.68}$$

La idea principal detrás de este enfoque analítico es expresar este error de aproximación en función de los momentos $\mathbb{E}\{\gamma^n\}$ y de los polinomios de Laguerre generalizados

$$L_k^{(\alpha)}(u) = \frac{u^{-\alpha}e^u}{k!}\frac{\partial^k}{\partial u^k}\left(e^{-u}u^{k+\alpha}\right) \tag{4.69}$$

$$= \sum_{l=0}^{k} \binom{k+\alpha}{k-l} \frac{(-u)^l}{l!}. \tag{4.70}$$

Un polinomio de Laguerre generalizado $L_k^{(\alpha)}(u)$ es ortogonal respecto a la función de ponderación $u^\alpha e^{-u}$ sobre la totalidad de la recta real; por consiguiente, se verifica que

$$\int_0^\infty u^\alpha\, e^{-u}\, L_k^{(\alpha)}(u)\, L_l^{(\alpha)}(u)\, du = \frac{(k+\alpha)!}{k!}\, \delta_{k\,l}, \tag{4.71}$$

donde $\delta_{k\,l}$ representa la función Kronecker delta. La propiedad de ortogonalidad que se estableció en la ecuación anterior equivale a decir que, cuando γ es una RV con distribución χ^2 escalada con r grados de libertad y media η, se verifica la siguiente relación:

$$\mathbb{E}\left\{L_k^{(\alpha)}(\beta\gamma)\, L_l^{(\alpha)}(\beta\gamma)\right\} = \begin{cases} \frac{(k+\alpha)!}{\alpha!\,k!} & k = l \\ 0 & k \neq l \end{cases}, \tag{4.72}$$

donde $\alpha = \frac{r}{2} - 1$ y $\beta = \frac{r}{2\eta}$. En base a este análisis, el error de aproximación en esta circunstancia se puede expresar como una serie numérica, i.e.,

$$\varepsilon\,(\gamma) = \frac{\beta}{\alpha!}\,(\beta\gamma)^\alpha\; e^{-\beta\,\gamma} \left[\sum_{k=2}^{+\infty} C_k^{(\alpha)}\, L_k^{(\alpha)}(\beta\gamma)\right] \qquad \gamma \geq 0. \tag{4.73}$$

La serie comienza con el índice $k = 2$ porque los momentos de $\varepsilon(\gamma)$ de orden no-superior a 1 son nulos[3]. En las siguientes subsecciones se mostrará cómo expresar los distintos coeficientes $C_k^{(\alpha)}$ en función de los momentos conocidos de la RV γ (i.e., los valores $\mathbb{E}\{\gamma^n\}$).

Apéndice 4.1.1: Corrección de Error Primer Orden Aproximación Exponencial

En esta parte nos concentramos en parametrizar la fórmula de distribución χ^2 con corrección de error de primer orden que se emplea para aproximar $f(\gamma)$ cuando la figura de desvanecimiento $\mathfrak{m}_\gamma \approx 1$. En esta circunstancia, la fórmula aproximada se obtiene reteniendo únicamente el primer término no-nulo de la ecuación (4.73), i.e.,

$$f(\gamma) \approx \frac{\beta}{\alpha!}\,(\beta\gamma)^\alpha\; e^{-\beta\,\gamma}\left[1 + C_2^{(\alpha)}\,L_2^{(\alpha)}(\beta\gamma)\right] \qquad \gamma \geq 0. \tag{4.74}$$

Como la distribución exponencial (i.e., la distribución χ^2 escalada con $r = 2$ grados de libertad) es el tipo de aproximación más apropiada en esta situación, se tiene que $\alpha = 0$ y $\beta = \frac{1}{\eta}$. De acuerdo a la definición de polinomio de Laguerre generalizado en (4.70), se tiene que

$$L_2^{(0)}(\beta\gamma) = \frac{1}{2}\left[(\beta\gamma)^2 - 4\,(\beta\gamma) + 2\right]. \tag{4.75}$$

Por lo tanto, sólo nos falta determinar el valor del coeficiente $C_2^{(0)}$ en esta circunstancia. Con este propósito, se comienza por plantear la siguiente integral definida:

$$\begin{aligned}\int_0^\infty L_2^{(0)}(\beta\gamma)\,\varepsilon(\gamma)d\gamma &= \int_0^\infty L_2^{(0)}(\beta\gamma)\,\beta e^{-\beta\gamma}\sum_{k=2}^{\infty}\left[C_k^{(0)}\,L_k^{(0)}(\beta\gamma)\right]d\gamma &(4.76)\\ &= C_2^{(0)}\int_0^\infty L_2^{(0)}(\beta\gamma)L_2^{(0)}(\beta\gamma)\,\beta e^{-\beta\gamma}d\gamma + \\ &\quad \sum_{k=3}^{\infty} C_k^{(0)}\int_0^\infty L_2^{(0)}(\beta\gamma)L_k^{(0)}(\beta\gamma)\,\beta e^{-\beta\gamma}d\gamma. &(4.77)\end{aligned}$$

La propiedad de ortogonalidad que se presentó en la fórmula (4.72) establece que el valor de la primera integral definida de la ecuación (4.77) es igual a 1, mientras que los valores que adoptan las integrales definidas dentro de la sumatoria de la misma ecuación son todos nulos. En base a estas consideraciones, se puede establecer que

$$\int_0^\infty L_2^{(0)}(\beta\gamma)\,\varepsilon(\gamma)\,d\gamma = C_2^{(0)}. \tag{4.78}$$

Siguiendo un análisis alternativo, procedemos a reemplazar el término $L_2^{(0)}(\beta\gamma)$ por la expresión (4.75), por lo que también se observa que:

$$\int_0^\infty L_2^{(0)}(\beta\gamma)\,\varepsilon(\gamma)\,d\gamma = \frac{1}{2}\int_0^\infty (\beta\gamma)^2\;\varepsilon(\gamma)\,d\gamma - 2\int_0^\infty (\beta\gamma)\;\varepsilon(\gamma)\,d\gamma + \int_0^\infty \varepsilon(\gamma)\,d\gamma. \tag{4.79}$$

[3]Notar que ambos términos de la ecuación (4.68) representan funciones de probabilidad con el mismo valor de media estadística.

Las dos últimas integrales definidas de la ecuación anterior se desvanecen porque los momentos de $\varepsilon(\gamma)$ de orden no-mayor a 1 son nulos. Por lo tanto, tenemos que

$$\int_0^\infty L_2^{(0)}(\beta\gamma)\,\varepsilon(\gamma)\,d\gamma = \frac{1}{2}\left[\int_0^\infty (\beta\gamma)^2\, f(\gamma)\,d\gamma - \int_0^\infty (\beta\gamma)^2\,\beta e^{-\beta\gamma}\,d\gamma\right] \tag{4.80}$$

$$= \frac{\beta^2}{2}\left[\mathbb{E}\left\{\gamma^2\right\} - \frac{2}{\beta^2}\right]. \tag{4.81}$$

Combinando los resultados de las ecuaciones (4.78) y (4.81), arribamos al valor final del coeficiente

$$C_2^{(0)} = \frac{1}{2}\,\beta^2\,\mathbb{E}\left\{\gamma^2\right\} - 1 \tag{4.82}$$

en esta circunstancia. Por último, reemplazando la expresión anterior en la ecuación (4.74) se arriba finalmente a la expresión cerrada deseada, la cual modela el comportamiento estadístico de $f(\gamma)$ cuando se la ajusta con una distribución de probabilidad exponencial con corrección de error de primer orden y parámetro $\beta^{-1} = \mathbb{E}\{\gamma\}$:

$$f(\gamma) \approx \beta e^{-\beta y}\left(a_2\gamma^2 + a_1\gamma + a_0\right) \qquad \gamma \geq 0, \tag{4.83}$$

donde los coeficientes de corrección vienen dados por las relaciones

$$a_2 = \frac{1}{4}\,\beta^4\,\mathbb{E}\left\{\gamma^2\right\} - \frac{1}{2}\,\beta^2, \qquad a_1 = -\beta^3\,\mathbb{E}\left\{\gamma^2\right\} + 2\,\beta, \qquad a_0 = \frac{1}{2}\,\beta^2\,\mathbb{E}\left\{\gamma^2\right\}. \tag{4.84}$$

Apéndice 4.1.2: Corrección de Error Primer Orden Aproximación Chi-Cuadrado con 4 Grados de Libertad

En esta parte del apéndice, nos enfocamos en establecer cuál es la fórmula de distribución χ^2 aproximada con corrección de error de primer orden de $f(\gamma)$ cuando la figura de desvanecimiento $\mathfrak{m}_\gamma \approx 2$. Una vez más, la fórmula aproximada se obtiene reteniendo solamente el primer término no-nulo de la ecuación (4.73), considerando que $\alpha = 1$ y $\beta = \frac{2}{\eta}$. Notar que en esta nueva situación, la distribución χ^2 escalada con $r = 4$ grados de libertad es la alternativa más apropiada para ajustar el comportamiento estadístico de $f(\gamma)$. Por consiguiente, se obtiene ahora la siguiente expresión aproximada:

$$f(\gamma) \approx \beta^2\,\gamma\,e^{-\beta\,\gamma}\left[1 + C_2^{(1)}\,L_2^{(1)}(\beta\gamma)\right] \qquad \gamma \geq 0. \tag{4.85}$$

Una vez más, de acuerdo a la definición de polinomio de Laguerre generalizado que se presenta en la ecuación (4.70), se tiene que

$$L_2^{(1)}(\beta\gamma) = \frac{1}{2}\left[(\beta\gamma)^2 - 6\,(\beta\gamma) + 6\right]. \tag{4.86}$$

Teniendo presente que nuestro objetivo es obtener una expresión para caracterizar el valor del coeficiente $C_2^{(1)}$ en la ecuación (4.85), se puede plantear la siguiente integral definida:

$$\begin{aligned}\int_0^\infty L_2^{(1)}(\beta\gamma)\,\varepsilon(\gamma)\,d\gamma &= \int_0^\infty L_2^{(1)}(\beta\gamma)\,\beta^2\gamma e^{-\beta\gamma}\sum_{k=2}^{\infty}\left[C_k^{(1)}\,L_k^{(1)}(\beta\gamma)\right]d\gamma \qquad (4.87)\\ &= C_2^{(1)}\int_0^\infty L_2^{(1)}(\beta\gamma)L_2^{(1)}(\beta\gamma)\beta^2\gamma e^{-\beta\gamma}d\gamma + \\ &\quad \sum_{k=3}^{\infty}C_k^{(1)}\int_0^\infty L_2^{(1)}(\beta\gamma)L_k^{(1)}(\beta\gamma)\beta^2\gamma e^{-\beta\gamma}d\gamma. \qquad (4.88)\end{aligned}$$

La propiedad de ortogonalidad que se presentó en la fórmula (4.72) establece que el valor de la primera integral definida de la ecuación (4.88) es igual a 3, mientras que los valores que adoptan el resto de las integrales definidas dentro de la sumatoria de la misma ecuación son todos nulos. En base a estas consideraciones, se puede establecer que

$$\int_0^\infty L_2^{(1)}(\beta\gamma)\,\varepsilon(\gamma)\,d\gamma = 3\,C_2^{(1)}. \qquad (4.89)$$

Siguiendo un análisis alternativo, procedemos a reemplazar el término $L_2^{(1)}(\beta\gamma)$ por la expresión (4.86). Por consiguiente, también se observa que:

$$\int_0^\infty L_2^{(1)}(\beta\gamma)\,\varepsilon(\gamma)\,d\gamma = \frac{1}{2}\int_0^\infty (\beta\gamma)^2\,\varepsilon(\gamma)\,d\gamma - 3\int_0^\infty (\beta\gamma)\,\varepsilon(\gamma)\,d\gamma + 3\int_0^\infty \varepsilon(\gamma)\,d\gamma. \qquad (4.90)$$

Los dos últimas integrales definidas de la ecuación anterior se desvanecen porque los momentos de $\varepsilon(\gamma)$ de orden no-mayor a 1 son nulos. En consecuencia, se tiene que

$$\begin{aligned}\int_0^\infty L_2^{(1)}(\beta\gamma)\,\varepsilon(\gamma)\,d\gamma &= \frac{1}{2}\left[\int_0^\infty (\beta\gamma)^2\,f(\gamma)\,d\gamma - \int_0^\infty (\beta\gamma)^2\,\beta^2\gamma e^{-\beta\gamma}\,d\gamma\right] \qquad (4.91)\\ &= \frac{\beta^2}{2}\left[\mathbb{E}\left\{\gamma^2\right\} - \frac{6}{\beta^2}\right]. \qquad (4.92)\end{aligned}$$

Combinando los resultados de las ecuaciones (4.89) y (4.92), arribamos a la expresión final que determina el valor del coeficiente

$$C_2^{(1)} = \frac{1}{6}\,\beta^2\,\mathbb{E}\left\{\gamma^2\right\} - 1 \qquad (4.93)$$

en esta circunstancia. Por último, reemplazando la expresión anterior en la ecuación (4.85) se arriba finalmente a la expresión cerrada deseada, la cual modela el comportamiento estadístico de $f(\gamma)$ cuando se la ajusta con una distribución de probabilidad χ^2 escalada con $r = 4$ grados de libertad y parámetro $\beta^{-1} = \frac{1}{2}\,\mathbb{E}\{\gamma\}$:

$$f(\gamma) \approx \beta^2\,\gamma\,e^{-\beta\gamma}\left(b_2\,\gamma^2 + b_1\,\gamma + b_0\right) \qquad \gamma \geq 0, \qquad (4.94)$$

donde los coeficientes de corrección vienen dados por las relaciones

$$b_2 = \frac{1}{12}\,\beta^4\,\mathbb{E}\left\{\gamma^2\right\} - \frac{1}{2}\,\beta^2, \qquad b_1 = -\frac{1}{2}\,\beta^3\,\mathbb{E}\left\{\gamma^2\right\} + 3\,\beta, \qquad b_0 = \frac{1}{2}\,\beta^2\,\mathbb{E}\left\{\gamma^2\right\} - 2. \qquad (4.95)$$

Apéndice 4.2: Ganancia de SNR y Figura de Desvanecimiento

En este apéndice nos encargamos de estudiar los valores de ganancia de SNR (i.e., $\mathcal{G}$) y figura de desvanecimiento (i.e., $\mathfrak{m}$) que caracterizan el comportamiento estadístico de la energía de señal deseada (i.e., X_k) e interferencia mutua (i.e., Y_k) que experimenta un usuario arbitrario k en recepción, cuando el BC con MIMO se encuentra equipado con dos elementos de antena en transmisión (i.e., $M_t = 2$). En esta circunstancia, supondremos que la BS aplica un esquema ZFBF con SUS para enviar información simultánea a un par de usuarios compatibles espacialmente en transmisión. Concretamente, nos enfocamos en determinar el valor de estos parámetros característicos cuando la CSIT parcial disponible en la BS es compatible con los modos de señalización CL TD que incorpora UTRA FDD.

Como punto de partida, comenzamos por trabajar con las expresiones que se presentan en las ecuaciones (4.33) y (4.34), con el propósito de obtener una fórmula cerrada que nos permita conocer el valor de la esperanza matemática de ambas RVs (i.e., X_k e Y_k) en esta circunstancia. Reemplazando los módulos de los pesos de conformación de haz en función del factor de amplitud propios de los modos de señalización CL TD, i.e.,

$$|w_{1,k}| = \sqrt{1-\widehat{\alpha}_k^2}, \qquad |w_{2,k}| = \widehat{\alpha}_k, \tag{4.96}$$

se tiene que

$$\mathbb{E}\{X_k\} = \big(1-\widehat{\alpha}_k^2\big)\,\mathbb{E}\Big\{|h_k|_{(2)}^2\Big\} + \widehat{\alpha}_k^2\,\mathbb{E}\Big\{|h_k|_{(1)}^2\Big\} + 2\sqrt{1-\widehat{\alpha}_k^2}\,\widehat{\alpha}_k\,\mathbb{E}\big\{|h_k|_{(1)}|h_k|_{(2)}\big\}\,\mathbb{E}\{\cos\varphi_k\}, \tag{4.97}$$

$$\mathbb{E}\{Y_k\} = \widehat{\alpha}_k^2\,\mathbb{E}\Big\{|h_k|_{(2)}^2\Big\} + (1-\widehat{\alpha}_k^2)\mathbb{E}\Big\{|h_k|_{(1)}^2\Big\} - 2\sqrt{1-\widehat{\alpha}_k^2}\,\widehat{\alpha}_k\,\mathbb{E}\big\{|h_k|_{(1)}|h_k|_{(2)}\big\}\,\mathbb{E}\{\cos\varphi_k\}, \tag{4.98}$$

donde $\big\{|h_k|_{(1)}\big\}$ y $\big\{|h_k|_{(2)}\big\}$ son, respectivamente, la primer y segunda estadística ordenada de un conjunto de dos RVs Rayleigh i.i.d. con media $\mathbb{E}\{|h_k|\} = \sqrt{\frac{\pi}{4}}$. Siguiendo un procedimiento similar para calcular el segundo momento de ambas RVs, se observa que

$$\begin{aligned}\mathbb{E}\left\{X_k^2\right\} = {} & (1-\widehat{\alpha}_k^2)^2\,\mathbb{E}\left\{|h_k|_{(2)}^4\right\} + \widehat{\alpha}_k^4\,\mathbb{E}\left\{|h_k|_{(1)}^4\right\} + \\ & 4\sqrt{1-\widehat{\alpha}_k^2}\,\widehat{\alpha}_k\,\mathbb{E}\{\cos\varphi_k\}\,\left[(1-\widehat{\alpha}_k^2)\,\mathbb{E}\left\{|h_k|_{(1)}|h_k|_{(2)}^3\right\} + \widehat{\alpha}_k^2\,\mathbb{E}\left\{|h_k|_{(1)}^3|h_k|_{(2)}\right\}\right] + \\ & 2\,(1-\widehat{\alpha}_k^2)\,\widehat{\alpha}_k^2\,\mathbb{E}\left\{|h_k|_{(1)}^2|h_k|_{(2)}^2\right\}\,\left[1+2\,\mathbb{E}\left\{\cos^2\varphi_k\right\}\right], \end{aligned} \tag{4.99}$$

$$\begin{aligned}\mathbb{E}\left\{Y_k^2\right\} = {} & \widehat{\alpha}_k^4\,\mathbb{E}\left\{|h_k|_{(2)}^4\right\} + (1-\widehat{\alpha}_k^2)^2\,\mathbb{E}\left\{|h_k|_{(1)}^4\right\} + \\ & 4\sqrt{1-\widehat{\alpha}_k^2}\,\widehat{\alpha}_k\,\mathbb{E}\{\cos\varphi_k\}\,\left[\widehat{\alpha}_k^2\,\mathbb{E}\left\{|h_k|_{(1)}|h_k|_{(2)}^3\right\} + (1-\widehat{\alpha}_k)^2\,\mathbb{E}\left\{|h_k|_{(1)}^3|h_k|_{(2)}\right\}\right] + \\ & 2\,(1-\widehat{\alpha}_k^2)\,\widehat{\alpha}_k^2\,\mathbb{E}\left\{|h_k|_{(1)}^2|h_k|_{(2)}^2\right\}\,\left[1+2\,\mathbb{E}\left\{\cos^2\varphi_k\right\}\right]. \end{aligned} \tag{4.100}$$

En esta situación, el ángulo de fase residual φ_k (post-conformación en transmisión) posee distribución uniforme en el intervalo $\left[-\frac{\pi}{2^{N_{cd}}}, \frac{\pi}{2^{N_{cd}}}\right)$, donde N_{cd} es el número de bits que utiliza el

modo de señalización CL TD para cuantificar la información de fase del peso de conformación de haz que se debe aplicar en la segunda antena. Por consiguiente,

$$\mathbb{E}\left\{\cos\varphi_k\right\} = \frac{4}{\pi}\sin\Big(\frac{\pi}{4}\Big), \qquad \mathbb{E}\left\{\cos^2\varphi_k\right\} = \frac{1}{2}+\frac{1}{\pi}, \tag{4.101}$$

en presencia de señalización CL TD Modo 1, mientras que

$$\mathbb{E}\left\{\cos\varphi_k\right\} = \frac{8}{\pi}\sin\Big(\frac{\pi}{8}\Big), \qquad \mathbb{E}\left\{\cos^2\varphi_k\right\} = \frac{1}{2}+\frac{\sqrt{2}}{\pi}, \tag{4.102}$$

para cuando se utiliza señalización CL TD Modo 2. De una forma similar, se puede observar que $\widehat{\alpha}_k = \sqrt{0{,}5}$ y $\widehat{\alpha}_k = \sqrt{0{,}2}$ para ambos modos de señalización CL TD Modo 1 y Modo 2, respectivamente. Los momentos marginales y los momentos conjuntos de las estadísticas ordenadas del conjunto de RVs $\left\{|h_l|\right\}$ (con : $l = 1, 2$) se obtienen empleando las relaciones recurrentes que se presentan en las fórmulas (13.4) y (13.7) de [96]. Reemplazando en forma conjunta todos estos resultados, se puede determinar que

$$\mathcal{G}_x = 1+\sqrt{\frac{1}{2}}, \qquad \mathcal{G}_y = 1-\sqrt{\frac{1}{2}}, \tag{4.103}$$

$$\mathbb{E}\left\{X_k^2\right\} = 2+\frac{1}{\pi}+3\sqrt{\frac{1}{2}}, \qquad \mathbb{E}\left\{Y_k^2\right\} = 2+\frac{1}{\pi}-3\sqrt{\frac{1}{2}}, \tag{4.104}$$

en presencia de señalización CL TD Modo 1, mientras que

$$\mathcal{G}_x = 1{,}3+1{,}6\sin\Big(\frac{\pi}{8}\Big), \qquad \mathcal{G}_y = 0{,}7-1{,}6\sin\Big(\frac{\pi}{8}\Big), \tag{4.105}$$

$$\mathbb{E}\left\{X_k^2\right\} = 2{,}9+\left(4{,}8+\frac{3{,}84}{\pi}\right)\sin\frac{\pi}{8}+\frac{1{,}28}{\pi}\sqrt{\frac{1}{2}}, \tag{4.106}$$

$$\mathbb{E}\left\{Y_k^2\right\} = 1{,}1-\left(4{,}8-\frac{3{,}84}{\pi}\right)\sin\frac{\pi}{8}+\frac{1{,}28}{\pi}\sqrt{\frac{1}{2}}, \tag{4.107}$$

para cuando se utiliza señalización CL TD Modo 2. Por último, combinando todos estos momentos en la fórmula (4.27), se obtienen las siguientes expresiones cerradas para la figura de desvanecimiento en ambas circunstancias:

$$\mathfrak{m}_x = \frac{\frac{3}{2}+2\sqrt{\frac{1}{2}}}{\frac{1}{2}+\frac{1}{\pi}+\sqrt{\frac{1}{2}}}, \qquad \mathfrak{m}_y = \frac{\frac{3}{2}-2\sqrt{\frac{1}{2}}}{\frac{1}{2}+\frac{1}{\pi}-\sqrt{\frac{1}{2}}}, \tag{4.108}$$

en presencia de señalización CL TD Modo 1, mientras que

$$\mathfrak{m}_x = \frac{2{,}97+4{,}16\sin\frac{\pi}{8}-1{,}28\sqrt{\frac{1}{2}}}{-0{,}07+3{,}84\left(\frac{1}{6}+\frac{1}{\pi}\right)\sin\frac{\pi}{8}+1{,}28\left(1+\frac{1}{\pi}\right)\sqrt{\frac{1}{2}}}, \tag{4.109}$$

$$\mathfrak{m}_y = \frac{1{,}77-2{,}24\sin\frac{\pi}{8}-1{,}28\sqrt{\frac{1}{2}}}{-0{,}67+3{,}84\left(-\frac{2}{3}+\frac{1}{\pi}\right)\sin\frac{\pi}{8}+1{,}28\left(1+\frac{1}{\pi}\right)\sqrt{\frac{1}{2}}}, \tag{4.110}$$

para cuando se utiliza señalización CL TD Modo 2.

Capítulo 5

Comunicación Oportunística en Canales MIMO con Múltiples Usuarios

Contenido

5.1. Esquemas para BC con ambos tipos de CSIT (CDI y CQI) 178

5.1.1. Esquemas SDMA Oportunísticos con CDI Completa 179

5.1.2. Esquemas SDMA Oportunísticos con CDI Parcial 180

5.2. Modelo de Sistema y Esquema de Transmisión Oportunístico 182

5.2.1. Modelo del Sistema de Comunicación 182

5.2.2. Esquema de Señalización para la CDI y CQI 185

5.2.3. Algoritmo de Diagramación Multiusuario 187

5.2.4. Esquema de Precodificación Lineal 189

5.3. Tasa de Transmisión Alcanzable por Haz (sin MUD) 190

5.3.1. Distribuciones de Probabilidad Señal Deseada e Interferencia Mutua 190

5.3.2. Distribución de Probabilidad Aproximada Esquema DVQ 192

5.3.3. Tasa de Transmisión Alcanzable con SDMA (sin CQI) 193

5.3.3.1. Régimen de Baja Potencia 194

5.3.3.2. Régimen de Alta Potencia 194

5.3.4. Tasa de Transmisión Alcanzable con TDMA (sin CQI) 195

5.3.4.1. Régimen de Baja Potencia 196

5.3.4.2. Régimen de Alta Potencia 196

5.4. Tasa de Transmisión Alcanzable por Haz (con MUD) 196

5.4.1. Variables Aleatorias Alternativas (con CQI) 197

5.4.2. Tasa de Transmisión Alcanzable con SDMA (con CQI-Norm) 197

5.4.2.1. Régimen de Baja Potencia 200

5.4.2.2. Régimen de Alta Potencia 201
5.4.3. Tasa de Transmisión Alcanzable con SDMA (con CQI-SIR) 201
5.4.3.1. Régimen de Baja Potencia 204
5.4.3.2. Régimen de Alta Potencia 204
5.5. Análisis de Equidad en el Corto Plazo 205
5.6. Análisis de Desempeño: Tasa de Transmisión versus Equidad 207
5.6.1. Capacidad Suma Canal MU-MIMO con CDI (sin CQI) 208
5.6.2. Capacidad Suma Canal MU-MIMO con CDI (con CQI) 210
5.6.3. Compromiso entre Tasa de Transmisión y Equidad 214
5.7. Comentarios de Cierre 221

EN este capítulo de la Tesis se extiende la teoría desarrollada en el capítulo anterior a un sistema MIMO con Múltiples Usuarios (MU-MIMO) que dispone de ambos tipos de Información de Estado del Canal en Transmisión (CSIT); i.e., cuando se considera que la Estación Base (BS) tiene conocimiento de la Información de Dirección del Canal (CDI) y la Información de Calidad del Canal (CQI) para llevar a cabo el procedimiento de selección de usuarios (diagramación), a los cuales se les enviará posteriormente información en forma simultánea aplicando precodificación lineal en el extremo transmisor (i.e., SDMA). De acuerdo con lo que se pudo observar en el capítulo anterior, cuando la cantidad de usuarios activos en el sistema es mayor al número de elementos que posee el arreglo de antenas de la BS, la transmisión simultánea a un conjunto de usuarios cuidadosamente seleccionados (en función de la CDI que reportan) permite obtener una tasa de datos superior a la que se consigue cuando se transmite a un único usuario por vez en forma secuencial. No obstante, esta mejora que se obtiene en la tasa de transmisión a nivel de sistema se encuentra acotada a medida que la cantidad de usuarios participantes crece, porque la BS no dispone de información de magnitud de canal (i.e., CQI) para explotar la ganancia por Diversidad Multiusuario (MUD) del medio inalámbrico en forma completa.

Incorporar en el transmisor un algoritmo de selección de usuarios que sólo se concentre en maximizar la ganancia por MUD del sistema no es una alternativa acertada para implementar en la práctica. En esta circunstancia, aquellos usuarios con condiciones más favorables (e.g., los que se ubican más próximos físicamente de la BS) terminarían monopolizando el uso de los recursos comunes del sistema, en detrimento de aquellos usuarios menos favorecidos por las condiciones de canal (e.g., los que se ubican cerca del borde del área de cobertura del sistema). Por esto, es deseable que todo algoritmo de diagramación que explote la información de magnitud de canal (i.e., CQI) de los usuarios durante el proceso de selección controle al mismo tiempo cómo se están distribuyendo los recursos comunes del sistema entre todos los usuarios participantes (procurando que dicho reparto sea lo más equitativo posible). Como ambos objetivos tienden a ser contrarios entre sí, determinar una solución de compromiso aceptable entre ambos parámetros

de desempeño es muy importante a la hora de diseñar esquemas de transmisión multiusuario que sean idóneos de implementar en sistemas MU-MIMO reales.

Concretamente, el estudio que se presenta en este capítulo de la Tesis se concentra en modelar el desempeño del esquema Conformación de Haz con Forzado de interferencia a Cero (ZFBF) cuando se lo combina con distintos tipos de mecanismos de diagramación oportunísticos en transmisión (i.e., algoritmos de selección que explotan la CQI que experimentan los usuarios en recepción). Recordar que el objetivo del proceso de diagramación de usuarios en un sistema MU-MIMO con ambos tipos de CSIT es identificar un subconjunto de usuarios compatibles espacialmente en transmisión, cuyos miembros posean valores elevados de magnitud de canal individual. La motivación principal en esta parte de la Tesis es modelar el desempeño de diferentes esquemas de transmisión oportunísticos, cuando se los utiliza en un escenario de trabajo factible de encontrar en un sistema de comunicación MU-MIMO real. Con este propósito, se analizará el comportamiento de estos mecanismos de transmisión cuando se los emplea en un Canal de Difusión (BC) equipado con dos elementos de antena en transmisión (i.e., $M_t = 2$) y un único elemento de antena en recepción en cada Estación Móvil (MS) (i.e., $M_r = 1$); además, se supondrá que la precisión de la CSIT disponible es consistente con los caudales de información de retroalimentación que se manejar en los sistemas inalámbricos actuales (e.g., los mecanismos de señalización CL TD que incorpora la interfaz FDD de UTRA). Como el modelo que se desarrolla en esta parte de la Tesis es genérico, los resultados se podrán extender de forma directa a otros escenarios de trabajo que incorporen arreglos de antenas con un mayor número de elementos en ambos extremos del enlace de radio, o bien mayores caudales de información de señalización (para conocer la CSIT con una mejor precisión).

Los resultados que se obtengan a partir del modelo teórico desarrollado en este capítulo posibilitarán caracterizar de forma cuantitativa cuál es la solución de compromiso entre tasa de transmisión alcanzable (a nivel de sistema) y grado de equidad (en la asignación de recursos comunes) que proveen cada uno de los esquemas de transmisión oportunísticos que se presentan. Con este propósito, se definen dos tipos de métricas de calidad de canal distintas para llevar a cabo el análisis, a saber: CQI Norma de Canal (CQI-Norm) y CQI Relación Señal-a-Interferencia (CQI-SIR). En este contexto, se observa que el empleo de CQI-Norm posee un desempeño superior en sistemas de comunicación multiusuario limitados por ruido (i.e., cuando la potencia de transmisión es baja), mientras que el uso de CQI-SIR funciona mejor cuando el sistema de comunicación multiusuario se encuentra limitado por interferencia (i.e., cuando la potencia de transmisión es alta). Por último, se propone utilizar el Índice de Equidad de Jain (JFI) como una métrica de ecuanimidad práctica, para caracterizar en forma cuantitativa cuán equitativo es el reparto de recursos que se consigue con los distintos esquemas de transmisión oportunísticos que se analizan. De acuerdo a los resultados que se derivan en este capítulo se puede concluir que, el empleo de mecanismos de diagramación sencillos permite aprovechar una buena parte

(i.e., en el orden del 80 %) de la tasa de transmisión suma disponible en el medio inalámbrico MU-MIMO, sin que esto afecte de forma considerable el grado de equidad en el corto plazo que un usuario final arbitrario experimenta en esta situación.

5.1. Esquemas para BC con ambos tipos de CSIT (CDI y CQI)

La estrategia de desplegar arreglos de antena con múltiples elementos en el extremo transmisor de un sistema de comunicación inalámbrico tuvo un gran auge en la última década, como una alternativa efectiva para incrementar la tasa de transmisión suma alcanzable a nivel de sistema. El origen de esta tendencia se debe a que el Enlace de Bajada (DL) de un sistema MU-MIMO ofrece al transmisor múltiples direcciones espaciales de canal, las cuales se pueden aprovechar para posibilitar el envío de corrientes de información independientes a varios usuarios activos en forma simultánea (utilizando un mismo bloque de recursos del canal). La mejora de desempeño que se consigue a partir de este fenómeno se la conoce con el nombre de ganancia por Multiplexación Espacial (SM) [76]. Sin embargo, es importante destacar que el diseño del algoritmo de asignación de recursos en un sistema MU-MIMO no es una tarea trivial; el subconjunto de usuarios a transmitir (en una instancia de tiempo determinada) se debe selecciona teniendo en cuenta no sólo la compatibilidad espacial de sus miembros (i.e., la CDI que reportan), sino también las magnitudes de canal individuales de los mismos (i.e., la CQI que experimentan) [30].

Para construir un bloque diagramador de usuarios que maximice la tasa de transmisión suma alcanzable a nivel de sistema, hace falta determinar primero cuál es el límite superior de capacidad que se puede alcanzar en un canal MU-MIMO de este tipo. Sin embargo, centrar la atención en diseñar un algoritmo de selección de usuarios que sólo busque maximizar la tasa de datos del sistema no es una opción válida en presencia servicios de datos móviles reales, si no se garantiza al mismo tiempo un reparto equitativo de los recursos comunes del sistema entre todos los usuarios participantes. En base a este problema, varios trabajos de investigación recientes hicieron hincapié en estudiar la interacción que existe entre estos dos objetivos de diseño contrapuestos, con el propósito de construir algoritmos de diagramación oportunísticos equitativos que se puedan implementar de forma efectiva en presencia de servicios de comunicaciones de datos con requerimientos de latencia estrictos. Por esto, durante el desarrollo del presente capítulo de la Tesis se provee un marco de trabajo analítico, el cual nos posibilitará caracterizar de forma cuantitativa cuál es la ganancia de capacidad que se consigue cuando se aplican distintas estrategias de transmisión multiusuario en un canal MU-MIMO con ambos tipos de CSIT (i.e., CDI y CQI). Además, se propone emplear al JFI como métrica de desempeño en términos de equidad [78], como una forma simple de identificar cuál es el grado de equidad en el corto plazo que resigna un algoritmo de diagramación oportunístico equitativo determinado,

a expensas de obtener una ganancia de desempeño adicional en términos de tasa de transmisión suma alcanzable a nivel de sistema.

5.1.1. Esquemas SDMA Oportunísticos con CDI Completa

Varios resultados teóricos recientes demuestran que el esquema de transmisión óptimo en un BC con Múltiples-Entradas Múltiples-Salidas (MIMO) es Dirty Paper Coding (DPC) [25]; sin embargo, DPC es una técnica de precodificación teórica muy difícil de poner en funcionamiento en un sistema real, en particular cuando el número de usuarios activos que participa de la comunicación es alto. Con la idea de lidiar con los problemas de complejidad propios de DPC, varios trabajos de investigación recientes centran su atención en el empleo de una estrategia de precodificación subóptima, conocida con el nombre de Conformación de Haz Lineal (LBF). En un esquema LBF, las corrientes de símbolos dirigidas a cada uno de los usuarios participantes de la comunicación (en una instancia de tiempo determinada) se ponderan de forma independiente por un vector de conformación de haz lineal en el extremo transmisor, posibilitando de este modo separar espacialmente cada uno de los flujos de información que poseen los diferentes destinatarios. A pesar de poseer una complejidad de implementación inferior a la que requiere un esquema DPC, el empleo de LBF permite cosechar una gran porción de la capacidad DPC del BC con MIMO, exhibiendo de este modo un excelente balance entre costo (i.e., complejidad de implementación) y beneficio (i.e., tasa de transmisión suma alcanzable) [27]. No obstante, determinar la solución LBF óptima en un BC con MIMO específico (i.e., vectores de conformación de haz y factores de potencia óptimos para cada usuario) involucra un problema de optimización muy difícil de tratar de forma analítica. En base a estas limitaciones, ha ganado gran popularidad en los últimos años una estrategia de precodificación lineal subóptima particular, conocida con el nombre de ZFBF.

La técnica ZFBF posee una serie de ventajas comparativas frente al esquema LBF general, hecho que la posiciona como una alternativa de precodificación lineal simple e interesante para implementar en un sistema de comunicación práctico. En ZFBF, los vectores de conformación de haz en transmisión se seleccionan con la premisa de anular la interferencia mutua que experimentan los usuarios móviles en recepción. Cuando el número de usuarios del sistema es superior al número de antenas en transmisión (i.e., cuando $K > M_t$), se debe recurrir al empleo de mecanismos de selección de usuarios (diagramación) en el extremo transmisor, para poder conseguir de este modo la cancelación total de la interferencia mutua en recepción. En esta circunstancia, el algoritmo de diagramación debe identificar un subconjunto de usuarios $\mathcal{S} \subseteq \{1, \ldots, K\}$ conveniente (con $|\mathcal{S}| \leq M_t$), con el propósito final de explotar la ganancia por MUD del medio inalámbrico (i.e., incrementar la tasa de transmisión suma alcanzable a nivel de sistema), sin descuidar los compromisos de Calidad de Servicio (QoS) que se deben garantizar para todos los

usuarios activos (i.e., controlar el grado de equidad en el reparto de los recursos comunes del sistema).

En resumen, el esquema ZFBF es una alternativa LBF subóptima simple de implementar en la práctica y fácil de analizar en términos teóricos. Además, el empleo de este esquema demuestra ser asintóticamente óptimo con el número de usuarios activos del sistema [28]; i.e., la tasa de transmisión suma que se consigue cuando se aplica ZFBF en un BC con MIMO permite alcanzar la capacidad suma del canal a medida que el número de usuarios activos del sistema aumenta en forma asintótica (i.e., cuando $K \gg M_t$). Es importante aclarar que todos los resultados de capacidad que se presentaron hasta aquí consideran que la BS dispone de CSIT perfecta. Lamentablemente, esta hipótesis de trabajo es muy difícil de satisfacer en un sistema de comunicación práctico, especialmente cuando la comunicación bidireccional se consigue a partir del uso de Dúplex por División en Frecuencia (FDD). Recordar que en un sistema FDD, las MSs deben reportar hacia la BS versiones cuantizadas de la Información de Estado del Canal en Recepción (CSIR) que estiman, haciendo uso de canales de señalización con ancho de banda limitado.

5.1.2. Esquemas SDMA Oportunísticos con CDI Parcial

Una alternativa simple para acotar el caudal de información de retroalimentación en un escenario de este tipo consiste en aplicar una estrategia de Cuantización Vectorial (VQ) en el extremo receptor, de forma tal que cada MS activa mapee (i.e., asocie) el vector de canal instantáneo que estima en recepción con el elemento más próximo de un *diccionario o conjunto de cuantización* (i.e., quantization codebook) común en ambos extremos del enlace de radio [64]. Una vez que se determina el vector de cuantización más apropiado según este criterio, el receptor sólo debe informar al transmisor el índice de la palabra código correspondiente, utilizando para tal propósito un campo de N_{cd} bits que se reserva (por cada usuario activo) al comienzo de cada trama de información que se transmite en el canal reverso. Esta estrategia de señalización permite capturar la CDI del usuario móvil en recepción (no su CQI), y fue utilizada en una primera instancia para estudiar la capacidad de un canal MIMO punto-a-punto con CSIT parcial (i.e., SU-MIMO) [68, 66]. No obstante, la tasa de transmisión suma que se puede alcanzar en un BC con MIMO cuando sólo se dispone de CDI en el extremo transmisor se encuentra acotada a medida que la cantidad de usuarios activos del sistema aumenta. Este comportamiento se origina porque en ausencia de CQI en el extremo transmisor, no se puede explotar la ganancia por MUD en forma completa, siendo imposible obtener en consecuencia una ganancia de capacidad que crezca en forma doble-logarítmica con la cantidad de usuarios activos [72]. En base a este comportamiento, se debe disponer de ambos tipos de CSIT (i.e., CDI cuantizada y CQI) para que el esquema de transmisión que aplica la BS pueda explotar, en forma simultánea, las dos clases de ganancia de capacidad que posee un canal MU-MIMO de este tipo (i.e., ganancia por

SM y ganancia por MUD). Como es de esperar, durante el transcurso del presente capítulo se demostrará que la CQI que reportan las MSs debe variar según el régimen de potencia con que trabaja el sistema MU-MIMO. Por ejemplo, la CQI debe ser proporcional a la magnitud de canal (i.e., la norma del vector de canal) que experimenta cada usuario individual en recepción cuando el régimen de potencia de transmisión es bajo, mientras que la CQI debe ser representativa de la Relación Señal-a-Interferencia (SIR) que percibe cada usuario activo en recepción (debido al uso de ZFBF con CDI cuantizada) cuando la potencia de transmisión es alta.

Tanto las tecnologías inalámbricas de Tercera Generación (3G) como sus evoluciones (i.e., 3.5G y 3.75G) incluyen dentro de sus estándares diferentes clases de mecanismos de señalización, para abastecer a la BS con CSIT parcial. No obstante, debido a las restricciones de implementación prácticas que existen en los sistemas reales, el mayor énfasis de estos diseños fue puesto en la construcción de mecanismos de señalización para incorporar en sistemas MU-MIMO equipados con un arreglo de antenas de dos elementos en la BS (i.e., $M_t = 2$) y un único elemento de antena en cada MS (i.e., $M_r = 1$). Un ejemplo representativo de esta tendencia se puede encontrar en la tecnología inalámbrica móvil de Acceso Múltiple por División en Códigos de Banda Ancha (W-CDMA), la cual incorpora en su especificación FDD dos modos de señalización en las técnicas de Diversidad en Transmisión a Lazo Cerrado (CL TD) [83]. Estos mecanismos de señalización se basan en dos modelos de Cuantización Vectorial Determinística (DVQ) específicos, a saber: información de fase cuantizada y cuantización de canal directa. El algoritmo de información de fase cuantizada (i.e., CL TD Modo 1) emplea un número fijo de bits para discretizar solamente el desfasaje relativo que existe entre las señales que se reciben desde los distintos elementos del arreglo de antenas en transmisión; la idea final en esta situación es aplicar Transmisión con Igual Ganancia (EGT) como esquema de conformación de haz en el extremo transmisor. Como contraparte, la estrategia de cuantización de canal directa (i.e., CL TD Modo 2) asigna un número fijo de bits de la palabra de señalización para cuantizar, por separado, las porciones de magnitud y fase de cada una de las ganancias de canal individuales que experimenta un usuario en recepción; en esta circunstancia, la idea es aplicar Transmisión con Relación Máxima (MRT) como esquema de conformación de haz en el extremo transmisor.

La motivación principal detrás del estudio que se presenta en este capítulo es identificar la tasa de transmisión suma que se puede conseguir cuando se implementa un esquema ZFBF con distintos algoritmos de diagramación oportunísticos, considerando que la BS sólo dispone de CSIT parcial compatible con los caudales de información de señalización que manejan los sistemas de comunicación inalámbricos contemporáneos (e.g., los mecanismos de señalización CL TD de la interfaz UTRA FDD). La herramienta analítica que se desarrolla en este capítulo nos revela que, la ganancia por MUD adicional que se consigue cuando se dejan de lado todas las consideraciones de equidad en el corto plazo es bastante grande. En este contexto, se puede observar también que el empleo de procedimientos de diagramación multiusuario sencillos (e.g.,

los mecanismos de selección de usuarios que se presentaron en [4]) ofrece una excelente solución de compromiso entre costo y beneficio, balanceando en forma armoniosa los requerimientos de complejidad de implementación, grado de equidad en el corto plazo y tasa de transmisión suma alcanzable a nivel de sistema. A pesar de que nuestro estudio se enfoca en modelar el comportamiento del canal MU-MIMO cuando la CSIT parcial (i.e., CDI cuantizada y CQI) es compatible con la información de señalización que incorporan los modos CL TD de UTRA FDD, es importante aclarar que este estudio se puede extender sin mayores problemas a otros sistemas MU-MIMO con FDD (cuando el canal de señalización posee un ancho de banda limitado).

5.2. Modelo de Sistema y Esquema de Transmisión Oportunístico

En esta sección se presenta primero el modelo de sistema que se utilizará a lo largo del presente capítulo para analizar el comportamiento del DL de un sistema MU-MIMO que dispone de ambos tipos de CSIT parcial (i.e., CDI cuantizada y CQI), suponiendo que los caudales de información de señalización que se manejan son compatibles con los que incorpora la interfaz FDD de la tecnología Acceso de Radio Terrestre de UMTS (UTRA). Posteriormente, se introduce el modelo de señalización que se empleará para abastecer a la BS con CSIT parcial en esta circunstancia. Por un lado, se considera que la CDI se reporta utilizando dos modelos DVQ específicos, a saber: información de fase cuantizada (i.e., CL TD Modo 1) y cuantización de canal directa (i.e., CL TD Modo 2). Por otro lado, se definen dos métricas escalares de CQI que se retroalimentan a la BS sin cuantización: CQI-Norm y CQI-SIR. Por último, se presenta la estrategia de selección de usuarios oportunística y el esquema de precodificación lineal que se emplearán para caracterizar el desempeño del canal MU-MIMO bajo estudio, con la idea de evaluar en forma efectiva cuál es el impacto que tiene el empleo de diferentes configuraciones de CSIT parcial (en el escenario inalámbrico que es tema de estudio en el presente capítulo).

5.2.1. Modelo del Sistema de Comunicación

El sistema de comunicación inalámbrico que se analiza en el presente capítulo de la Tesis se puede apreciar en la Fig. 5.1. De acuerdo con este modelo, la BS está equipada con un arreglo de antena de dos elementos en transmisión (i.e., $M_t = 2$), mientras que cada uno de los K usuarios activos dispone de un único elemento de antena en recepción (i.e., $M_r = 1$). Cuando el sistema de comunicación trabaja en un entorno inalámbrico altamente dispersivo con desvanecimiento plano (ver Sección 2.1.5), la ganancia de canal que experimenta el k-ésimo usuario desde la m-ésima antena transmisora se puede describir a partir de una Variable Aleatoria (RV) con distribución Gaussiana compleja estándar; i.e., $h_{k,m} \sim \mathcal{CN}(0,1)$ para todo $k = 1, \ldots, K$ y

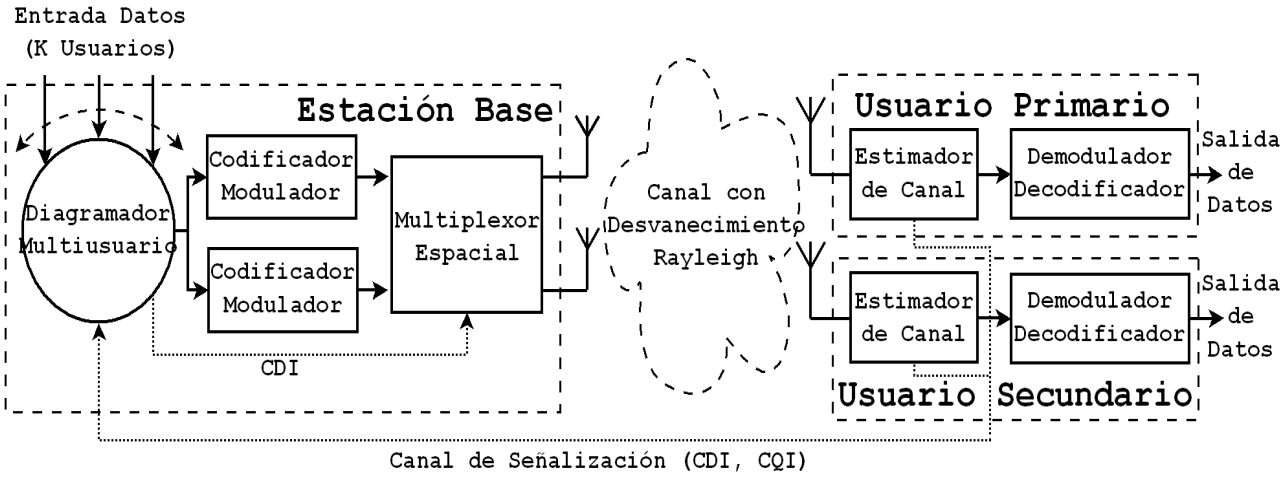

Figura 5.1: Estructura general sistema de comunicación oportunístico con SDMA en DL.

$m = 1, \ldots, M_t$. De acuerdo con este modelo, cada MS codifica la CSIR que estima en un mensaje de retroalimentación, el cual se transporta hacia la BS a través de un canal reverso ideal con ancho de banda restringido (i.e., no se introducen errores ni retardo en dicho proceso).

En nuestro modelo de sistema se emplea un modelo de desvanecimiento por bloques; i.e., las ganancias de canal individuales permanecen constantes durante la duración de una trama completa de símbolos transmitidos, mientras que los valores que adoptan las ganancias de canal (de un mismo usuario) en bloques contiguos de transmisión varían en forma independiente. En este modelo de sistema se considera que la BS aplica un esquema de codificación (para el control de errores) de tasa fija, donde cada una de las palabras código que se generan abarcan varios estados de desvanecimiento del canal (independientes entre sí). En esta circunstancia, cuando el número de bloques de información bajo análisis es grande, se puede garantizar que el sistema alcanzará una capacidad ergódica no-nula. No obstante, es importante observar que la tecnología de Acceso por Paquetes en Enlace de Bajada de Alta Velocidad (HSDPA) [92] (i.e., la evolución 3.5G de la tecnología W-CDMA) no utiliza esquemas de codificación de tasa fija, sino más bien emplea esquemas de Codificación y Modulación Adaptiva (AMC) (combinados con mecanismos de ARQ híbridos con rápida respuesta). En un esquema AMC, la BS establece cuál es el esquema de codificación y modulación más conveniente en función de la calidad de canal instantánea que experimenta el usuario móvil en recepción. Es importante destacar que de acuerdo a los resultados presentados por McEliece *et al.* en [93], ambas estrategias de codificación (i.e., tasa fija y tasa variable) permiten alcanzar la misma capacidad de canal, siempre y cuando el proceso de desvanecimiento satisfaga una condición de compatibilidad en el comportamiento estadístico de la señal de entrada. Vale la pena observar que un canal inalámbrico con desvanecimiento por bloques y potencia de transmisión constante satisface esta condición de compatibilidad.

En un sistema MU-MIMO que aplica Acceso Múltiple por División en Espacio (SDMA) en

transmisión, la señal que recibe el k-ésimo usuario viene dada por la relación

$$r_k = \mathbf{h}_k \cdot \mathbf{x} + n_k \qquad k = 1, \ldots, K, \tag{5.1}$$

donde $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{M_t \times 1}$ corresponde al vector de señal (con la información de los usuarios seleccionados) que se transmite desde los elementos del arreglo de antenas de la BS, $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{1 \times M_t}$ es el vector de estado de canal del k-ésimo usuario en recepción, mientras que n_k representa la componente compleja de Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (AWGN) con media nula y variancia N_0 (potencia de ruido). Para simplificar el análisis, tanto las ganancias de canal individuales como las muestras de ruido de canal se normalizan para que posean variancia unitaria. La restricción de potencia en la señal de entrada implica que se debe verificar la relación $\mathbb{E}\left\{\mathbf{x}^H \cdot \mathbf{x}\right\} \leq P_t$, donde P_t representa la energía total que el sistema asigna por cada intervalo de transmisión, mientras que $\mathbf{x}^H$ representa el Hermitiano del vector $\mathbf{x}$ (i.e., el transpuesto conjugado). Al igual que en la tecnología HSDPA, en este capítulo se considera que no es posible aplicar mecanismos de control de potencia de rápida respuesta en transmisión; por esto, se supone que el valor de P_t permanece invariante a lo largo del tiempo. Como el ruido posee variancia unitaria, el parámetro P_t se puede interpretar directamente como el valor de Relación Señal-a-Ruido (SNR) total del sistema en transmisión.

A medida que el número de usuarios crece, el empleo de mecanismos de diagramación en transmisión permite que la BS pueda seleccionar un subconjunto $\mathcal{S} \subseteq \{1, \ldots, K\}$ de hasta M_t usuarios (i.e., $|\mathcal{S}| \leq M_t$), con el propósito de enviar información simultánea a todos ellos utilizando precodificación lineal ZFBF en el extremo transmisor (ver Sección 2.3.2.3). El vector de señal transmitida en esta circunstancia se encuentra relacionado con los símbolos de información de los usuarios seleccionados a través de un esquema de precodificación lineal; i.e.

$$\mathbf{x} = \sum_{l \in \mathcal{S}} \sqrt{p_l}\, \mathbf{w}_l\, s_l, \tag{5.2}$$

donde s_l y p_l representan, respectivamente, el símbolo de datos y el factor de potencia en transmisión correspondiente al l-ésimo usuario dentro del subconjunto $\mathcal{S}$. En la ecuación (5.2), los vectores de conformación de haz en transmisión $\{\mathbf{w}_l\}$ (con $l \in \mathcal{S}$) se determinan en forma apropiada según el esquema de precodificación lineal que aplica la BS, utilizando para tal propósito las versiones parciales (i.e., cuantizadas) de los vector de estado de canal $\{\widehat{\mathbf{h}}_l\}$ (con $l \in \mathcal{S}$) disponibles en transmisión. Reescribiendo la ecuación (5.1) de una forma más conveniente, se puede observar que la señal recibida está compuesta por tres aportes diferentes de señal, i.e.,

$$r_k = \underbrace{\sqrt{p_k}\ (\mathbf{h}_k \cdot \mathbf{w}_k)\ s_k}_{d_k\text{: Señal Deseada}} + \underbrace{\sum_{l \neq k} \sqrt{p_l}\ (\mathbf{h}_k \cdot \mathbf{w}_l)\ s_l}_{q_k\text{: Interferencia Mutua}} + \underbrace{n_k}_{\text{Ruido}} \qquad k \in \mathcal{S}. \tag{5.3}$$

Por último, es importante destacar que en una implementación práctica, el subconjunto de usuarios seleccionados en cada intervalo de transmisión se determina en base a la política de diagramación específica que implementa el sistema. Idealmente, el esquema de selección de usuarios

en transmisión deberá proveer una solución de compromiso razonable entre la tasa de transmisión suma (alcanzable a nivel de sistema) y el grado de equidad en la asignación de recursos comunes (entre todos los usuarios participantes), para que su implementación en un sistema de comunicación práctico sea atractiva (ver Sección 2.5.2).

5.2.2. Esquema de Señalización para la CDI y CQI

El esquema de señalización que se utiliza en el presente capítulo considera que cada MS tiene la habilidad de estimar la CSIR de forma ideal, para posteriormente mapear (i.e., relacionar) el vector de dirección de canal normalizado del k-ésimo usuario, i.e.,

$$\widetilde{\mathbf{h}}_k = \frac{\mathbf{h}_k}{\|\mathbf{h}_k\|} \qquad k = 1, \ldots, K, \tag{5.4}$$

con un vector de canal discretizado $\widehat{\mathbf{h}}_k$ de dimensión M_t y norma unitaria. En un esquema de cuantización de este tipo, cada MS k comparte con la BS un diccionario de cuantización común compuesto por N_D elementos, i.e.,

$$\mathcal{C}_k = \{\mathbf{c}_{k,1}, \ldots, \mathbf{c}_{k,N_D}\} \qquad k = 1, \ldots, K, \tag{5.5}$$

con $\mathbf{c}_{k,l} \in \mathbb{C}^{1\times M_t}$ para todo $k = 1, \ldots, K$ y $l = 1, \ldots, N_D$. En una situación práctica, es conveniente que el número de palabras código del esquema de cuantización verifique la relación $N_D = 2^{N_{cd}}$, donde N_{cd} representa el número de bits que se utiliza para cuantizar el estado instantáneo de canal que experimenta cada MS en recepción. Durante el proceso de cuantización, el receptor procede a seleccionar la palabra código del diccionario que minimiza el ángulo mutuo entre vectores (o equivalentemente, maximiza el producto interno entre vectores), i.e.,

$$\widehat{\mathbf{h}}_k = \mathbf{c}_{k,n} = \arg \max_{\mathbf{c}_{k,l}\in\mathcal{C}_k} \cos^2 \left\{ \angle\big(\widetilde{\mathbf{h}}_k, \mathbf{c}_{k,l}\big) \right\} \tag{5.6}$$

$$= \arg \max_{\mathbf{c}_{k,l}\in\mathcal{C}_k} \left| \widetilde{\mathbf{h}}_k \cdot {\mathbf{c}_{k,l}}^H \right|^2. \tag{5.7}$$

Como el diccionario de cuantización $\mathcal{C}_k$ se conoce *a priori* en ambos extremos del enlace de comunicación, cada MS sólo debe informar a la BS cuál es el índice n que identifica a la palabra código seleccionada.

Narula *et al.* demostraron en [64] que la CDI que transporta un algoritmo de señalización CL TD no se ve afectada si se multiplica al vector de estado de canal por un factor exponencial complejo $e^{j\vartheta}$, donde ϑ representa un ángulo de desfasaje arbitrario en el intervalo $[-\pi, \pi)$. En consecuencia, se puede considerar que el primer coeficiente del vector de canal cuantizado correspondiente al k-ésimo usuario (i.e., $\widehat{\mathbf{h}}_k$) es una escalar real (i.e., $\widehat{h}_{k,1} \in \mathbb{R}$). Por esto, se puede concluir (sin perder generalidad) que la solución de señalización de CDI se caracteriza unívocamente reportando sólo $(M_t - 1)$ coeficientes escalares complejos. De una forma más específica,

cuando el escenario de trabajo que empleamos dispone de un arreglo de antenas con sólo dos elementos en transmisión (i.e., $M_t = 2$), el esquema de señalización de CDI deberá reportar en esta circunstancia un único coeficiente complejo escalar, i.e.,

$$\widehat{h}_{k,2} = \widehat{\alpha}_k \, e^{-j\widehat{\phi}_k} \qquad M_t = 2, \tag{5.8}$$

donde $\widehat{\alpha}_k$ y $\widehat{\phi}_k$ representan, respectivamente, la magnitud y la fase discreta del peso de conformación de haz óptimo que se debe aplicar en la segunda antena de la BS.

Analizando los modos de señalización CL TD que incorpora la interfaz FDD de UTRA original se observa claramente que, el Modo 1 de señalización sólo reporta información de fase cuantizada con dos bits de resolución (i.e., $N_{cd} = 2$), mientras que el Modo 2 de señalización reporta tanto información de magnitud como de fase, las cuales se discretizan independientemente con uno y tres bits de resolución, respectivamente (i.e., $N_{cd} = 4$) [83]. En ambos casos, la información de fase del canal se discretiza empleando un esquema de cuantización uniforme. En el Modo 1 de señalización no hay información de magnitud de canal; por consiguiente, la BS distribuye (en todo momento) la potencia de transmisión en partes iguales entre ambos elementos del arreglo de antenas. Como contraparte, el Modo 2 de señalización asigna (en cada instancia de transmisión) 6 dB más de potencia a la antena del canal con mayor magnitud relativa en recepción. Aunque el Modo 2 de señalización se eliminó posteriormente de la especificación FDD de UTRA original (junto con otras características de las primeras versiones del estándar), el análisis teórico correspondiente a este modo de señalización se incluye en el presente capítulo a modo ilustrativo, con el propósito de identificar cuál es el nivel de desempeño que se puede alcanzar cuando se ajustan simultáneamente la amplitud y la fase de los pesos de conformación de haz en transmisión.

En conjunto con la CDI cuantizada, cada MS informa a la BS cuál es el valor de CQI que percibe en recepción, para que el algoritmo de diagramación oportunístico que se aplique en transmisión pueda sacarle máximo provecho a la ganancia por MUD disponible en el canal MU-MIMO bajo estudio. En este capítulo se utilizan dos tipos de definiciones de CQI, a saber: CQI-Norm y CQI-SIR. La CQI-Norm es proporcional a la norma del canal del usuario seleccionado, i.e.,

$$Q(\mathbf{h}_k) = \|\mathbf{h}_k\|^2 \qquad k \in \mathcal{S}, \tag{5.9}$$

mientras que la CQI-SIR es proporcional a la relación entre la energía de la señal deseada en recepción (i.e., d_k) y la energía de la interferencia mutua en recepción (i.e., q_k) (originada por la presencia de CDI cuantizada en el extremo transmisor), i.e.,

$$\breve{Q}(\mathbf{h}_k) = \frac{\mathbb{E}\left\{|d_k|^2\right\}}{\mathbb{E}\left\{|q_k|^2\right\}} = \frac{|\mathbf{h}_k \cdot \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{l \in \mathcal{S},\, l \neq k} |\mathbf{h}_k \cdot \mathbf{w}_l|^2} \qquad k \in \mathcal{S}. \tag{5.10}$$

En la ecuación anterior, $\mathcal{S}$ representa el subconjunto de usuarios seleccionados en la BS (con $|\mathcal{S}| \leq M_t$), a los cuales se les aplica ZFBF como mecanismo de SDMA en transmisión. Es

importante aclarar que ambas definiciones de CQI no son intercambiables entre sí, ya que cada una de ellas es representativa de un escenario de trabajo distinto. Por un lado, la métrica de calidad CQI-Norm es idónea para aplicar en un sistema de comunicación limitado por ruido (un ejemplo típico de este escenario de trabajo es un sistema MU-MIMO con CSIT parcial que aplica TDMA en transmisión, o bien, que aplica una estrategia SDMA cuando el régimen de potencia de transmisión del sistema es bajo). Notar que éste es el tipo de definición de CQI que incorpora la tecnología W-CDMA en su especificación. Por otro lado, la métrica de calidad CQI-SIR posee un mejor desempeño cuando el sistema de comunicación se encuentra limitado por interferencia (un ejemplo típico de este escenario es un sistema MU-MIMO con CSIT parcial que aplica una estrategia SDMA cuando el régimen de potencia de transmisión del sistema es alto). Por último, es importante aclarar que en este capítulo se considera que las MSs reportan la CQI que experimentan en recepción en forma ideal (i.e., sin cuantización). Se hace notar que el empleo de este modelo de señalización se encuentra justificado en trabajos de investigación previos, donde se destaca que el caudal de señalización de CQI se puede mantener acotado de forma efectiva si los mecanismo de retroalimentación de información del sistema se diseñan de manera apropiada (e.g., implementando un esquema de cuantización de CQI que varíe según el número de usuarios activos dentro del sistema) [74, 75].

5.2.3. Algoritmo de Diagramación Multiusuario

El empleo de Diagramación Equitativa Proporcional (PFS) fue propuesto por primera vez en [35], como una forma efectiva de aprovechar la ganancia por MUD existente en un medio inalámbrico sin afectar de forma significativa el grado de equidad en el reparto de los recursos comunes del sistema (i.e., evitando que los usuarios con condiciones más favorables terminen monopolizando el uso de los recursos comunes del sistema). Cuando un sistema con Acceso Múltiple por División en Tiempo (TDMA) emplea PFS, la BS selecciona en cada momento al usuario que experimenta la mayor relación entre la tasa de transmisión instantánea y la tasa de transmisión media. En la versión clásica de este algoritmo, la tasa de transmisión media se estima ponderando exponencialmente la tasa de transmisión instantánea que experimentó dicho usuario en una ventana de tiempo (deslizante) de longitud t_c [ranuras]. Vale la pena destacar que la selección apropiada del parámetro t_c permite controlar de forma indirecta el tiempo máximo sin servicio (i.e., $T_{\text{máx}}$) para todas las conexiones de datos activas del sistema.

El empleo de PFS en conjunto con precodificación ZFBF fue propuesto por Yoo *et al.* en [28], como una alternativa natural para alcanzar un reparto equitativo de los recursos comunes en un sistema MU-MIMO que implementa una estrategia SDMA oportunística en transmisión. A pesar de que en [28] se reportaron varios resultados importantes relacionadas con diferentes soluciones de compromiso entre tasa de transmisión suma y equidad en el reparto de recursos comunes del sistema, todos estas observaciones se basaron meramente en simulaciones numéricas a nivel de

sistema. Esto se debe a que el algoritmo PFS es muy difícil de analizar de forma analítica, hecho que imposibilita determinar fórmulas cerradas que permitan caracterizar en forma efectiva cuál es la tasa de transmisión suma que se puede conseguir en esta circunstancia. Teniendo presente esta limitación, en el presente capítulo de la Tesis nos concentramos en estudiar el comportamiento de diferentes esquemas SDMA oportunísticos más simples. El objetivo de este análisis es proveer expresiones cerradas accesibles que permitan identificar cuál es el desempeño de un sistema que combina ZFBF con PFS cuando el parámetro t_c se ajusta para:

1. Maximizar la tasa de transmisión suma alcanzable a nivel de sistema (i.e., $t_c \to 0$), o
2. Optimizar la ecuanimidad en la asignación de los recursos comunes (i.e., $t_c \to \infty$).

De una forma conceptual, el subconjunto de usuarios óptimo que maximiza la tasa de transmisión suma alcanzable a nivel de sistema (en una determinada instancia de transmisión) se puede obtener ejecutando una búsqueda exhaustiva. Esta búsqueda exhaustiva se debe ejecutar a lo largo de todos los subconjuntos de usuarios posibles (compuestos por hasta M_t miembros de un total de K candidatos), utilizando para tal propósito la CDI cuantizada y la CQI que reporta cada uno de los usuarios activos de forma individual. Notar que el costo computacional de ejecutar este procedimiento en forma exhaustiva crece significativamente a medida que aumenta la cantidad de usuarios activos dentro del sistema. Por esto, en el presente capítulo se propone emplear con este propósito un algoritmo de diagramación subóptimo más sencillo, conocido con el nombre de Selección de Usuarios Semi-Ortogonales (SUS) [28, 72]. Es importante observar que de acuerdo con lo que se pudo apreciar en la Sección 2.5.2.2, la tasa de transmisión suma que se consigue cuando se aplica ZFBF con SUS en transmisión es una aproximación bastante precisa del límite superior de desempeño que se puede alcanzar con un esquema ZFBF con PFS (cuando el parámetro t_c se ajusta de maneara apropiada).

Por otro lado, para determinar el límite inferior de desempeño de ZFBF con PFS se procede utilizar otro esquema de diagramación sencillo, conocido con el nombre de Round-Robin Ortogonal (ORR) puro. El esquema ZFBF con ORR puro fue presentado originalmente por Dowhuszko *et al.* en [4], como una alternativa sencilla para implementar una estrategia SDMA en un sistema MU-MIMO que sólo tiene en cuenta la compatibilidad espacial entre usuarios (i.e., la CDI parcial que reportan) para ejecutar el proceso de diagramación en transmisión. La idea básica detrás del esquema ORR puro es bastante simple: elegir secuencialmente cada uno de los miembros del subconjunto de usuarios a transmitir en modalidad Round-Robin (RR) (i.e., en función del tiempo de espera en transmisión), determinando el subconjunto de usuarios elegibles en cada instancia de acuerdo a la compatibilidad espacial que presentan los posibles candidatos (respecto a los usuarios seleccionados en las iteraciones anteriores del algoritmo). Como la selección del usuario primario en este algoritmo tiene en cuenta el retardo en cola de espera que experimentan todos los usuarios en la BS, se puede asegurar que el esquema ZFBF

con ORR puro provee garantías explícitas de QoS para todas las conexiones activas. De este modo, se puede establecer con certeza que todos los usuarios participantes recibirán al menos una asignación de servicio en todas las rondas de K intervalos de transmisión consecutivos (i.e., $T_{\text{máx}} = K$ [ranuras]). Por esto, el esquema ZFBF con ORR puro constituye la estrategia SDMA oportunística más equitativo en términos de reparto de los recursos comunes del sistema entre todos los usuarios activos.

5.2.4. Esquema de Precodificación Lineal

El estudio que se presenta en este capítulo supone que la BS utiliza ZFBF en transmisión, por representar una alternativa de precodificación lineal con baja complejidad y buen desempeño (cuando la cantidad de usuarios activos en el sistema es apropiada). Sea $\widehat{\mathbf{H}}(\mathcal{S}) = \left[\widehat{\mathbf{h}}_{\pi(1)}^T, \ldots, \widehat{\mathbf{h}}_{\pi(|S|)}^T\right]^T$ la submatriz de estado de canal cuantizada, correspondiente al subconjunto de usuarios seleccionados $\mathcal{S} = \left\{\pi_{(1)}, \ldots, \pi_{(|\mathcal{S}|)}\right\}$ en una instancia de tiempo determinada. En presencia de ZFBF, la matriz de precodificación lineal en transmisión viene dada por la operación pseudo-inversa de Moore-Penrose, i.e.,

$$\mathbf{W}(\mathcal{S}) = \widehat{\mathbf{H}}(\mathcal{S})^{\dagger} = \widehat{\mathbf{H}}(\mathcal{S})^H \cdot \left[\widehat{\mathbf{H}}(\mathcal{S}) \cdot \widehat{\mathbf{H}}(\mathcal{S})^H\right]^{-1}, \tag{5.11}$$

donde el vector de conformación de haz $\mathbf{w}_{\pi(l)} \in \mathbb{C}^{M_t \times 1}$ correspondiente al l-ésimo usuario de $\mathcal{S}$ se obtiene normalizando de la l-ésima columna de la matriz (5.11). En presencia de ZFBF, los vectores de conformación de haz correspondientes a los usuarios seleccionados satisfacen el criterio de ortogonalidad en transmisión, i.e.,

$$|\widehat{\mathbf{h}}_k \cdot \mathbf{w}_l|^2 = 0 \qquad k, l \in \mathcal{S}, k \neq l. \tag{5.12}$$

A pesar de que ZFBF no es la opción óptima entre todos los esquemas LBF posibles, nos concentramos en esta alternativa de precodificación por su simplicidad analítica, propiedad que nos permitirá derivar fórmulas cerradas sencillas para modelar el comportamiento de la tasa de transmisión suma alcanzable por el sistema. Es importante observar que estas fórmulas cerradas serán asintóticamente óptimas a medida que la potencia de transmisión del sistema (i.e., P_t) aumente (i.e., cuando el régimen de trabajo del sistema esté limitado por interferencia). Notar que cuando el número de usuarios activos del sistema (i.e., K) es alto y las palabras código del diccionario de cuantización (i.e., $\mathcal{C}_k$) son ortogonales entre sí, se verifica que $\mathbf{W}(\mathcal{S}) = \widehat{\mathbf{H}}(\mathcal{S})^H$. Es importante aclarar que esta última propiedad se verifica cuando la CSIT parcial disponible es compatible con la información de retroalimentación que manejan los modos de señalización CL TD de UTRA FDD. Para profundizar estos conceptos, se aconseja al lector consultar los contenidos de la Sección 2.3.2.3 de la presente Tesis.

5.3. Tasa de Transmisión Alcanzable por Haz (sin MUD)

En esta sección se presentan brevemente las expresiones cerradas que permitieron identificar cuál es la tasa de transmisión de datos alcanzable por haz conformado (i.e., usuario) en un canal MU-MIMO con CSIT parcial (i.e., con CDI cuantizada pero sin CQI). Con este propósito, se considera que la BS envía en todo momento información en forma simultánea a un par de usuarios compatibles espacialmente (i.e., semi-ortogonales según la CDI cuantizada que reportan). Notar que en esta sección, la CQI que experimentan los usuarios activos en recepción no se tiene en cuenta a la hora de ejecutar el proceso de selección de usuarios en transmisión. Es importante aclarar que las expresiones cerradas que se presentan a continuación son un resumen de los resultados que se introdujeron previamente (ver Sección 4.3). Los mismos serán utilizados posteriormente para estimar la tasa de transmisión suma alcanzable a nivel de sistema, cuando se aplica ZFBF con ORR puro y ZFBF con ORR híbrida en un canal MU-MIMO de este tipo (ver Sección 5.6). En base a este estudio, se podrá determinar de manera efectiva cuál es el compromiso entre tasa de transmisión suma y equidad en la asignación de recursos que proveen los distintos esquemas SDMA oportunísticos que se analizan en esta parte de la Tesis.

5.3.1. Distribuciones de Probabilidad Señal Deseada e Interferencia Mutua

Según el modelo de señal que se presenta en (5.3), se construyen las siguientes RVs:

$$X_k = |\mathbf{h}_k \cdot \mathbf{w}_k|^2, \qquad Y_k = |\mathbf{h}_k \cdot \mathbf{w}_l|^2 . \tag{5.13}$$

En la ecuación anterior, la primer RV (i.e., X_k) identifica la energía de señal deseada que experimenta un usuario arbitrario en recepción, mientras que la segunda RV (i.e., Y_k) representa la interferencia mutua que se induce en dicho usuario (debido al empleo de una estrategia SDMA en transmisión con CSIT parcial). En la ecuación (5.13), $\mathbf{w}_k = \widehat{\mathbf{h}}_k^H$ es el vector de conformación de haz en transmisión que maximiza la energía en recepción del k-ésimo usuario (i.e., el peso de conformación de haz óptimo), mientras que $\mathbf{w}_l = \widehat{\mathbf{h}}_l^H$ es el vector de conformación de haz que minimiza la energía en recepción para el mismo usuario (i.e., el peso de conformación de haz ortogonal). A continuación, se desarrollan distintas aproximaciones cerradas, las cuales serán muy útiles para identificar cuál es la tasa de transmisión alcanzable en cada una de las diferentes circunstancias que se analizan. Con este propósito, se opta por modelar el comportamiento estadístico de las RVs X_k e Y_k a través de distribuciones chi-cuadrado (χ^2) corregidas (con diferentes grados de libertad).

El empleo de distribuciones χ^2 corregidas para aproximar las fórmulas exactas (desconocidas) de $f_X(x)$ y $f_Y(y)$ se justifica al observar que, la Función de Densidad de Probabilidad (PDF) que le corresponde a la energía de una RV Nakagami [41] provee un modelo preciso para caracterizar

el comportamiento estadístico de ambas RVs bajo estudio. En este contexto, la fórmula cerrada que modela probabilísticamente la energía de una RV Nakagami viene dada por la expresión

$$f(\gamma) = \frac{1}{\Gamma(\mathfrak{m})} \left(\frac{\mathfrak{m}}{\mathcal{G}}\right)^{\mathfrak{m}} \gamma^{\mathfrak{m}-1}\, e^{-\frac{\mathfrak{m}}{\mathcal{G}}\gamma} \qquad \gamma \geq 0, \tag{5.14}$$

donde $\Gamma(\cdot)$ representa la función Gamma general, mientras que los parámetros

$$\mathcal{G} = \mathbb{E}\left\{\gamma\right\}, \qquad \mathfrak{m} = \frac{\mathcal{G}^2}{\mathbb{E}\{(\gamma - \mathcal{G})^2\}}, \tag{5.15}$$

son la ganancia de SNR (SNR gain) y la figura de desvanecimiento (fading figure), respectivamente [41]. Recordar que la ganancia de SNR (i.e., $\mathcal{G}$) provee información sobre la ganancia de potencia debido a la combinación coherente de señales en el extremo receptor, mientras que la figura de desvanecimiento (i.e., $\mathfrak{m}$) indica el grado de variabilidad de la SNR en recepción (a partir de los pesos de conformación de haz que se aplican en transmisión). Cuando los pesos de conformación de haz en transmisión se seleccionan de forma completamente aleatoria, no hay ganancia de potencia (i.e., $\mathcal{G} = 1$) ni tampoco ganancia de diversidad (i.e., $\mathfrak{m} = 1$). En el otro extremo, cuando la CSIT se conoce de forma perfecta, tanto la ganancia de potencia como la ganancia de diversidad se alcanzan de forma completa (i.e., $\mathcal{G} = M_t$ y $\mathfrak{m} = M_t$). En base a este análisis, se puede concluir que $1 \leq \mathcal{G} \leq 2$ y $1 \leq \mathfrak{m} \leq 2$ en presencia de CSIT parcial (cuantizada) cuando $M_t = 2$.

Según el análisis teórico que se presentó en el Apéndice 4.1, la fórmula aproximada (con corrección de error de primer orden) cuando se modela $f_X(x)$ con una distribución χ^2 con 4 grados de libertad viene dada por la expresión

$$f_X(x) \approx \left(\frac{2}{\mathcal{G}_x}\right)^2 x\, e^{-\frac{2}{\mathcal{G}_x}\, x} \left(b_2\, x^2 + b_1\, x + b_0\right), \tag{5.16}$$

donde

$$b_0 = 2\left(\frac{\mathbb{E}\left\{{X_k}^2\right\}}{{\mathcal{G}_x}^2} - 1\right), \qquad b_1 = 2\,\frac{(1-b_0)}{\mathcal{G}_x}, \qquad b_2 = -\frac{2}{3}\,\frac{(1-b_0)}{{\mathcal{G}_x}^2}. \tag{5.17}$$

De una forma similar, la fórmula aproximada (con corrección de error de primer orden) cuando se modela $f_Y(y)$ con una distribución exponencial (i.e., χ^2 con 2 grados de libertad) viene dada por la expresión

$$f_Y(y) \approx \left(\frac{1}{\mathcal{G}_y}\right) e^{-\frac{1}{\mathcal{G}_y}\, y} \left(a_2\, y^2 + a_1\, y + a_0\right), \tag{5.18}$$

donde

$$a_0 = \frac{1}{2}\,\frac{\mathbb{E}\left\{{Y_k}^2\right\}}{{\mathcal{G}_y}^2}, \qquad a_1 = 2\,\frac{(1-a_0)}{\mathcal{G}_y}, \qquad a_2 = -\frac{1}{2}\,\frac{(1-a_0)}{{\mathcal{G}_y}^2}. \tag{5.19}$$

5.3.2. Distribución de Probabilidad Aproximada Esquema DVQ

Sea un esquema DVQ diseñado para representar, de forma independiente, las porciones de magnitud y fase de cada una de las componentes del vector de CDI en recepción con un número fijo de bits (ver Sección 5.2.2). En esta circunstancia, cada palabra código arbitraria (i.e., $\mathbf{w}_k$) posee un elemento homólogo ortogonal (i.e., $\mathbf{w}_l$) dentro del mismo conjunto de cuantización (común en ambos extremos del enlace), de forma tal que se verifica la relación

$$\left(\mathbf{w}_k{}^H \cdot \mathbf{w}_l\right) = w_{1,k}{}^* \, w_{1,l} + w_{2,k}{}^* \, w_{2,l} = 0, \tag{5.20}$$

donde $(\cdot)^*$ denota el operador complejo conjugado. Los haces que generan los vectores de conformación de haz $\mathbf{w}_k$ y $\mathbf{w}_l$ son mutuamente ortogonales en transmisión; sin embargo, esta propiedad se pierde en recepción porque dichos vectores se seleccionaron teniendo en cuenta solamente las versiones cuantizadas del vector de CDI en recepción (i.e., $\widetilde{\mathbf{h}}_k$). Trabajando en las expresiones que se presentan en la ecuación (5.13), se observa que

$$X_k = |w_{1,k}|^2 \, |h_{k,1}|^2 + |w_{2,k}|^2 \, |h_{k,2}|^2 + 2 \, |w_{1,k}| \, |w_{2,k}| \, |h_{k,1}| \, |h_{k,2}| \cos \varphi_k, \tag{5.21}$$

$$Y_k = |w_{2,k}|^2 \, |h_{k,1}|^2 + |w_{1,k}|^2 \, |h_{k,2}|^2 - 2 \, |w_{1,k}| \, |w_{2,k}| \, |h_{k,1}| \, |h_{k,2}| \cos \varphi_k, \tag{5.22}$$

donde $\varphi_k = \angle(h_{k,1}) - \angle(h_{k,2}) + \widehat{\phi}_k$ identifica la diferencia de fase que existe entre ambas ganancias de canal una vez que se aplica el vector de conformación de haz correspondiente en transmisión. Sea Z_k una nueva RV igual a la suma de X_k e Y_k. En base a esta definición, combinando la misma con los contenidos de las ecuaciones (5.21)-(5.22), se tiene que

$$Z_k = X_k + Y_k = |h_{k,1}|^2 + |h_{k,2}|^2 \tag{5.23}$$

posee una distribución χ^2 con 4 grados de libertad y media $\mathbb{E}\{Z_k\} = 2$.

Los valores de ganancia de SNR (i.e., $\mathcal{G}$) y figura de desvanecimiento (i.e., $\mathfrak{m}$) que caracterizan el comportamiento estadístico de la energía de señal deseada e interferencia mutua en recepción en presencia de señalización CL TD de UTRA FDD se derivaron analíticamente en el Apéndice 4.2 (ver Cuadro 4.1). Según estos resultados, las figuras de desvanecimiento $\mathfrak{m}_x \approx 2$ y $\mathfrak{m}_y \approx 1$ en ambos modos de señalización CL TD bajo análisis. Los valores que adoptan estos parámetros nos señalan que, las formas cualitativas de las distribuciones de probabilidad $f_X(x)$ y $f_Y(y)$ se asemejan a las formas propias de una distribución χ^2 con $r_x = 4$ y $r_y = 2$ grados de libertad, respectivamente[1]. En este contexto, Dowhuszko *et al.* observaron en [4] que, el empleo PDFs χ^2 como modelos de distribución aproximados permiten simplificar notablemente la deducción de fórmulas cerradas para estimar la tasa de transmisión suma alcanzable en un canal MU-MIMO de este tipo.

[1]Un procedimiento similar se puede emplear para computar los valores de ganancia de SNR y figura de desvanecimiento cuando la BS se encuentra equipada con un arreglo de antenas con más de dos elementos en transmisión (i.e., $M_t > 2$). En esta circunstancia, la interferencia mutua que experimenta un usuario arbitrario es igual a la suma de $(M_t - 1)$ RVs i.i.d. con distribución aproximadamente exponencial.

No obstante, con la idea de obtener un mejor ajuste en el modelo probabilístico propuesto para aproximar la PDF exacta, se procede a emplear corrección de error de primer orden en las distribuciones χ^2 aproximadas que se utilizarán para modelar de una forma más precisa el comportamiento estadístico de ambas RVs (ver Apéndice 4.1). Los coeficientes de corrección de error $\{a_l\}$ y $\{b_l\}$ $(l = 0, \ldots, 2)$ en esta circunstancia se pueden derivar analíticamente a partir de los primeros dos momentos de las RVs X_k e Y_k (ver Apéndice 4.2). Los valores específicos que adoptan estos coeficientes de corrección de error para ambos modos de señalización CL TD en UTRA FDD se presentaron en el Cuadro 4.2.

5.3.3. Tasa de Transmisión Alcanzable con SDMA (sin CQI)

Cuando la BS aplica una estrategia SDMA para servir simultáneamente a un par de usuarios que reportan palabras código de CDI ortogonales (sin CQI), la tasa de transmisión alcanzable por haz conformado (i.e., usuario) cuando la potencia de transmisión (i.e., P_t) se divide en partes iguales entre ambos usuarios seleccionados viene dada por la relación

$$C_k\left(P_t\right) = \mathbb{E}\left\{\log_2\left(1+\frac{\frac{1}{2}\,P_t\,X_k}{\frac{1}{2}\,P_t\,Y_k+N_0}\right)\right\} \qquad k\in\mathcal{S} \tag{5.24}$$

$$= \log_2(e)\,\left[\mathbb{E}\left\{\log_e\left(Z_k+N_0'\right)\right\}-\mathbb{E}\left\{\log_e\left(Y_k+N_0'\right)\right\}\right], \tag{5.25}$$

donde el parámetro $N_0' = \frac{2\,N_0}{P_t}$ se define con el propósito de simplificar la notación en el resto del capítulo. La fórmula (5.23) demostró que en este tipo de escenario inalámbrico, la RV Z_k posee distribución χ^2 con 4 grados de libertad. Por esto, se tiene que

$$\mathbb{E}\left\{\log_e\left(Z_k+N_0'\right)\right\} = \int_0^\infty \log_e\left(z+N_0'\right)\,z\,e^{-z}dz. \tag{5.26}$$

En esta instancia, se emplea la relación que se derivó en el Apéndice 3.1, i.e.,

$$\int_0^\infty \log_e\left(\gamma+c\right)\beta\left(\beta\gamma\right)^m e^{-\beta\gamma}d\gamma = m!\left[\log_e\left(c\right)+e^{\beta c}\sum_{l=0}^{m}E_{l+1}\left(\beta c\right)\right], \tag{5.27}$$

donde $E_m(z)$ hace referencia a la función integral exponencial de orden m, según se puede apreciar en la ecuación (5.1.4) de [88]. Combinando los resultados de las ecuaciones (5.26)-(5.27), se observa que

$$\mathbb{E}\left\{\log_e\left(Z_k+N_0'\right)\right\} = \log_e\left(N_0'\right)+e^{N_0'}\left[E_1\left(N_0'\right)+E_2\left(N_0'\right)\right]. \tag{5.28}$$

Por otro lado, para computar la segunda esperanza matemática en (5.25), se procede a utilizar el modelo de distribución χ^2 con corrección de error de primer orden que se presenta en las

ecuaciones (5.18)-(5.19), en conjunto con la fórmula (5.27), i.e.,

$$\mathbb{E}\left\{\log_e\left(Y_k + N_0'\right)\right\} \approx \int_0^{\infty} \log_e\left(y + N_0'\right)\left(\frac{1}{\mathcal{G}_y}\right) e^{-\frac{1}{\mathcal{G}_y}\,y}\left(a_2 y^2 + a_1 y + a_0\right) dy \tag{5.29}$$

$$= \left(2a_2{\mathcal{G}_y}^2 + a_1\mathcal{G}_y + a_0\right)\left[\log_e\left(N_0'\right) + e^{\frac{N_0'}{\mathcal{G}_y}} E_1\left(\frac{N_0'}{\mathcal{G}_y}\right)\right] + \left(2a_2{\mathcal{G}_y}^2 + a_1\mathcal{G}_y\right) e^{\frac{N_0'}{\mathcal{G}_y}} E_2\left(\frac{N_0'}{\mathcal{G}_y}\right) + \left(2a_2{\mathcal{G}_y}^2\right) e^{\frac{N_0'}{\mathcal{G}_y}} E_3\left(\frac{N_0'}{\mathcal{G}_y}\right), \tag{5.30}$$

donde los valores específicos que adoptan los coeficientes de corrección $\left\{a_l\right\}$ (con $l = 0, \ldots, 2$) y la ganancia de SNR $\mathcal{G}_y$ dependen del número de bits que utiliza el esquema de señalización para reportar la CDI que experimentan las MSs en recepción. En presencia de los modos de señalización CL TD compatibles con la interfaz FDD de UTRA, estos parámetros del modelo se encuentran reflejados en el Cuadro 4.2 y el Cuadro 4.1, respectivamente. Por último, reemplazando los contenidos las ecuaciones (5.28) y (5.30) en la expresión (5.25), se arriba a la fórmula final deseada.

5.3.3.1. Régimen de Baja Potencia

Expandiendo en polinomios de Taylor la fórmula (5.24) cuando la potencia de transmisión (i.e., P_t) es asintóticamente baja, se tiene que

$$C_k\left(P_t\right) \approx \log_2(e)\frac{1}{2}\frac{P_t}{N_0}\,\mathbb{E}\left\{X_k\right\} \qquad P_t \ll N_0. \tag{5.31}$$

Por consiguiente, se puede concluir que la tasa de transmisión alcanzable por usuario decae linealmente con la potencia de transmisión cuando el sistema trabaja en un régimen de baja SNR.

5.3.3.2. Régimen de Alta Potencia

Como es de esperar, todo esquema SDMA que se aplique a un canal MU-MIMO con CSIT parcial posee un comportamiento limitado por interferencia cuando trabaja en un régimen de alta potencia de transmisión. La cota superior de desempeño en esta circunstancia se obtiene de la fórmula final de capacidad por haz, la cual se deriva al combinar los resultados de las ecuaciones (5.28)-(5.30) con la expresión (5.25). Como primer paso, se deben reescribir todas las funciones integrales exponenciales de orden superior a uno (i.e., $m \geq 2$) en términos de la función integral exponencial de primer orden $E_1(z)$, utilizando para tal propósito la relación recursiva (5.1.14) de [88], i.e.,

$$E_{m+1}(z) = \frac{1}{m}\left[e^{-z} - z\,E_m(z)\right] \qquad m = 1, 2, \ldots \tag{5.32}$$

Luego, se aplica la siguiente aproximación de la función integral exponencial de primer orden, la cual se comporta de forma ajustada a medida que el valor del argumento decrece, i.e.,

$$E_1(z) \approx -e_0 - \log_e(z) \qquad z \cong 0, \tag{5.33}$$

donde $e_0 = 0{,}5772\cdots$ es la constante de Euler-Mascheroni. Posteriormente, se observa que todos los términos que contienen el factor $\log_e(P_t)$ en la aproximación resultante se desvanecen, obteniendo de este modo la cota superior de desempeño cuando el sistema trabaja en un régimen de alta potencia (i.e., cuando $P_t \to \infty$). Reescribiendo esta última expresión en función de la ganancia de SNR (i.e., $\mathcal{G}$) y la figura de desvanecimiento (i.e., $\mathfrak{m}$) del esquema de señalización que se utiliza, se arriba a la siguiente expresión final:

$$\lim_{P_t \to \infty} C_k(P_t) \approx \log_2(e) \left[\frac{3\mathfrak{m}_y + 1}{4\mathfrak{m}_y} - \log_e(\mathcal{G}_y) \right]. \tag{5.34}$$

De acuerdo con esta fórmula, la tasa de transmisión alcanzable en forma asintótica es 3,3211 y 5,1223 [bps/Hz] para el esquema CL TD Modo 1 y Modo 2, respectivamente.

5.3.4. Tasa de Transmisión Alcanzable con TDMA (sin CQI)

A modo comparativo, se estudia también la tasa de transmisión alcanzable cuando se aplica una estrategia TDMA en un canal MU-MIMO con CSIT parcial (i.e., con CDI cuantizada pero sin CQI), con el propósito de servir a un único usuario por vez en forma secuencial. En esta circunstancia, la tasa de transmisión alcanzable cuando toda la potencia P_t se asigna a un solo usuario viene dada por la relación

$$C_{\text{tdma}}(P_t) = \mathbb{E}\left\{ \log_2\left(1 + \frac{P_t X_k}{N_0}\right) \right\} \tag{5.35}$$

$$= \log_2(e) \left[\mathbb{E}\left\{ \log_e\left(X_k + \frac{N_0}{P_t}\right) \right\} - \log_e\left(\frac{N_0}{P_t}\right) \right]. \tag{5.36}$$

En esta instancia, existe la posibilidad de aproximar la distribución de probabilidad $f_X(x)$ con la aproximación χ^2 con corrección de error de primer orden que se reporta en las ecuaciones (5.16)-(5.17). Sin embargo, escrutando cuidadosamente los valores que adoptan los coeficientes de corrección en el Cuadro 4.2, se observa que $b_0 \approx 1$ y $b_1, b_2 \approx 0$ para ambos modos de señalización CL TD de UTRA FDD. Por consiguiente, tenemos que

$$\mathbb{E}\left\{ \log_e\left(X_k + \frac{N_0}{P_t}\right) \right\} \approx \int_0^\infty \log_e\left(x + \frac{N_0}{P_t}\right) \left(\frac{2}{\mathcal{G}_x}\right)^2 x e^{-\frac{2}{\mathcal{G}_x}x} dx. \tag{5.37}$$

Combinando la expresión anterior con la fórmula (5.27), se arriba a la siguiente expresión final:

$$C_{\text{tdma}}(P_t) \approx \log_2(e)\, e^{\frac{2N_0}{P_t \mathcal{G}_x}} \left[E_1\left(\frac{2\,N_0}{P_t\,\mathcal{G}_x}\right) + E_2\left(\frac{2\,N_0}{P_t\,\mathcal{G}_x}\right) \right], \tag{5.38}$$

donde el valor específico de ganancia de SNR (i.e., $\mathcal{G}_x$) depende del número de bits de cuantización que emplea el esquema de señalización que se utiliza (ver Cuadro 4.1).

5.3.4.1. Régimen de Baja Potencia

Expandiendo en polinomios de Taylor la fórmula (5.35) cuando la potencia P_t es asintóticamente baja, se arriba a una aproximación similar a la que se presenta en la ecuación (5.31). En base a este comportamiento se observa que, la tasa de transmisión alcanzable en un sistema TDMA en régimen de baja SNR admite una dependencia lineal con la potencia de transmisión en este tipo de escenario inalámbrico.

5.3.4.2. Régimen de Alta Potencia

Reescribiendo la función exponencial de segundo orden $E_2(z)$ de (5.38) utilizando la fórmula recursiva (5.32), combinando posteriormente el resultado que se obtiene con la aproximación (5.33), se observa que:

$$\lim_{P_t \to \infty} C_{\text{tdma}}(P_t) \approx \log_2(e) \left[1 - e_0 - \log_e\left(\frac{2\,N_0}{P_t\,\mathcal{G}_x}\right)\right] \tag{5.39}$$

$$\approx \log_2\left(\frac{P_t}{N_0}\right) + \log_2(\mathcal{G}_x). \tag{5.40}$$

Analizando la expresión anterior, se observa que la tasa de transmisión alcanzable en un sistema TDMA en régimen de alta SNR se incrementa en forma logarítmica con la potencia de transmisión. Como era de esperar, el uso de CL TD en transmisión permite cosechar una ganancia de potencia adicional, proporcional al logaritmo de la ganancia de SNR (i.e., $\mathcal{G}_x$) del esquema de señalización que se utiliza (ver Cuadro 4.1).

5.4. Tasa de Transmisión Alcanzable por Haz (con MUD)

En esta parte de la Tesis se amplia el estudio de la sección anterior a un sistema MU-MIMO que dispone de ambos tipos de CSIT parcial (i.e., CDI cuantizada y CQI). A diferencia del caso anterior, en este tipo de escenario de trabajo la tasa de transmisión alcanzable a nivel de sistema no se encuentra acotada a medida que aumenta la cantidad de usuarios participantes: la presencia de ambos tipos de CSIT parcial nos permite explotar la ganancia por MUD del medio inalámbrico multiantena de forma completa. Cuando el número de usuarios activos es sustancialmente superior al número de elementos que componen al conjunto de cuantización (i.e., $K \gg N_D$), existe con alta probabilidad más de un usuario reportando cada una de las palabras código del diccionario. En esta circunstancia, la mejor estrategia de transmisión en términos de tasa de transmisión suma alcanzable a nivel de sistema consiste en seleccionar la MS con mejor CQI, entre todos los usuarios que reportan una misma palabra código del diccionario de cuantización. Las expresiones cerradas que se deriven en la presente sección permitirán estimar la tasa de transmisión suma que se puede alcanzar cuando se aplica ZFBF con ORR híbrida y

ZFBF con SUS en un canal MU-MIMO de este tipo (ver Sección 5.6). En base a este estudio, se podrán conocer cuáles son las distintas soluciones de compromiso entre tasa de transmisión suma y equidad en la asignación de recursos que proveen los diferentes esquemas SDMA oportunísticos que se analizan en este capítulo de la Tesis.

5.4.1. Variables Aleatorias Alternativas (con CQI)

De acuerdo con el modelo de señalización que se presentó en la Sección 5.2.2, cada MS del sistema devuelve a la BS una versión cuantizada de su vector de dirección de canal $\widetilde{\mathbf{h}}_k$, donde el valor específico que adopta este indicador se selecciona de un diccionario de cuantización común que se comparte entre ambos extremos del enlace inalámbrico. En base a este supuesto, se procede a construir las siguientes RVs:

$$\widetilde{X}_k = |\widetilde{\mathbf{h}}_k \cdot \mathbf{w}_k|^2 = \frac{1}{\|\mathbf{h}_k\|^2}|\mathbf{h}_k \cdot \mathbf{w}_k|^2 = \frac{X_k}{Z_k}, \tag{5.41}$$

$$\widetilde{Y}_k = |\widetilde{\mathbf{h}}_k \cdot \mathbf{w}_l|^2 = \frac{1}{\|\mathbf{h}_k\|^2}|\mathbf{h}_k \cdot \mathbf{w}_l|^2 = \frac{Y_k}{Z_k}. \tag{5.42}$$

En nuestro modelo de canal inalámbrico, tanto el vector de dirección de canal $\widetilde{\mathbf{h}}_k$ como el valor de magnitud de canal $\|\mathbf{h}_k\|$ son RVs independientes entre sí. Por consiguiente, es posible afirmar que el estado instantáneo que adopte el vector de conformación de haz $\mathbf{w}_k$ (y consecuentemente, el vector de conformación de haz $\mathbf{w}_l$) no depende del valor específico que tome la RV que identifica la magnitud de canal instantánea. En base a este análisis, se puede concluir que tanto $\widetilde{X}_k$ como $\widetilde{Y}_k$ son independientes con respecto a Z_k. Esta propiedad de independencia será muy útil a la hora de determinar cuál es la tasa de transmisión suma que se puede conseguir cuando se aplican los distintos esquemas SDMA oportunísticos que se analizan en este capítulo.

5.4.2. Tasa de Transmisión Alcanzable con SDMA (con CQI-Norm)

En esta parte de la sección se analiza el efecto de explotar la ganancia por MUD en forma completa cuando los reportes de CQI que devuelven los usuarios hacia la BS son proporcionales a la norma de canal, i.e.,

$$Q(\mathbf{h}_k) = \|\mathbf{h}_k\|^2 = Z_k. \tag{5.43}$$

El procedimiento de diagramación multiusuario en esta circunstancia consiste en seleccionar al usuario con mayor valor de norma de canal, entre todos los candidatos que reportan la misma palabra código de CDI hacia la BS. El análisis teórico que se lleva adelante en esta parte es similar al que se utilizó en la Sección 5.3.3; sin embargo, la principal diferencia entre ambos marcos de trabajo se encuentra en la caracterización del comportamiento estadístico de la señal

deseada e interferencia mutua (que experimenta el usuario seleccionado en recepción), las cuales vienen dadas por las expresiones

$$X_{(n)}^{\text{Norm}} = Z_{(n)}\widetilde{X}_k, \qquad Y_{(n)}^{\text{Norm}} = Z_{(n)}\widetilde{Y}_k, \tag{5.44}$$

respectivamente, donde

$$Z_{(n)} = \underset{l=1,\ldots,n}{\text{máx}}\, Z_l \tag{5.45}$$

representa la máxima estadística ordenada de un conjunto de n RVs independientes e idénticamente distribuidas (i.i.d.), con distribución marginal $f_Z(z)$. Recordar que para nuestro escenario de trabajo, Z_k posee distribución χ^2 con $r_z = 4$ grados de libertad ($\mathcal{G}_z = 2$).

En base a estas consideraciones, se puede establecer que la tasa de transmisión alcanzable por haz conformado (i.e., usuario) cuando existen n candidatos reportando la misma palabra código de CDI (y la potencia de transmisión del sistema se divide en partes iguales entre los usuarios seleccionados), viene dada por la relación

$$\begin{aligned} C_{(n)}^{\text{Norm}}(P_t) &= \mathbb{E}\left\{\log_2\left(1+\frac{\frac{1}{2}P_t\,X_{(n)}^{\text{Norm}}}{\frac{1}{2}P_t\,Y_{(n)}^{\text{Norm}}+N_0}\right)\right\} &(5.46)\\ &= \log_2(e)\left[\mathbb{E}\left\{\log_e\left(Z_{(n)}+N_0'\right)\right\}-\mathbb{E}\left\{\log_e\left(Y_{(n)}^{\text{Norm}}+N_0'\right)\right\}\right]. &(5.47)\end{aligned}$$

Para nuestro modelo de sistema, la PDF de la RV $Z_{(n)}$ es igual a

$$f_{Z_{(n)}}(z) = \frac{\partial}{\partial z}\left[F_{Z_{(n)}}(z)\right] = n\left[F_{Z_{(n-1)}}(z)\right]f_Z(z), \tag{5.48}$$

donde $F_{Z_{(n)}}(z)$ identifica la Función de Distribución de probabilidad Acumulativa (CDF) de la máxima estadística ordenada correspondiente, i.e.,

$$F_{Z_{(n)}}(z) = \sum_{k=0}^{n}(-1)^k\binom{n}{k}e^{-z\,k}\,(1+z)^k\,. \tag{5.49}$$

En esta instancia del desarrollo, combinando las fórmulas (5.48)-(5.49) con la relación que se presenta en la ecuación (5.27), se observa que

$$\begin{aligned}\mathbb{E}\left\{\log_e\left(Z_{(n)}+N_0'\right)\right\} &= \int_0^\infty \log_e\left(z+N_0'\right)f_{z_{(n)}}(z)dz &(5.50)\\ &= \sum_{k=1}^{n}(-1)^{k+1}\binom{n}{k}\sum_{l=1}^{k}L_{k,l}\left(N_0'\right), &(5.51)\end{aligned}$$

donde

$$L_{k,l}\left(N_0'\right) = \left[\frac{(k-1)!}{(k-l)!}\frac{l}{k^l}\right]\left\{\left[\sum_{m=1}^{l+1}E_m\left(kN_0'\right)e^{kN_0'}\right]+\log_e\left(N_0'\right)\right\}. \tag{5.52}$$

A continuación, se procede a estudiar cuál es el comportamiento estadístico de $Y_{(n)}^{\text{Norm}}$ (i.e., la RV que identifica la interferencia mutua que experimenta el usuario seleccionado en recepción

en esta circunstancia). Como en nuestro modelo de canal inalámbrico las RVs Z_k e $\widetilde{Y}_k$ son independientes entre sí, en base a la ecuación (5.44) se tiene que

$$\mathbb{E}\left\{Z_{(n)}\widetilde{Y}_k\right\} = \frac{\mathcal{G}_y}{\mathcal{G}_z}\mathbb{E}\left\{Z_{(n)}\right\} = \frac{\mathcal{G}_y}{2}\mathbb{E}\left\{Z_{(n)}\right\}, \tag{5.53}$$

$$\mathbb{E}\left\{Z_{(n)}^2\widetilde{Y}_k^2\right\} = \frac{\mathbb{E}\left\{Y_k^2\right\}}{\mathbb{E}\left\{Z_k^2\right\}}\mathbb{E}\left\{Z_{(n)}^2\right\} = \frac{\mathbb{E}\left\{Y_k^2\right\}}{6}\mathbb{E}\left\{Z_{(n)}^2\right\}, \tag{5.54}$$

donde las estadísticas de la RV Y_k se computaron en el Apéndice 4.2 para ambos modos de señalización CL TD de UTRA FDD, mientras que los primeros dos momentos de la RV $Z_{(n)}$ se pueden derivar de forma analítica a partir de la fórmula de distribución que se presentó en las ecuaciones (5.48)-(5.49), i.e.,

$$\mathbb{E}\left\{Z_{(n)}\right\} = \sum_{k=1}^{n}\left[(-1)^{k+1}\binom{n}{k}\sum_{l=1}^{k}\binom{k}{l}\frac{l(l+1)!}{k^{l+2}}\right], \tag{5.55}$$

$$\mathbb{E}\left\{Z_{(n)}^2\right\} = \sum_{k=1}^{n}\left[(-1)^{k+1}\binom{n}{k}\sum_{l=1}^{k}\binom{k}{l}\frac{l(l+2)!}{k^{l+3}}\right], \tag{5.56}$$

según lo que se puede apreciar en [5]. Cuando se trabaja con valores de n compatibles con la cantidad de usuarios que se puede manejar en un sistema de comunicación inalámbrico real, es posible apreciar que la figura de desvanecimiento $\mathfrak{m}_{z_{(n)}\widetilde{y}} \approx 1$ para ambos modos de señalización CL TD bajo estudio. No obstante, con el propósito de demostrar que la figura de desvanecimiento en esta circunstancia no crece en forma indefinida a medida que el valor de n aumenta, se procede a derivar la siguiente cota superior asintótica:

$$\lim_{n\to\infty}\mathfrak{m}_{z_{(n)}\widetilde{y}} = \lim_{n\to\infty}\frac{\mathbb{E}^2\left\{Z_{(n)}\widetilde{Y}_k\right\}}{\mathbb{E}\left\{Z_{(n)}^2\widetilde{Y}_k^2\right\} - \mathbb{E}^2\left\{Z_{(n)}\widetilde{Y}_k\right\}} \tag{5.57}$$

$$= \frac{3\,\mathcal{G}_y^2}{2\,\mathbb{E}\left\{Y_k^2\right\} - 3\,\mathcal{G}_y^2}, \tag{5.58}$$

considerando que

$$\frac{\mathbb{E}^2\left\{Z_{(n)}\right\}}{\mathrm{Var}\left\{Z_{(n)}\right\}} \to 0 \qquad \text{cuando } n \to \infty. \tag{5.59}$$

De acuerdo con esta fórmula, el valor asintótico que adopta el parámetro figura de desvanecimiento en esta circunstancia es igual a 1,8838 y 1,5509 para el esquema de señalización CL TD Modo 1 y Modo 2, respectivamente.

En esta instancia, cuando se aproxima la distribución de probabilidad $f_{Z_{(n)}\widetilde{Y}}(u)$ con la aproximación χ^2 con corrección de error de primer orden que se reporta en las ecuaciones (5.18)-(5.19),

se observa que

$$\mathbb{E}\left\{\log_e\left(Y_{(n)}^{\text{Norm}}+N_0'\right)\right\} \approx \int_0^{\infty}\log_e\left(u+N_0'\right)\left(\frac{1}{\mathcal{G}_{z_{(n)}\widetilde{y}}}\right)e^{-\frac{1}{\mathcal{G}_{z_{(n)}\widetilde{y}}}u}\left[a_2^{(n)}u^2+a_1^{(n)}u+a_0^{(n)}\right]du \quad (5.60)$$

$$\approx \left[2a_2^{(n)}\mathcal{G}_{z_{(n)}\widetilde{y}}^2+a_1^{(n)}\mathcal{G}_{z_{(n)}\widetilde{y}}+a_0^{(n)}\right]\left[\log_e\left(N_0'\right)+e^{\frac{N_0'}{\mathcal{G}_{z_{(n)}\widetilde{y}}}}E_1\left(\frac{N_0'}{\mathcal{G}_{z_{(n)}\widetilde{y}}}\right)\right]+$$

$$\left[2a_2^{(n)}\mathcal{G}_{z_{(n)}\widetilde{y}}^2+a_1^{(n)}\mathcal{G}_{z_{(n)}\widetilde{y}}\right]e^{\frac{N_0'}{\mathcal{G}_{z_{(n)}\widetilde{y}}}}E_2\left(\frac{N_0'}{\mathcal{G}_{z_{(n)}\widetilde{y}}}\right)+$$

$$2a_2^{(n)}\mathcal{G}_{z_{(n)}\widetilde{y}}^2e^{\frac{N_0'}{\mathcal{G}_{z_{(n)}\widetilde{y}}}}E_3\left(\frac{N_0'}{\mathcal{G}_{z_{(n)}\widetilde{y}}}\right), \quad (5.61)$$

donde $\mathcal{G}_{z_{(n)}\widetilde{y}}=\mathbb{E}\{Z_{(n)}\widetilde{Y}_k\}$, mientras que los coeficientes de corrección $\left\{a_l^{(n)}\right\}$ (con $l=0,\ldots,2$) se derivan de forma analítica a partir de los dos primeros momentos de la RV $Z_{(n)}\widetilde{Y}_k$, i.e.,

$$a_2^{(n)} = \frac{2\,\mathbb{E}\left\{Y_k^2\right\}\mathbb{E}\left\{Z_{(n)}^2\right\}-6\,\mathcal{G}_y^2\,\mathbb{E}^2\left\{Z_{(n)}\right\}}{3\,\mathcal{G}_y^4\,\mathbb{E}^4\left\{Z_{(n)}\right\}}, \quad (5.62)$$

$$a_1^{(n)} = \frac{-4\,\mathbb{E}\left\{Y_k^2\right\}\mathbb{E}\left\{Z_{(n)}^2\right\}+12\,\mathcal{G}_y^2\,\mathbb{E}^2\left\{Z_{(n)}\right\}}{3\,\mathcal{G}_y^3\,\mathbb{E}^3\left\{Z_{(n)}\right\}}, \quad (5.63)$$

$$a_0^{(n)} = \frac{1}{3}\frac{\mathbb{E}\left\{Y_k^2\right\}\mathbb{E}\left\{Z_{(n)}^2\right\}}{\mathcal{G}_y^2\,\mathbb{E}^2\left\{Z_{(n)}\right\}}. \quad (5.64)$$

Por último, reemplazando los contenidos de las ecuaciones (5.51)-(5.52) y (5.61)-(5.64) en (5.47), se arriba a la fórmula final deseada, la cual nos permite estimar de forma efectiva cuál es tasa de transmisión que se puede conseguir por haz (i.e., usuario) cuando la BS dispone de CDI cuantizada y CQI-Norm para implementar un esquema SDMA oportunístico en transmisión.

5.4.2.1. Régimen de Baja Potencia

Expandiendo en polinomios de Taylor la fórmula (5.46) cuando la potencia de transmisión P_t es asintóticamente baja, se tiene que

$$C_{(n)}^{\text{Norm}}(P_t) \approx \log_2(e)\,\frac{1}{2}\frac{P_t}{N_0}\,\mathbb{E}\left\{Z_{(n)}\right\}\mathbb{E}\left\{\widetilde{X}_k\right\} \quad (5.65)$$

$$= \frac{\mathbb{E}\left\{Z_{(n)}\right\}}{\mathbb{E}\left\{Z_k\right\}}\,C_k(P_t) \qquad P_t \ll N_0. \quad (5.66)$$

El comportamiento asintótico de la máxima estadística ordenada de un conjunto de n RVs i.i.d. con distribución marginal χ^2 con $2\,M_t$ grados de libertad fue reportado por Sanayei *et al.* en [74], estableciendo que el mismo verifica la relación

$$\mathbb{E}\left\{\gamma_{(n)}\right\} \doteq \log_e(n)+\log_e\left[\frac{n^{M_t-1}}{(M_t-1)!}\right]+e_0, \quad (5.67)$$

donde la notación $c_n \mathrel{\mathring{=}} d_n$ denota equivalencia asintótica, i.e.,

$$\lim_{n\to\infty} \frac{c_n}{d_n} = 1. \tag{5.68}$$

En base a esta análisis, se puede establecer que la ganancia por MUD en presencia de CQI-Norm (cuando $M_t = 2$) viene dada por la siguiente expresión aproximada:

$$\frac{C_{(n)}^{\text{Norm}}}{C_k} \approx \frac{\mathbb{E}\left\{Z_{(n)}\right\}}{\mathbb{E}\left\{Z_k\right\}} \mathrel{\mathring{=}} \log_e(n) + \frac{1}{2}\, e_0 \qquad P \ll N_0. \tag{5.69}$$

5.4.2.2. Régimen de Alta Potencia

Un diagramador mulitusuario que emplea los reportes de CQI-Norm para seleccionar al conjunto de usuarios a transmitir posee siempre el mismo comportamiento asintótico cuando trabaja en un régimen de alta potencia de transmisión (sea cual sea el número de usuarios activos dentro del sistema). El origen de este comportamiento se debe a que la BS no dispone de reportes de SIR para seleccionar al conjunto de usuarios a transmitir en base a la interferencia mutua que experimentan en recepción. Por esto, tanto la energía de señal deseada como la energía de interferencia mutua en recepción tienden a crecer en igual proporción a medida que la potencia de transmisión del sistema aumenta. En consecuencia, la cota superior de desempeño de todo esquema SDMA con CQI-Norm es idéntica a la que se obtuvo para un esquema SDMA sin CQI (ver Sección 5.3.3).

5.4.3. Tasa de Transmisión Alcanzable con SDMA (con CQI-SIR)

En esta parte de la sección se analiza el efecto de explotar la ganancia por MUD en forma completa cuando los reportes de CQI que devuelven las MSs hacia la BS son proporcionales a la SIR que experimentan los usuarios en recepción (debido al empleo de ZFBF con CDI cuantizada en transmisión). El procedimiento de diagramación multiusuario en esta circunstancia consiste en seleccionar al usuario con mayor valor de CQI-SIR, i.e.,

$$\breve{Q}(\mathbf{h}_k) = \frac{X_k}{Y_k} = \frac{Z_k - Y_k}{Y_k} = \frac{Z_k\left(1-\widetilde{Y}_k\right)}{Z_k\,\widetilde{Y}_k} = \frac{1-\widetilde{Y}_k}{\widetilde{Y}_k}, \tag{5.70}$$

o equivalentemente, al candidato que minimiza el valor de $\widetilde{Y}_k$ entre todos los candidatos que reportan la misma palabra código de CDI hacia la BS. El análisis teórico que se desarrolla en esta parte del manuscrito es similar al que utilizó en la Sección 5.4.2. No obstante, la principal diferencia radica en la caracterización del comportamiento estadístico de la señal deseada e interferencia mutua que experimenta el usuario seleccionado en recepción, las cuales vienen dadas por las expresiones

$$X_{(n)}^{\text{SIR}} = Z_k\left[1-\widetilde{Y}_{(1)}\right], \qquad Y_{(n)}^{\text{SIR}} = Z_k\widetilde{Y}_{(1)}, \tag{5.71}$$

respectivamente, donde Z_k posee distribución χ^2 con $r_z = 4$ grados de libertad ($\mathcal{G}_z = 2$), mientras que

$$\widetilde{Y}_{(1)} = \min_{l=1,\ldots,n} \widetilde{Y}_l \tag{5.72}$$

representa la mínima estadística ordenada de un conjunto de n RVs i.i.d. con distribución marginal $f_{\widetilde{Y}}(y)$. Es importante alcarar que por el momento, la fórmula cerrada de esta última PDF marginal es desconocida.

En base a estas consideraciones, se puede establecer que la tasa de transmisión alcanzable por haz conformado (i.e., usuario) cuando existen n candidatos reportando la misma palabra código de CDI (y la potencia de transmisión del sistema se divide en partes iguales entre ambos usuarios seleccionados) viene dada por la relación

$$C_{(n)}^{\mathrm{SIR}}(P_t) = \mathbb{E}\left\{\log_2\left(1 + \frac{\frac{1}{2}\,P_t\,X_{(n)}^{\mathrm{SIR}}}{\frac{1}{2}\,P_t\,Y_{(n)}^{\mathrm{SIR}} + N_0}\right)\right\} \tag{5.73}$$

$$= \log_2(e)\left[\mathbb{E}\left\{\log_e\left(Z_k + N_0'\right)\right\} - \mathbb{E}\left\{\log_e\left(Y_{(n)}^{\mathrm{SIR}} + N_0'\right)\right\}\right]. \tag{5.74}$$

Analizando la expresión anterior, se observa claramente que sólo hace falta determinar el comportamiento estadístico de la energía de interferencia mutua en recepción (i.e., $Y_{(n)}^{\mathrm{SIR}}$), ver ecuación (5.71). En base a esta información estadística, se podrá derivar una expresión cerrada que permita estimar el valor de la segunda esperanza matemática de la ecuación (5.74).

A continuación, se procede a estudiar cuál es el comportamiento de la mínima estadística ordenada definida en (5.72) (para nuestro escenario de trabajo). De acuerdo con los resultados que se presentaron en [66, 65], la CDF $F_{\widetilde{Y}}(y)$ que le corresponde a cualquier esquema DVQ que se diseñe de forma apropiada satisface la relación

$$F_{\widetilde{Y}^\star}(y) \geq F_{\widetilde{Y}}(y) \qquad 0 \leq y \leq 1, \tag{5.75}$$

donde

$$F_{\widetilde{Y}^\star}(y) = \begin{cases} 2^{N_{cd}}\,y^{M_t-1} & 0 \leq y < 2^{-\frac{N_{cd}}{M_t-1}} \\ 1 & y \geq 2^{-\frac{N_{cd}}{M_t-1}} \end{cases} \tag{5.76}$$

representa el comportamiento estadístico del error de cuantización cuando se emplea el esquema Cuantización Vectorial por Celdas Aproximadas (ACVQ), como una forma de identificar un límite superior de desempeño que sea válido para cualquier esquema de cuantización de CDI determinístico que se diseñe de forma apropiada (ver Sección 2.4.3.2). Escrutando la fórmula (5.76) cuando la BS está equipada con un arreglo de antenas de dos elementos en transmisión (i.e., $M_t = 2$), se observa que la CDF de la RV $\widetilde{Y}_k = 1 - |\widetilde{\mathbf{h}}_k \cdot \mathbf{w}_k|^2$ se encuentra acotada superiormente en todo su rango (para ambos modos de señalización CL TD de UTRA FDD) por la CDF de una RV con distribución uniforme en el intervalo $\left[0, 2^{-N_{cd}}\right)$. De acuerdo a la teoría básica de estadísticas ordenadas, la función de distribución correspondiente a la k-ésima estadística

ordenada de un conjunto de n RVs i.i.d. con distribución marginal uniforme en el intervalo $[0,1)$ posee distribución Beta, i.e.,

$$f_{U_{(k)}}(u) = \frac{n!}{(k-1)!\,(n-k)!}\,u^{k-1}\,(1-u)^{n-k} \qquad 0 \le u < 1. \tag{5.77}$$

En consecuencia, los primeros dos momentos de una estadística ordenada arbitraria k en esta circunstancia verifica las siguientes expresiones cerradas:

$$\mathbb{E}\left\{U_{(k)}\right\} = \frac{k}{n+1}, \qquad \mathbb{E}\left\{U_{(k)}^2\right\} = \frac{k\,(k+1)}{(n+1)\,(n+2)}. \tag{5.78}$$

Como en nuestro modelo de canal inalámbrico las RVs Z_k e $\widetilde{Y}_k$ son independientes entre sí, en base a la ecuación (5.71) se tiene que los primeros dos momentos de la energía de interferencia mutua en recepción se encuentra acotada inferiormente por las siguientes expresiones cerradas:

$$\mathbb{E}\left\{Z_k \widetilde{Y}_{(1)}\right\} = \mathcal{G}_z\,\mathbb{E}\left\{\widetilde{Y}_{(1)}\right\} \gtrapprox 2\left(\frac{1}{2^{N_{cd}}}\right)\left[\frac{1}{(n+1)}\right], \tag{5.79}$$

$$\mathbb{E}\left\{{Z_k}^2\,\widetilde{Y}_{(1)}^2\right\} = \mathbb{E}\left\{{Z_k}^2\right\}\,\mathbb{E}\left\{\widetilde{Y}_{(1)}^2\right\} \gtrapprox 6\left(\frac{1}{4^{N_{cd}}}\right)\left[\frac{2}{(n+1)\,(n+2)}\right]. \tag{5.80}$$

Es importante destacar que estas aproximaciones cerradas se vuelven asintóticamente ajustadas a medida que la cantidad de usuarios que reportan una misma palabra código de CDI aumenta. Combinando las fórmulas (5.79)-(5.80) con la definición de figura de desvanecimiento que se presentó en (5.15), se obtiene la siguiente aproximación:

$$\mathfrak{m}_{z\widetilde{y}_{(1)}} \approx \frac{n+2}{2n+1}, \tag{5.81}$$

la cual nos permite parametrizar el comportamiento estadístico de la energía de interferencia mutua en recepción en esta circunstancia. Notar que cuando se trabaja con valores de n compatibles con la cantidad de usuarios que se pueden manejar en un sistema de comunicación inalámbrico real, la figura de desvanecimiento $\mathfrak{m}_{z\widetilde{y}_{(1)}} \approx 1$ para ambos modos de señalización CL TD bajo estudio.

En esta instancia, cuando se aproxima el comportamiento estadístico de $f_{Z\widetilde{Y}_{(1)}}(u)$ con la aproximación χ^2 con corrección de error de primer orden que se reporta en las ecuaciones (5.18)-(5.19), se observa que

$$\mathbb{E}\left\{\log_e\left(Y_{(n)}^{\mathrm{SIR}} + N_0'\right)\right\} \approx \int_0^\infty \log_e\left(u + N_0'\right)\left(\frac{1}{\mathcal{G}_{z\widetilde{y}_{(1)}}}\right) e^{-\frac{1}{\mathcal{G}_{z\widetilde{y}_{(1)}}}u}\left[\breve{a}_2^{(n)}u^2 + \breve{a}_1^{(n)}u + \breve{a}_0^{(n)}\right] du \tag{5.82}$$

$$\approx \left[2\breve{a}_2^{(n)}\mathcal{G}_{z\widetilde{y}_{(1)}}^2 + \breve{a}_1^{(n)}\mathcal{G}_{z\widetilde{y}_{(1)}} + \breve{a}_0^{(n)}\right]\left[\log_e\left(N_0'\right) + e^{\frac{N_0'}{\mathcal{G}_{z\widetilde{y}_{(1)}}}}\,E_1\left(\frac{N_0'}{\mathcal{G}_{z\widetilde{y}_{(1)}}}\right)\right] +$$

$$\left[2\breve{a}_2^{(n)}\mathcal{G}_{z\widetilde{y}_{(1)}}^2 + \breve{a}_1^{(n)}\mathcal{G}_{z\widetilde{y}_{(1)}}\right] e^{\frac{N_0'}{\mathcal{G}_{z\widetilde{y}_{(1)}}}}\,E_2\left(\frac{N_0'}{\mathcal{G}_{z\widetilde{y}_{(1)}}}\right) +$$

$$2\breve{a}_2^{(n)}\mathcal{G}_{z\widetilde{y}_{(1)}}^2\,e^{\frac{N_0'}{\mathcal{G}_{z\widetilde{y}_{(1)}}}}\,E_3\left(\frac{N_0'}{\mathcal{G}_{z\widetilde{y}_{(1)}}}\right), \tag{5.83}$$

donde $\mathcal{G}_{z\widetilde{y}_{(1)}} = \mathbb{E}\{Z_k \widetilde{Y}_{(1)}\}$, mientras que los coeficientes de corrección $\left\{\breve{a}_l^{(n)}\right\}$ (con $l = 0, \ldots, 2$) se derivan de forma analítica a partir de los dos primeros momentos de la RV $Z_k\widetilde{Y}_{(1)}$, i.e.,

$$\breve{a}_2^{(n)} = \left(4^{N_{cd}-2}\right)\left[\frac{(n-1)(n+1)^2}{(n+2)}\right], \tag{5.84}$$

$$\breve{a}_1^{(n)} = -\left(2^{N_{cd}-1}\right)\left[\frac{(n-1)(n+1)}{(n+2)}\right], \tag{5.85}$$

$$\breve{a}_0^{(n)} = \left(\frac{3}{2}\right)\left[\frac{(n+1)}{(n+2)}\right]. \tag{5.86}$$

Por último, reemplazando los contenidos de las ecuaciones (5.28) y (5.83)-(5.86) en (5.74), se arriba a la fórmula final deseada, la cual nos permite estimar la tasa de transmisión efectiva que se puede conseguir por haz (i.e., usuario) cuando la BS dispone de CDI cuantizada y CQI-SIR para implementar un esquema SDMA oportunístico en transmisión.

5.4.3.1. Régimen de Baja Potencia

Un diagramador mulitusuario que emplea los reportes de CQI-SIR para seleccionar al conjunto de usuarios a transmitir no provee ganancia por MUD alguna cuando trabaja en un régimen de baja potencia de transmisión (sea cual sea el número de usuarios activos dentro del sistema). El origen de este comportamiento se debe a que al no disponer de información de magnitud de canal en transmisión, la BS selecciona a los integrantes del conjunto de usuarios a transmitir sin tener en cuenta cuál es el valor de norma de canal instantánea que experimentan en recepción. En consecuencia, el comportamiento de todo esquema SDMA con CQI-SIR en esta circunstancia es idéntica a la que se obtuvo para un esquema SDMA sin CQI (ver Sección 5.3.3).

5.4.3.2. Régimen de Alta Potencia

De acuerdo con el modelo de señalización de CSIT que se presentó en la Sección 5.2.2, la CDI que experimentan los usuarios móviles en recepción sólo se puede conocer en forma cuantizada en el extremo transmisor. En consecuencia, la tasa de transmisión alcanzable cuando se implementa un esquema SDMA con CQI-SIR en esta situación sigue teniendo un comportamiento limitado por interferencia cuando se trabaja en un régimen de alta SNR. Es importante aclarar que el límite de desempeño asintótico en esta circunstancia no es constante; por lo contrario, el mismo se incrementa en forma logarítmica con la cantidad de usuarios n que reportan una misma palabra código de CDI.

La fórmula cerrada que caracteriza esta cota superior de comportamiento se obtiene al reemplazar las expresiones de ganancia de SNR de la ecuación (5.79) y la figura de desvanecimiento

de la ecuación (5.81) en la cota asintótica de desempeño que se presentó en (5.34). Posteriormente, luego de realizar algunas operaciones matemáticas relativamente sencillas en la expresión resultante, se arriba a la siguiente fórmula final:

$$\lim_{P_t \to \infty} C_{(n)}^{\mathrm{SIR}}(P_t) \approx \log_2(e) \left(\frac{n + \frac{3}{2}}{n+2} \right) + \log_2 \left[2^{N_{cd}} (n+1) \right]. \tag{5.87}$$

Es importante aclarar que la expresión anterior se reduce a

$$\lim_{P_t \to \infty} C_{(n)}^{\mathrm{SIR}}(P_t) \approx N_{cd} + \log_2(n) \qquad n \gg 1, \tag{5.88}$$

cuando el número de usuarios participantes es grande. En consecuencia, cuando se trabaja en un régimen de alta potencia de transmisión, una estrategia de diagramación multiusuario que utiliza reportes de CQI-SIR para llevar a cabo las decisiones de diagramación en transmisión posee una cota superior de desempeño para la ganancia por MUD que se incrementa en forma logarítmica con la cantidad de usuarios activos [72]. Notar que este comportamiento es diferente al que se observó para sistemas TDMA combinados con diagramación oportunística, donde la mejora en la tasa de transmisión que se reportó a nivel de sistema por efecto de la ganancia por MUD era solamente proporcional al doble-logaritmo del número de usuarios participantes.

5.5. Análisis de Equidad en el Corto Plazo

El índice de equidad de un esquema de diagramación (selección) de usuarios mide cuán justo (equitativo) es el reparto de los recursos comunes del sistema entre todos los usuarios participantes de la comunicación. En la práctica, el grado de equidad de un mecanismo de diagramación oportunístico se debe evaluar siempre dentro de una ventana de tiempo de longitud finita (i.e., W). Los algoritmos de diagramación que proveen un índice de equidad alto dentro de una ventana de tiempo de longitud relativamente pequeña se los clasifica como *equitativos en el corto término* (short-term fair), mientras que los algoritmos de diagramación que solamente alcanzan un índice de equidad aceptable para valores de ventana de tiempo relativamente grandes se los denomina *equitativos en forma asintótica* (asymptotically fair). En base estas definiciones, se puede observar de forma directa que todo algoritmo de diagramación oportunístico que es equitativo en el corto término también lo es en forma asintótica.

Construir un algoritmo de diagramación oportunísticos que provea garantías estrictas de equidad en el corto término es muy importante a la hora de diseñar un esquemas de transmisión que sean implementable en un canal de comunicación inalámbrico práctico. La importancia de este comportamiento radica en el hecho de que los servicios inalámbricos móviles suelen estar constituidos por varios protocolos de red en diferentes capas, donde cada uno de estos protocolos poseen generalmente temporizadores de control que interactúan entre sí de una forma difícil de

predecir. Normalmente, la expiración del temporizador de un protocolo representa un evento negativo dentro de la conexión extremo-a-extremo en el nivel de capa correspondiente. Este tipo de suceso se lo suele interpretar como un indicador de congestión y/o pérdida de conexión entre ambos extremos del enlace de comunicación (disparando en consecuencia mecanismos de control de conexión para superar esta hipotética situación problemática) [77]. Por esto, disponer de garantías estrictas de equidad en el corto plazo es una característica muy importante que debe satisfacer todo procedimiento de diagramación oportunístico que explote la ganancia por MUD de un medio de comunicación inalámbrico práctico.

Diferentes métricas de equidad en el corto plazo fueron introducidas en la literatura en los últimos años. Entre todos estos indicadores, se destaca una métrica de desempeño muy popular, conocida con el nombre de JFI. Esta métrica de equidad en el corto término fue ideada por Jain *et al.* en [78], como una forma práctica de caracterizar cuantitativamente cómo se reparten los recursos comunes de un sistema entre todos sus usuarios activos. Posteriormente, el JFI fue utilizado en trabajos como [1, 79], con el propósito de analizar cuál era el grado de equidad en el corto plazo que proveían distintos algoritmos de diagramación oportunísticos. El JFI de un usuario arbitrario k sobre una ventana de tiempo deslizante de longitud finita W viene dado por la relación

$$\mathcal{J}_k(W) = \frac{\mathbb{E}_W^2\{R_k\}}{\mathbb{E}_W\{R_k^2\}} = \frac{\mathbb{E}_W^2\{R_k\}}{\mathbb{E}_W^2\{R_k\} + \mathrm{Var}_W\{R_k\}}, \tag{5.89}$$

donde R_k es una RV que describe estadísticamente la cantidad de recursos comunes del sistema que se le asignan al usuario k en un intervalo de transmisión específico, $\mathbb{E}_W\{R_k\}$ representa el valor de esperanza matemática para R_k dentro de una ventana de tiempo de longitud W (ranuras de tiempo), mientras que $\mathrm{Var}_W\{R_k\}$ identifica la variancia de la RV R_k en la misma ventana de tiempo.

El JFI posee una serie de propiedades que lo transforma en una métrica de desempeño muy apropiada para evaluar el nivel de equidad en la asignación de recursos comunes en un sistema compartido. Por ejemplo, el JFI posee un comportamiento continuo y su valor se encuentra siempre acotado en el intervalo $[0, 1]$. Además, el valor específico que adopta el JFI no depende de la cantidad de recursos comunes a compartir, ni de la cantidad de usuarios participantes en el reparto de los recursos comunes del sistema (se puede aplicar tanto en tamaños de poblaciones finitas como infinitas). Por último, vale la pena destacar que el JFI se puede expresar también como un porcentaje. Por ejemplo, un esquema de diagramación oportunístico que provee un JFI igual a 0,8 se puede interpretar como equitativo (justo) para el 80 % de los usuarios participantes, e inequitativo (injusto) para el 20 % de los usuarios restantes. A pesar de que una distribución idealmente equitativa de recursos tiene que dar como resultado un valor de JFI unitario, los valores superiores a 0,95 se suelen considerar típicamente como indicadores de un grado de equidad excelente.

La asignación de recursos se puede medir a partir del número de ranuras de tiempo asignadas a un usuario específico (dentro de una ventana de tiempo W), o bien en término de la tasa de transmisión de datos que experimenta dicho usuario durante el transcurso de las ranuras de tiempo que se le asignan (en la ventana de tiempo W). Es importante aclarar que en el presente capítulo nos enfocamos en analizar la segunda definición de asignación de recursos (i.e., tasa de transmisión), porque alcanzar un reparto equitativo de ranuras de tiempo en presencia de un sistema inalámbrico con desvanecimiento no implica necesariamente que se esté compartiendo en forma equitativa la tasa de transmisión de datos disponibles a nivel de sistema. Las curvas que evalúan el grado de equidad (en el reparto de la tasa de transmisión del sistema) que proveen los distintos esquemas de diagramación oportunísticos que se estudian en este capítulo se presentan en la Sección 5.6.3, con el propósito de identificar de forma cuantitativa cuál es el grado de equidad en el corto término que se sacrifica con el objetivo de obtener una ganancia por MUD adicional en un esquema de transmisión SDMA oportunístico con CSIT parcial.

5.6. Análisis de Desempeño: Tasa de Transmisión versus Equidad

En esta sección se estudia la tasa de transmisión suma alcanzable en un sistema MU-MIMO que dispone de ambos tipos de CSIT parcial (i.e., CDI cuantizada y CQI) para llevar adelante los procesos de selección de usuarios y precodificación lineal en transmisión. Concretamente, la idea es caracterizar el comportamiento del esquema ZFBF en un canal inalámbrico equipado con dos elementos de antena en transmisión (i.e., $M_t = 2$), cuando se lo combina con tres procedimientos de diagramación multiusuario diferentes (i.e., ORR puro, ORR híbrido y SUS) en presencia de dos definiciones de CQI distintas (i.e., CQI-Norm y CQI-SIR). El objetivo principal de esta sección es modelar el desempeño de diferentes esquemas de transmisión multiusuario oportunísticos, utilizando para tal propósito los resultados intermedios que se derivaron en la Sección 5.3 y 5.4.

Los tres tipos de algoritmos de diagramación multiusuario que se estudian en esta parte de la Tesis seleccionan en cada instancia de transmisión un par de usuarios que reportan palabras código de CDI ortogonales entre sí, pero difieren en la forma que utilizan la información de CQI en las decisiones de diagramación (i.e., cuando existen varios usuarios reportando una misma palabra código de CDI hacia la BS). Notar que cuando por particularidades propias del escenario de trabajo el algoritmo de diagramación no puede encontrar un par de usuarios ortogonales en transmisión en una determinada instancia de tiempo (e.g., cuando no se verifica que $K \gg M_t$), la BS puede proceder de dos formas diferentes, a saber:

1. Asignar el uso de todos los recursos comunes del sistema a un único usuario (i.e., aplicar una estrategia TDMA en transmisión), o bien

2. Resignar el uso de los recursos comunes del sistema en dicha instancia de tiempo.

Si bien la primera alternativa de trabajo es la más razonable de incorporar en el diseño de un sistema de comunicación inalámbrico real, en este capítulo de la Tesis nos avocamos a estudiar el comportamiento de la segunda estrategia. Recordar que el propósito de nuestro estudio es proveer una caracterización representativa del comportamiento de los esquemas de transmisión TDMA y SDMA cuando trabajan de forma independiente en un sistema MU-MIMO de este tipo. En base a esta simplificación, se puede dejar de lado el estudio de las interacciones complejas que pueden tener lugar en aquellos escenarios de trabajo donde se permite que ambas estrategias coexistan en forma simultánea, las cuales dificultarían sin duda alguna la interpretación apropiada de los resultados que se pueden observar en esta circunstancia.

5.6.1. Capacidad Suma Canal MU-MIMO con CDI (sin CQI)

En esta parte se analiza la tasa de transmisión suma alcanzable a nivel de sistema en ausencia de CQI, cuando la BS aplica una estrategia SDMA para servir a un par de usuarios semi-ortogonales en transmisión (según la CDI que reportan). Con este propósito, se trabaja en estudiar el desempeño del esquema ZFBF cuando se lo combina con una estrategia de selección de usuarios sencilla, conocida con el nombre de diagramación ORR pura [4]. En este esquema de diagramación, los miembros del conjunto de usuarios a transmitir se seleccionan de manera secuencial, teniendo en cuenta únicamente la compatibilidad espacial que existe entre los candidatos elegidos en el extremo transmisor. Es importante observar que, la tasa de transmisión suma que se consigue cuando se aplica ZFBF con diagramación ORR pura es equivalente a la que se obtiene combinando ZFBF con PFS, cuando el parámetro t_c (i.e., la longitud de la ventana de tiempo deslizante) se ajusta para optimizar el grado de equidad en el corto plazo del sistema (i.e., $t_c \to \infty$).

En esta circunstancia, la tasa de transmisión suma alcanzable viene dada por la relación

$$C_{\text{orr}}\left(P_t\right) = 2\, C_k\left(P_t\right), \tag{5.90}$$

donde la aproximación cerrada para modelar el comportamiento de $C_k\left(P_t\right)$ se derivó en la Sección 5.3.3. En esta parte, nos enfocamos en interpretar el desempeño de la tasa de transmisión por haz (i.e., usuario) cuando se implementa una estrategia SDMA en transmisión en ausencia de reportes de CQI. No obstante, es importante aclarar que la tasa de transmisión suma alcanzable a nivel de sistema en un canal MU-MIMO con este tipo de CSIT parcial se analizará posteriormente en la Sección 5.6.3.

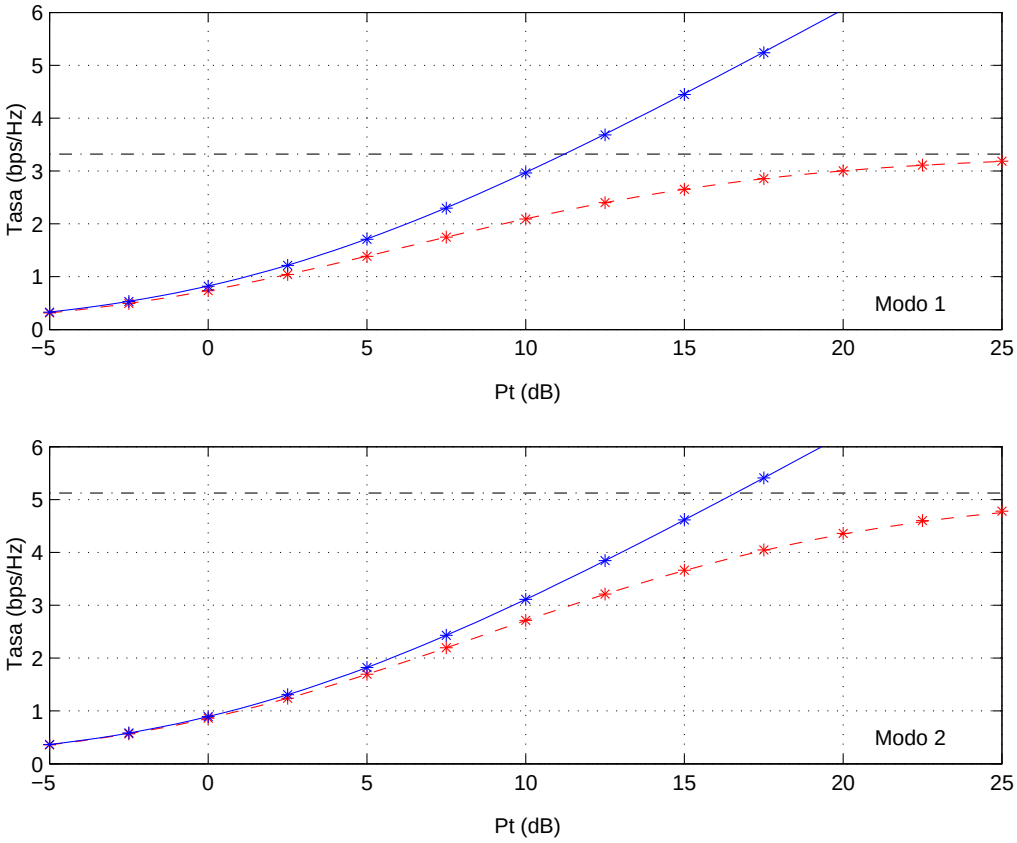

Figura 5.2: Tasa de datos alcanzable por usuario con señalización CL TD en función de la potencia de transmisión (i.e., P_t) cuando $M_t = 2$ y $N_{cd} = 2, 4$ [bits] (régimen de sistema alto, sin CQI). Las curvas continuas (en azul) hacen referencia a TDMA-RR cuando la potencia total se normaliza a $\frac{P_t}{2}$. Las curvas discontinuas (en rojo) corresponden a la tasa de datos por haz cuando se aplica ZFBF-ORR puro, mientras que las líneas discontinuas-puntuadas (en negro) identifican el comportamiento asintótico en esta circunstancia, según (5.34). En todos los casos, los valores puntuales ('*') se obtuvieron por simulación numérica.

La Fig. 5.2 muestra la tasa de transmisión alcanzable por usuario para ZFBF con diagramación ORR pura y TDMA con diagramación RR, cuando la CDI cuantizada en transmisión se reporta de acuerdo a los modos de señalización CL TD que incorpora la interfaz FDD de UTRA. Las curvas discontinuas (en rojo) representan la tasa de transmisión alcanzable por haz cuando se implementa un esquema ZFBF-ORR puro, en concordancia con los resultados de la aproximación analítica (5.25). Por otro lado, las curvas continuas (en azul) muestran la tasa de transmisión alcanzable a nivel de sistema cuando se implementa un esquema TDMA-RR, según lo que se puede apreciar en la fórmula (5.38). En esta figura se incluye también el comportamiento asintótico del esquema ZFBF-ORR puro, el cual viene dado por las líneas discontinuas-punteadas (en negro), de acuerdo al comportamiento que se reportó en la fórmula (5.34). Para realizar una comparación justa entre ambas estrategias de transmisión, la potencia total que aplica el esquema TDMA-RR en transmisión se normaliza para que sea idéntica a la potencia que asigna el esquema ZFBF-ORR puro por usuario seleccionado. Notar que en concordancia con el análi-

sis teórico que se presentó en las Secciones 5.3.3 y 5.3.4, las tasas de transmisión alcanzables cuando se aplica TDMA-RR y ZFBF-ORR puro tienden a ser idénticas a medida que la potencia de transmisión disminuye. Por último, vale la pena aclarar que en todos los casos, los valores puntuales ('*') se obtuvieron a partir de simulaciones numéricas; los mismos se incluyen como una forma de validar empíricamente los resultados analíticos que se derivaron durante el desarrollo del presente capítulo.

5.6.2. Capacidad Suma Canal MU-MIMO con CDI (con CQI)

En esta parte de la Tesis se extiende el estudio de la sección anterior a un sistema MU-MIMO que dispone de ambos tipos de CSIT parcial en transmisión; i.e., cuando se considera que la BS tiene conocimiento de la CDI cuantizada y la CQI que experimentan las MSs en recepción, para ejecutar el procedimiento de selección de los usuarios a transmitir (a los cuales se les enviará posteriormente información en forma simultánea aplicando una estrategia SDMA). Con este propósito, se trabaja en estudiar el desempeño del esquema ZFBF cuando se lo combina con dos estrategias ORR híbridas, conocidas con los nombres de Round-Robin Ortogonal con CQI-Norm (ORR-Norm) y Round-Robin Ortogonal con CQI-SIR (ORR-SIR), según el tipo de CQI que reportan las MSs en cada situación. Estas estrategias ORR híbridas fueron introducidas por primera vez por Dowhuszko *et al.* en [4], como una versión mejorada del esquema ORR puro. La idea básica detrás de estos esquemas ORR híbridos es bien sencilla: garantizar un determinado grado de equidad en el corto plazo seleccionando al usuario primario en función de su tiempo de espera (en la cola de transmisión), explotando al mismo tiempo parte de la ganancia por MUD disponible en el medio inalámbrico eligiendo como usuario secundario al candidato que reporte el mejor valor de CQI (entre todos los candidatos que sean compatibles espacialmente en transmisión respecto al usuario primario).

En consecuencia, la tasa de transmisión suma alcanzable a nivel de sistema cuando se implementan estas estrategias ORR híbridas en transmisión viene dada por la expresión

$$C_{\text{orr}}^{\text{CQI}}\left(P_t,K\right)=C_k\left(P_t\right)+\sum_{n=1}^{K-1}\left\{\left[\binom{K-1}{n}\left(2^{-N_{cd}}\right)^n\left(1-2^{-N_{cd}}\right)^{K-n-1}\right]C_{(n)}^{\text{CQI}}\left(P_t\right)\right\}, \qquad (5.91)$$

donde N_{cd} representa el número de bits que se emplea para señalizar la CDI que experimentan las MSs en recepción. El primer término en la ecuación (5.91) identifica la tasa de transmisión alcanzable por el usuario primario que se selecciona en modalidad RR (ver Sección 5.3.3), mientras que el segundo término aproxima la tasa de transmisión alcanzable por el usuario secundario que se elige de acuerdo a la CQI-Norm (ver Sección 5.4.2) o a la CQI-SIR (ver Sección 5.4.3) que reporta.

Por otro lado, el límite superior de desempeño de un esquema ZFBF-PFS se obtiene cuando el parámetro t_c se ajusta para maximizar la tasa de transmisión suma alcanzable a nivel de sistema

(i.e., cuando $t_c \to 0$). En otras palabras, la cota superior de desempeño en esta circunstancia se consigue cuando la tasa de transmisión instantánea que reportan los usuarios activos *no se normaliza* respecto a la tasa de transmisión media (estimada en un horizonte finito), en forma previa a la ejecución del proceso de selección de usuarios en transmisión. Este procedimiento equivale a seleccionar en cada momento al conjunto de usuarios activos que maximiza la tasa de datos suma alcanzable a nivel de sistema, por supuesto, resignando la posibilidad de implementar mecanismos de control que eleven la prioridad de elegibilidad a aquellos usuarios que están recibiendo una menor cantidad de recursos en la ventana de tiempo finita (i.e., sin optimizar el grado de equidad en el corto plazo para todos los usuarios participantes de la comunicación).

De acuerdo con lo que se pudo apreciar en la Sección 5.2.3, el algoritmo de diagramación SUS provee un mecanismo simple para identificar un conjunto de usuarios semi-ortogonales en transmisión, con valores elevados de CQI en recepción. En esta circunstancia, la tasa de transmisión suma alcanzable a nivel de sistema viene dada por la relación

$$C_{\text{sus}}^{\text{CQI}}(P_t, K) \lessapprox C_{(K)}^{\text{CQI}}(P_t) + \sum_{n=1}^{K-1} \left\{ \left[\binom{K-1}{n} \left(2^{-N_{cd}}\right)^n \left(1-2^{-N_{cd}}\right)^{K-n-1} \right] C_{(n)}^{\text{CQI}}(P_t) \right\}. \quad (5.92)$$

El primer término en la ecuación (5.92) representa la tasa de transmisión alcanzable por el usuario con mejor valor de CQI entre todos los usuarios activos del sistema (i.e., usuario primario), mientras que el segundo término aproxima la tasa de transmisión que soporta el usuario con mejor valor de CQI, entre todos los usuarios que son compatibles espacialmente respecto al usuario primario previamente seleccionado (i.e., usuario secundario). Recordar que la compatibilidad espacial de los posibles candidatos secundarios se analiza en función del grado de ortogonalidad que existe entre las palabras código de CDI que reportan ambos tipos de usuarios (i.e., primarios y secundarios).

Es importante aclarar que la expresión final (5.92) es en realidad un límite superior ajustado del desempeño de un esquema ZFBF-SUS, ya que en esta circunstancia, la suposición de independencia entre las estadísticas ordenadas de las tasa de datos alcanzables por los usuarios individuales en ambos términos de esta fórmula deja de ser válida (a diferencia de lo que ocurría cuando se aplicaban los esquemas ZFBF-ORR puro o ZFBF-ORR híbrido). Por último, es importante recordar que en esta parte de la sección nos enfocamos en estudiar la tasa de transmisión que se puede conseguir por haz (i.e., usuario) cuando se implementa una estrategia SDMA en transmisión, considerando que los usuarios reportan distintos tipos de CQI. No obstante, la caracterización de la tasa de transmisión suma alcanzable a nivel de sistema en un canal MU-MIMO con ambos tipos de CSIT parcial (i.e., CDI cuantizada y CQI) se llevará a cabo posteriormente en la Sección 5.6.3, cuando se estudie el desempeño de los esquemas ZFBF-ORR híbridos y ZFBF-SUS en presencia de ambas definiciones de CQI por separado.

En la Fig. 5.3 y la Fig. 5.4 se pueden apreciar las tasas de transmisión alcanzables por usuario para ZFBF con diagramación ORR híbrida, cuando la selección de los usuarios en transmisión

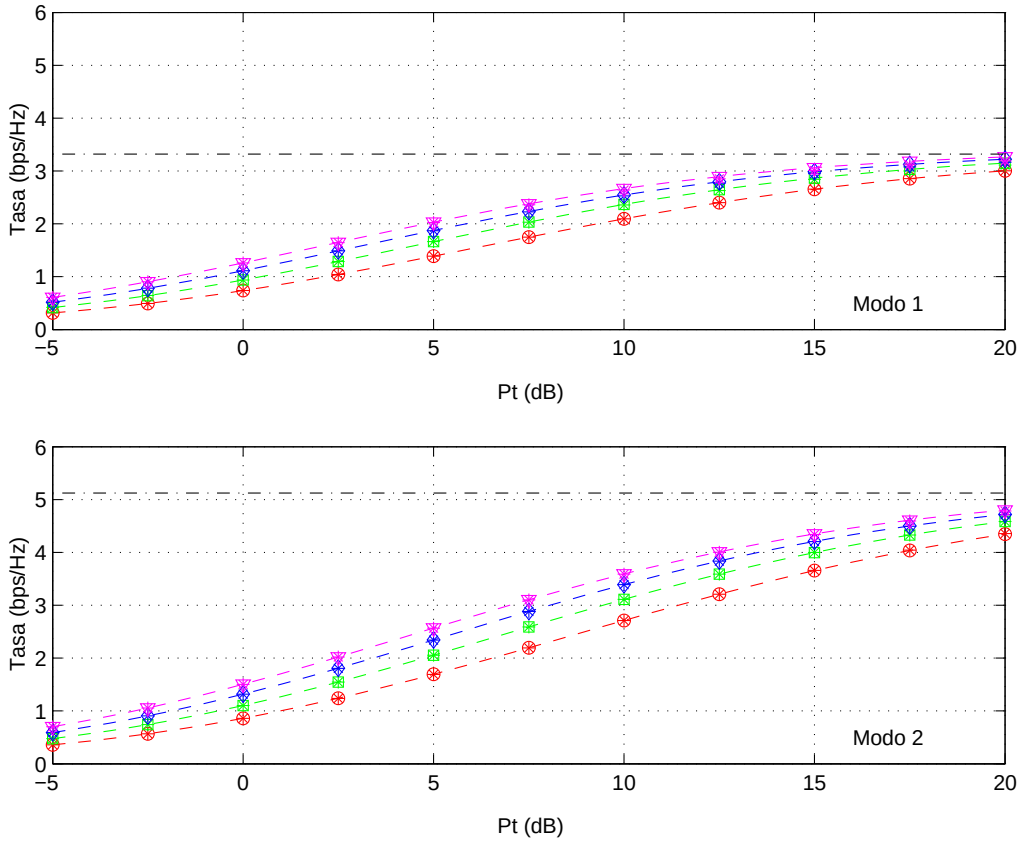

Figura 5.3: Tasa de datos alcanzable por usuario con señalización CL TD en función de la potencia de transmisión (i.e., P_t) cuando $M_t = 2$ y $N_{cd} = 2, 4$ [bits] (régimen de sistema alto, con CQI-Norm). Las curvas discontinuas con círculos (en rojo), cuadrados (en verde), rombos (en azul) y triángulos (en magenta) corresponden a la tasa de datos por haz cuando se aplica ZFBF-ORR híbrido (con CQI-Norm) para diferentes números de usuarios por palabra código de señalización (i.e., $n = 1, 2, 4, 8$). Las líneas discontinuas-puntuadas (en negro) identifican el comportamiento asintótico en esta circunstancia, según (5.34). En todos los casos, los valores puntuales ('*') se obtuvieron por simulación numérica.

se ejecuta según la CQI-Norm o la CQI-SIR que experimentan en recepción, respectivamente (considerando que la CDI cuantizada se reporta según los modos de señalización CL TD que incorpora la interfaz FDD de UTRA). Las curvas discontinuas con círculos (en rojo), discontinuas con cuadrados (en verde), discontinuas con rombos (en azul) y discontinuas con triángulos (en magenta), representan la tasa de datos alcanzable por haz cuando se implementa un esquema ZFBF-ORR híbrido, para diferentes números de usuarios reportando una misma palabra código de CDI (i.e., $n = 1, 2, 4, 8$). Notar que estas curvas de desempeño se encuentran en concordancia con los resultados de las aproximaciones analíticas que se presentaron en las fórmulas (5.47) y (5.74), respectivamente, según el tipo de CQI disponible en la BS para llevar adelante el procedimiento de selección de usuarios en transmisión. En base a estas curvas, se observa claramente que el empleo de CQI-Norm posee un desempeño superior en sistemas de comunicación multiusuario limitados por ruido (i.e., baja potencia de transmisión), mientras que el uso de

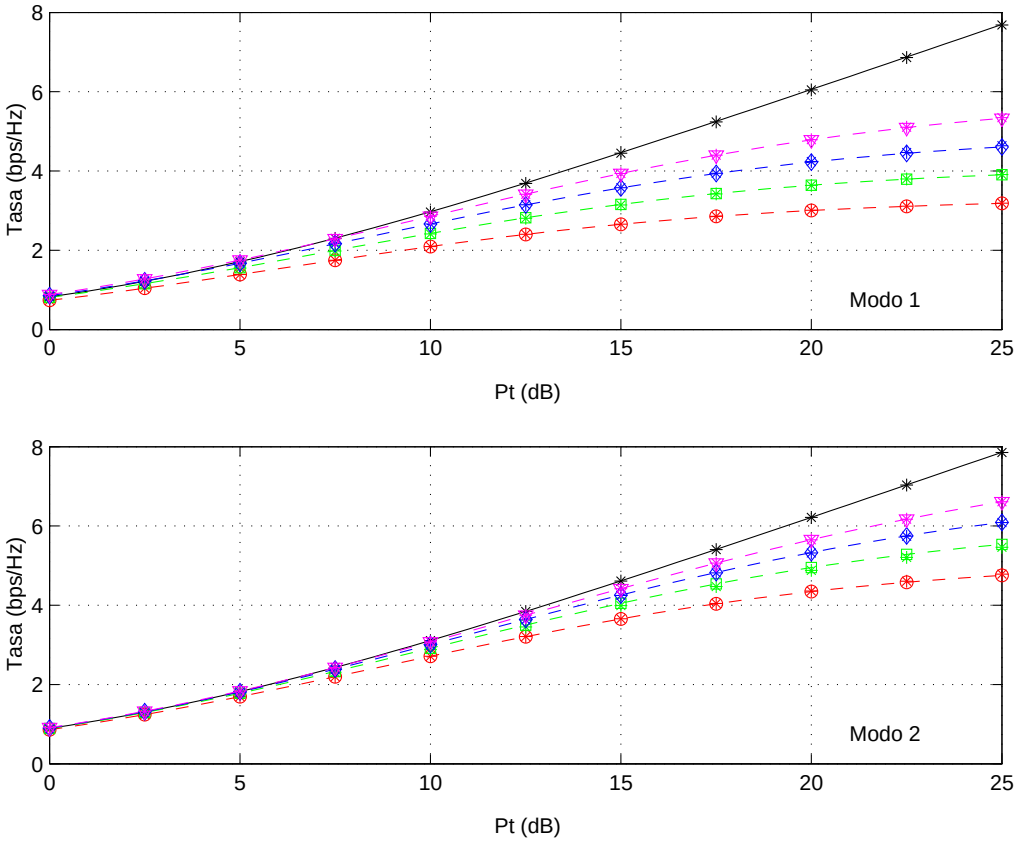

Figura 5.4: Tasa de datos alcanzable por usuario con señalización CL TD en función de la potencia de transmisión (i.e., P_t) cuando $M_t = 2$ y $N_{cd} = 2, 4$ [bits] (régimen de sistema alto, con CQI-SIR). Las curvas continuas (en negro) hacen referencia a TDMA-RR cuando la potencia total se normaliza a $\frac{P_t}{2}$. Las curvas discontinuas con círculos (en rojo), cuadrados (en verde), rombos (en azul) y triángulos (en magenta) corresponden a la tasa de datos por haz cuando se aplica ZFBF-ORR híbrido (con CQI-SIR) para diferentes números de usuarios por palabra código de señalización (i.e., $n = 1, 2, 4, 8$). En todos los casos, los valores puntuales ('*') se obtuvieron por simulación numérica.

CQI-SIR funciona mejor cuando el sistema de comunicación multiusuario se encuentra limitado por interferencia (i.e., alta potencia de transmisión).

A modo comparativo, en la Fig. 5.3 se incluye también el comportamiento asintótico en régimen de alta potencia del esquema ZFBF-ORR híbrido para CQI-Norm, el cual viene dado por las líneas discontinuas-punteadas (en negro), de acuerdo a lo que se reportó en la fórmula (5.34). De una forma similar, en la Fig. 5.4 se muestra también la tasa de transmisión alcanzable a nivel de sistema cuando se aplica un esquema TDMA-RR, el cual se encuentra representado por las curvas continuas (en negro), en concordancia con lo que se reportó en la fórmula (5.38). Para realizar una comparación justa entre ambas estrategias de transmisión en esta circunstancia, la potencia total que aplica el esquema TDMA-RR se normaliza para que sea idéntica a la potencia que asigna el esquema ZFBF-ORR híbrido por cada usuario seleccionado. Notar que en concordancia con el análisis teórico que se presentó en las Secciones 5.4.2 y 5.4.3, se puede

observar que:

1. Las tasas de transmisión alcanzables cuando se aplica ZFBF-ORR híbrido (con CQI-Norm) poseen siempre el mismo comportamiento asintótico a medida que la potencia de transmisión aumenta, para cualquier número de usuarios activos dentro del sistema (ver Fig. 5.3), mientras que

2. Las tasas de transmisión alcanzables cuando se aplica TDMA-RR y ZFBF-ORR híbrido (con CQI-SIR) tienden a ser idénticas a medida que la potencia de transmisión disminuye, sea cual sea el número de usuarios activos (ver Fig. 5.4).

Por último, vale la pena aclarar que en todos los casos, los valores puntuales ('*') se obtuvieron a partir de simulaciones numéricas; los mismos se incluyen en ambas figuras como una forma de validar empíricamente los resultados analíticos que se derivaron durante el desarrollo del presente capítulo.

5.6.3. Compromiso entre Tasa de Transmisión y Equidad

Finalmente, nos encontramos listos para caracterizar cuál es la interacción que existe entre la tasa de transmisión suma (alcanzable a nivel de sistema) y el grado de equidad (en el reparto de los recursos comunes del sistema), cuando se implementan los distintos esquemas de transmisión oportunísticos que se presentaron anteriormente en un canal MU-MIMO con ambos tipos de CSIT parcial (i.e., CDI cuantizada y CQI). Con este propósito, se buscará identificar:

1. Cuáles son las tasas de datos suma que se pueden conseguir cuando se aplican distintos esquemas TDMA y SDMA oportunísticos, en base a los diferentes resultados teóricos parciales que se desarrollaron en las Secciones 5.3 y 5.4 del presente capítulo.

2. Cómo es el nivel de equidad en el corto término que proveen estas estrategias de transmisión oportunísticas, utilizando para tal propósito la métrica de equidad que se introdujo en Sección 5.6, conocida con el nombre de JFI [78].

Analizando en forma conjunta ambos tipos de estudios, se podrá determinar de manera efectiva cuáles son las soluciones de compromiso de capacidad-equidad que proveen las distintas técnicas de transmisión oportunísticas que se presentaron en esta parte de la Tesis.

En la Fig. 5.5 y la Fig. 5.6 se pueden apreciar las tasas de transmisión suma alcanzables a nivel de sistema cuando se aplican diferentes estrategias TDMA y SDMA oportunísticas, cuando la selección de los usuarios en transmisión se ejecuta según la CQI-Norm o la CQI-SIR que experimentan las MSs en recepción, respectivamente (considerando que la CDI cuantizada

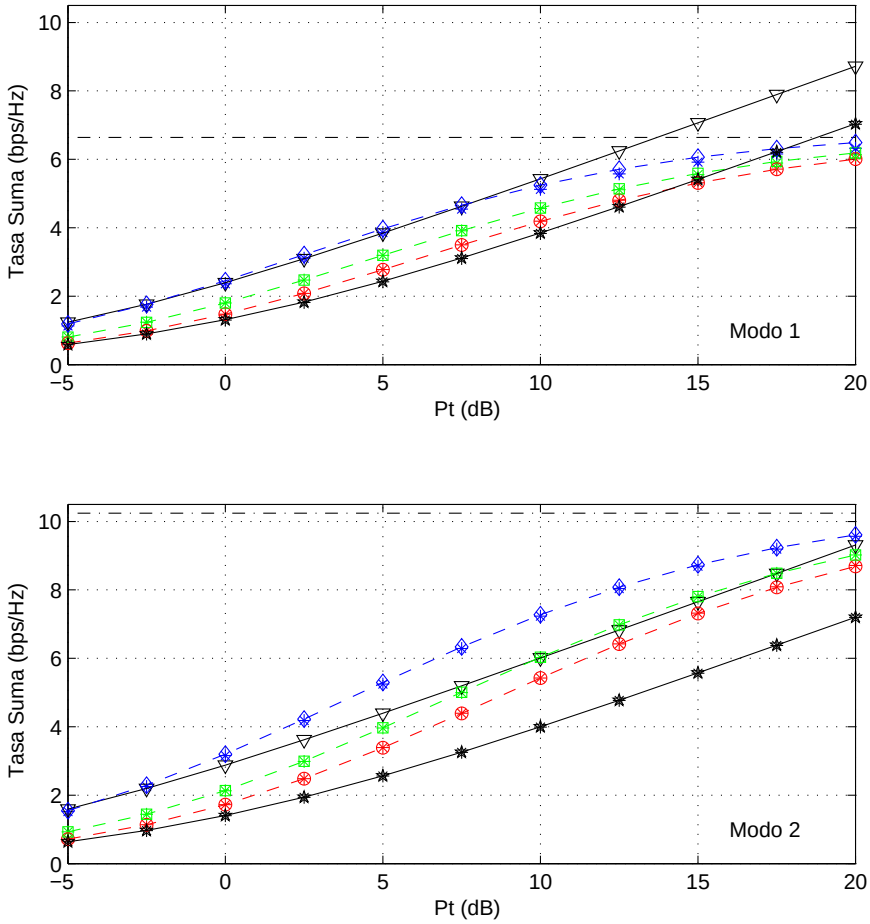

Figura 5.5: Tasa de datos suma con señalización CL TD Modo 1 ($K = 16$) y Modo 2 ($K = 64$) en función de la potencia de transmisión (i.e., P_t) cuando $M_t = 2$ (con CQI-Norm). Las curvas continuas con estrellas y continuas con triángulos (ambas en negro) hacen referencia a TDMA-RR y TDMA con max-SNR, respectivamente. Las curvas discontinuas con círculos (en rojo), cuadrados (en verde) y rombos (en azul) representan el desempeño de ZFBF-ORR puro (cota inferior de ZFBF-PFS), ZFBF-ORR híbrido y ZFBF-SUS (cota superior de ZFBF-PFS), respectivamente. Las líneas discontinuas-puntuadas (en negro) identifican el comportamiento asintótico, según (5.34). Los valores puntuales ('*') se obtuvieron por simulación numérica.

se reporta según los modos de señalización CL TD que incorpora la interfaz FDD de UTRA). Las curvas discontinuas con círculos (en rojo), discontinuas con cuadrados (en verde) y discontinuas con rombos (en azul), representan la tasa de datos suma alcanzable a nivel de sistema cuando se implementa un esquema ZFBF-ORR puro (i.e., cota inferior de ZFBF-PFS en términos de tasa de transmisión), ZFBF-ORR híbrido y ZFBF-SUS (cota superior de ZFBF-PFS en términos de tasa de transmisión), respectivamente. Notar que estas curvas de desempeño se encuentran en concordancia con los resultados de las aproximaciones analíticas que se presentaron en las fórmulas (5.90), (5.91) y (5.92), respectivamente, según el rol que cumplía la CQI disponible en la BS para llevar adelante el procedimiento de selección de usuarios en transmisión.

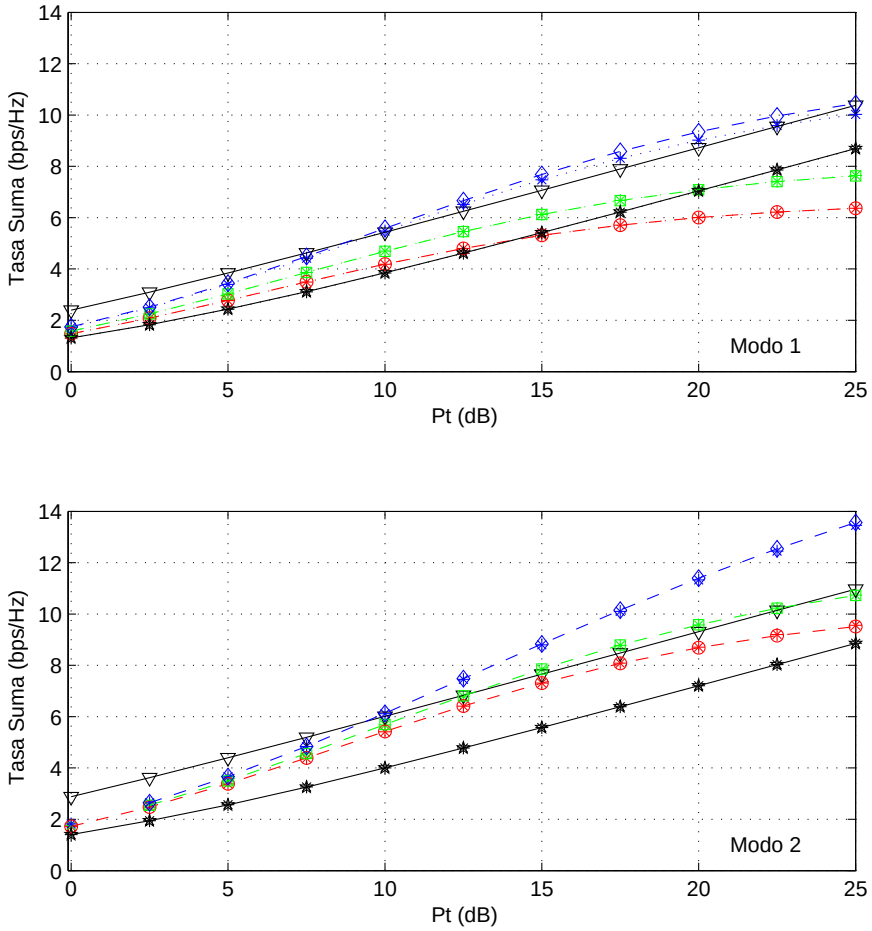

Figura 5.6: Tasa de datos suma con señalización CL TD Modo 1 ($K = 16$) y Modo 2 ($K = 64$) en función de la potencia de transmisión (i.e., P_t) cuando $M_t = 2$ (con CQI-SIR). Las curvas continuas con estrellas y continuas con triángulos (ambas en negro) hacen referencia a TDMA-RR y TDMA con max-SNR, respectivamente. Las curvas discontinuas con círculos (en rojo), cuadrados (en verde) y rombos (en azul) representan el desempeño de ZFBF-ORR puro (cota inferior de ZFBF-PFS), ZFBF-ORR híbrido y ZFBF-SUS (cota superior de ZFBF-PFS), respectivamente. Los valores puntuales ('*') se obtuvieron por simulación numérica.

A modo comparativo, en la Fig. 5.5 se incluye también el comportamiento asintótico en régimen de alta potencia del esquema ZFBF-ORR puro e híbrido para CQI-Norm, el cual viene dado por las líneas discontinuas-punteadas (en negro), de acuerdo a lo que se reportó en la fórmula (5.34). De una forma similar, en la Fig. 5.5 y la Fig. 5.6 se incluyen también las tasas de transmisión alcanzables a nivel de sistema cuando se aplica un esquema TDMA con diagramación RR (curvas continuas con estrellas en negro) y TDMA con diagramación por max-SNR (curvas continuas con triángulos en negro). Recordar que en el esquema TDMA con max-SNR, la BS asigna el uso de la totalidad de los recursos del sistema al usuario que experimenta la mejor magnitud de canal instantánea (o CQI-Norm) en cada instancia de transmisión[2]. La cur-

[2]Notar que en esta circunstancia no tiene sentido hablar de CQI-SIR, ya no existe interferencia mutua entre usuario en recepción (sólo se envía información a un único usuario por vez).

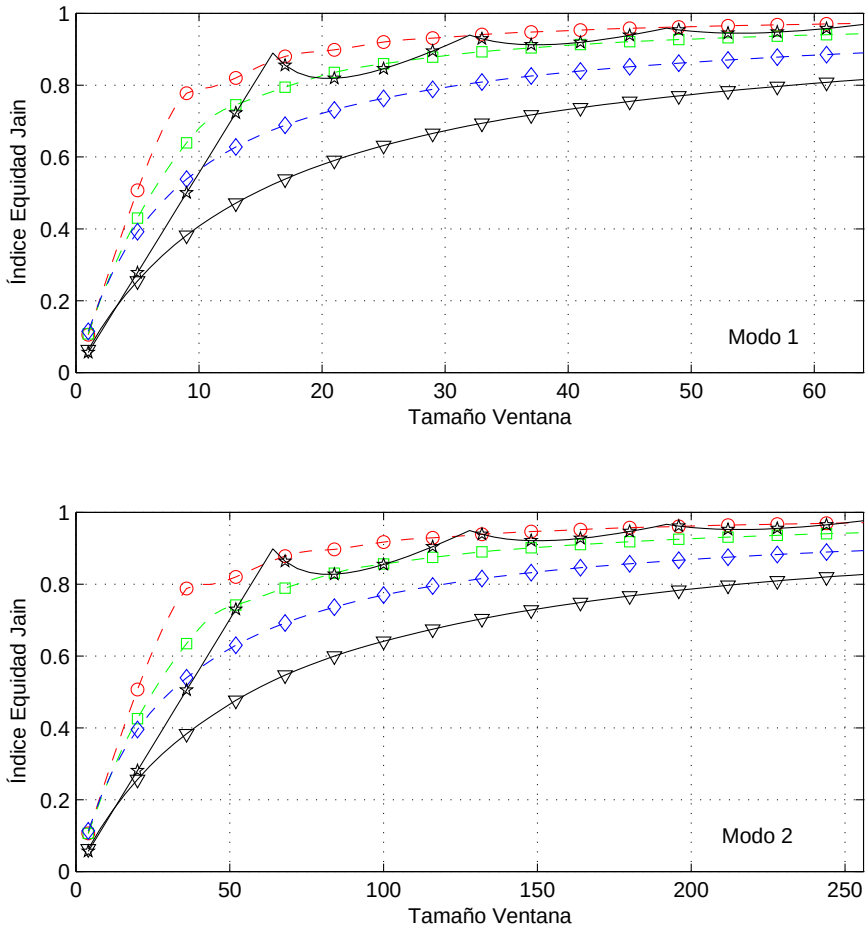

Figura 5.7: Índice de equidad en la tasa de transmisión con señalización CL TD Modo 1 ($K = 16$) y Modo 2 ($K = 64$) en función de la longitud de la ventana de tiempo (i.e., W) cuando $M_t = 2$ ($P_t = 5\,\text{dB}$, con CQI-Norm). Las curvas continuas con estrellas y continuas con triángulos (ambas en negro) hacen referencia a TDMA-RR y TDMA con max-SNR, respectivamente. Las curvas discontinuas con círculos (en rojo), cuadrados (en verde) y rombos (en azul) representan el desempeño de ZFBF-ORR puro (cota superior de ZFBF-PFS), ZFBF-ORR híbrido y ZFBF-SUS (cota inferior de ZFBF-PFS), respectivamente.

va de desempeño para el esquema TDMA-RR corresponde a la aproximación analítica que se presentó en la fórmula (5.38), mientras que la curva de desempeño para el esquema TDMA con SNR máxima (max-SNR) se obtiene a partir de la fórmula (5.36), reemplazando la RV X_k por la máxima estadística ordenada de un conjunto de K RVs i.i.d. con distribución marginal $f_X(x)$ (i.e., χ^2 con $r_x = 4$ grados de libertad y valor medio $\mathcal{G}_x$). Es importante aclarar que el procedimiento analítico en esta circunstancia es similar al que se presentó en las ecuaciones (5.50)-(5.52). Por último, se hace notar que en todos los casos, los valores puntuales ('*') se obtuvieron a partir de simulaciones numéricas, como una forma de validar empíricamente los resultados analíticos que se derivaron durante el desarrollo de los contenidos del presente capítulo.

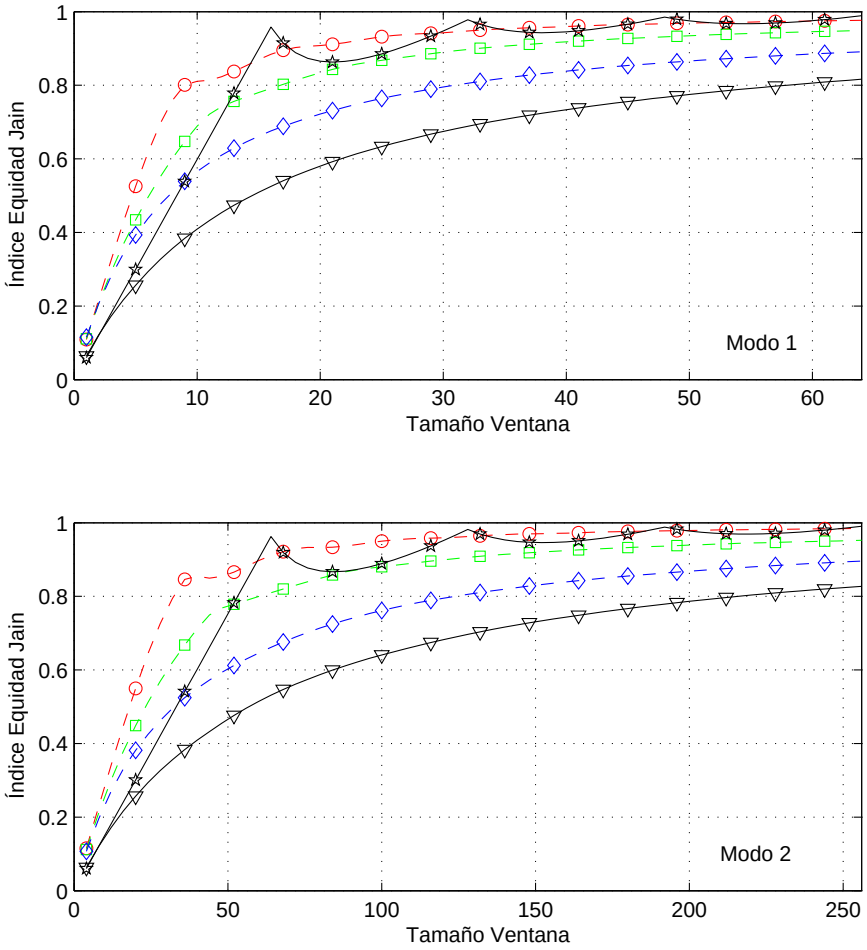

Figura 5.8: Índice de equidad en la tasa de transmisión con señalización CL TD Modo 1 ($K = 16$) y Modo 2 ($K = 64$) en función de la longitud de la ventana de tiempo (i.e., W) cuando $M_t = 2$ ($P_t = 15\,\text{dB}$, con CQI-SIR). Las curvas continuas con estrellas y continuas con triángulos (ambas en negro) hacen referencia a TDMA-RR y TDMA con max-SNR, respectivamente. Las curvas discontinuas con círculos (en rojo), cuadrados (en verde) y rombos (en azul) representan el desempeño de ZFBF-ORR puro (cota superior de ZFBF-PFS), ZFBF-ORR híbrido y ZFBF-SUS (cota inferior de ZFBF-PFS), respectivamente.

El nivel de equidad en el corto término que proveen las diferentes estrategias TDMA y SDMA oportunísticas que se analizaron en las figuras anteriores se presentan en la Fig. 5.7 y la Fig. 5.8, cuando la selección de los usuarios en transmisión se ejecuta de acuerdo a la CQI-Norm o a la CQI-SIR que reportan las MSs, respectivamente (considerando que la CDI cuantizada es compatible con los modos de señalización CL TD de UTRA FDD). Con este propósito, se utiliza el índice de equidad que se presentó en la ecuación (5.89), como una forma efectiva de caracterizar cuantitativamente cómo se reparten los recursos comunes del sistema entre los usuarios activos, para diferentes valores de ventanas de tiempo (i.e., W). Las curvas discontinuas con círculos (en rojo), discontinuas con cuadrados (en verde) y discontinuas con rombos (en azul), representan el índice de equidad que se consigue cuando se implementa un

esquema ZFBF-ORR puro (i.e., cota superior de ZFBF-PFS en términos de equidad en el corto plazo), ZFBF-ORR híbrido y ZFBF-SUS (cota inferior de ZFBF-PFS en términos de equidad en el corto plazo), respectivamente. A modo comparativo, se incluyen también en estas figuras los índices de equidad en el corto plazo que se obtienen cuando se aplica un esquema TDMA-RR (curva continua con estrellas) y TDMA con diagramación por max-SNR (curva continua con triángulos).

Analizando en forma conjunta todas estas figuras (i.e., desde la Fig. 5.5 hasta la Fig. 5.8) se puede observar de una forma bastante directa que, como era de esperar, los esquemas de transmisión que explotan una mayor porción de la ganancia por MUD disponible en el medio inalámbrico requieren un mayor tamaño de ventana de tiempo para alcanzar un nivel de equidad específico (en el reparto de la tasa de transmisión total del sistema). Aunque varias soluciones de compromiso de capacidad-equidad interesantes se pueden identificar al interpretar en forma conjunta la Fig. 5.5 con la Fig. 5.7 y la Fig. 5.6 con la Fig. 5.8 (de acuerdo al tipo de CQI que reportan los usuarios), la conclusión más importante se puede resumir de la siguiente forma: Los esquemas de transmisión que envían información simultánea a un par de usuarios cuidadosamente seleccionados poseen un mejor desempeño (tanto en término de la tasa de transmisión suma como en término de equidad en el corto plazo) que los esquemas que transmiten información a un único usuario por vez en forma secuencial. Se hace notar que esta conclusión es válida para ambos modos de señalización CL TD de UTRA FDD y ambas definiciones de CQI.

Por ejemplo, cuando se compara el desempeño del esquema TDMA-RR con el desempeño del esquema ZFBF-ORR puro, se observa que el último permite obtener una ganancia de capacidad en el orden del 15 % (35 %) respecto al primero en presencia de señalización CL TD Modo 1 (Mode 2), sin que esto afecte de forma significativa el grado de equidad en el corto plato que el esquema TDMA-RR provee. Una serie de resultados similares se obtienen cuando se compara el desempeño del esquema TDMA con diagramación max-SNR con el desempeño del esquema ZFBF-SUS (para ambas definiciones de CQI); sin embargo, es importante aclarar que en esta última situación se resigna parte de la ganancia de capacidad del esquema ZFBF-SUS respecto al esquema TDMA con max-SNR, en virtud de un mejor nivel de equidad relativo en el corto plazo (del primer esquema respecto al segundo). Por último, se hace notar que el caudal de señalización de CDI que se implementa no posee un impacto significativo en el nivel de equidad en el corto plazo que proveen los esquemas de transmisión que se estudiaron en este capítulo; por supuesto, siempre y cuando la relación que existe entre el número total de usuarios del sistema (i.e., K) y la cantidad de palabras código que componen al diccionario de cuantización de CDI (i.e., $N_D = 2^{N_{cd}}$) se mantenga contante. No obstante, es importante aclarar que el caudal de señalización de CDI que se implementa si posee un efecto directo en la ganancia de capacidad de los esquemas de transmisión oportunísticos que se presentaron en esta parte de la Tesis, particularmente cuando el sistema trabaja en una región de alta potencia de transmisión y la

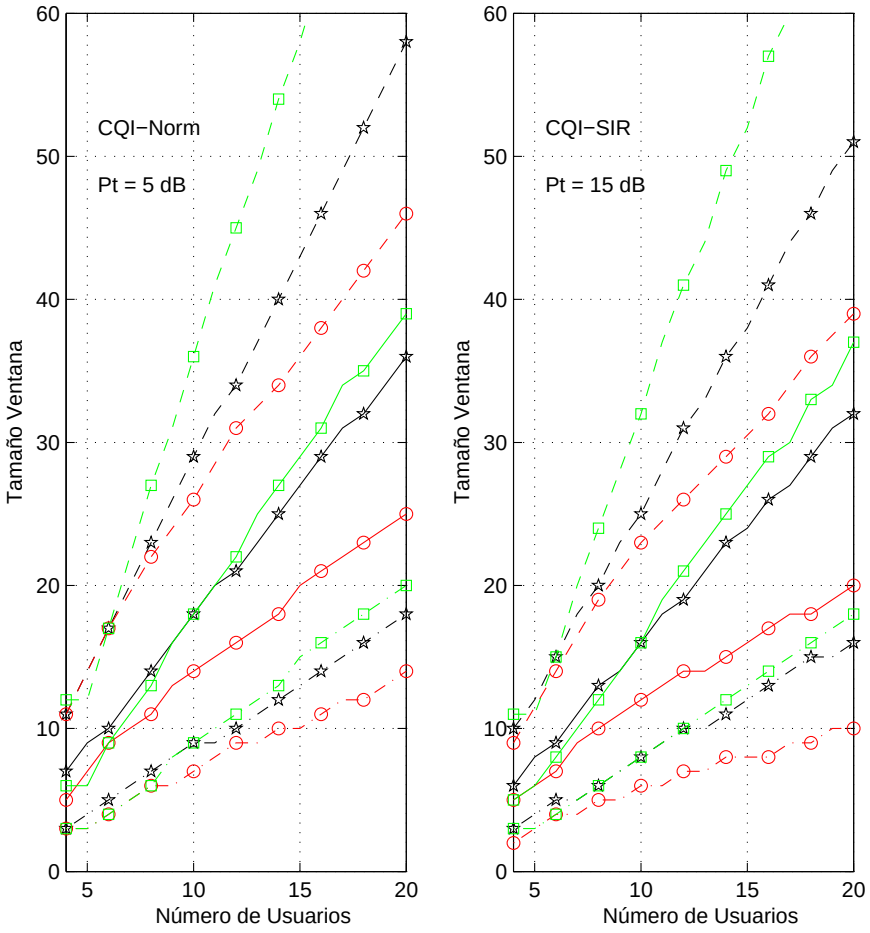

Figura 5.9: Longitud de la ventana de tiempo necesaria para alcanzar un nivel de equidad arbitrario según el número de usuarios activos (i.e., K), en presencia de señalización CL TD Modo 1 para ambas definiciones de CQI: CQI-Norm ($P_t = 5$ dB) y CQI-SIR ($P_t = 15$ dB). Las curvas con círculos (en rojo), estrellas (en negro) y cuadrados (en verde) representan el desempeño de los esquemas ZFBF-ORR puro, TDMA-RR y ZFBF-ORR híbrido, respectivamente. En todos los casos, las curvas discontinuas-puntuadas, las curvas continuas y las curvas discontinuas identifican un índice de equidad de 0.8, 0.9 y 0.95, respectivamente.

CQI que se reporta es proporcional a la SIR que experimentan los usuarios en recepción (i.e., en presencia de CQI-SIR).

Por último, en la Fig. 5.9 se estudia cuál es la longitud de ventana de tiempo que se necesita para alcanzar un nivel de equidad aceptable (arbitrario) en función del número de usuarios activos que participan de la comunicación (i.e., K), cuando la selección de los usuarios en transmisión se ejecuta según la CQI-Norm ($P_t = 5$ dB) o la CQI-SIR ($P_t = 15\,\text{dB}$) que experimentan las MSs en recepción (suponiendo que la CDI cuantizada se reporta según el Modo 1 de señalización CL TD que incorpora la interfaz FDD de UTRA). En todos los casos, las curvas discontinuas-puntuadas corresponden a un índice de equidad de 0.8, las curvas continuas identifican un índice de equidad de 0.9, mientras que las curvas discontinuas referencian un índice de

equidad en el corto plazo de 0.95. Además, las curvas con círculos (en rojo), estrellas (en negro) y cuadrados (en verde), representan el desempeño de los esquemas ZFBF-ORR puro, TDMA-RR y ZFBF-ORR híbrido, respectivamente. Es importante aclarar que en esta figura sólo se incluye el comportamiento de estos tres esquemas de transmisión (i.e., TDMA-RR y ZFBF-ORR puro e híbrido) porque los esquemas ZFBF-SUS y TDMA con max-SNR no permiten garantizar un grado de equidad aceptable en una ventana de tiempo de longitud práctica (i.e., moderada).

Cuando se analizan en forma detallada las curvas de la Fig. 5.9 se puede observar que, el tamaño de ventana de tiempo necesario para alcanzar un determinado nivel de equidad en el corto plazo tiende a crecer en forma (aproximadamente) lineal con la cantidad de usuarios participantes de la comunicación dentro del sistema. Como era de esperar, la pendiente de estas curvas no sólo depende del grado de equidad en el corto plazo que se desea garantizar, sino también del tipo de esquema de transmisión oportunístico que se desea implementar. Se hace notar que, tanto la potencia de transmisión como la definición de CQI que utiliza el sistema tiene un efecto casi imperceptible en el grado de equidad que provee el esquema de transmisión bajo estudio. En todos los casos, el esquema ZFBF-ORR puro es la alternativa que provee el mejor comportamiento en estos escenarios de trabajo. Se observa también que, la brecha de desempeño que existe entre el esquemas TDMA-RR y el esquema ZFBF-ORR híbrido tiende a crecer en forma indefinida a medida que el nivel de equidad requerido aumenta; no obstante, para grados de equidad en el orden de 0.9, la diferencia de desempeño que se observa entre ambos esquemas de transmisión es prácticamente despreciable. Por último, se deja constancia de que se observó un comportamiento similar cuando se consideró que la CDI cuantizada se reportaba según el Modo 2 de señalización CL TD de UTRA FDD.

5.7. Comentarios de Cierre

En este capítulo de la Tesis se desarrolló la teoría necesaria para analizar la tasa de transmisión suma (alcanzable a nivel de sistema) y el grado de equidad (en el reparto de los recursos comunes del sistema) que se puede conseguir en un sistema MU-MIMO con ambos tipos de CSIT parcial (i.e., CDI cuantizada y CQI), cuando se aplica precodificación lineal en transmisión como una estrategia SDMA de baja complejidad. Las múltiples direcciones espaciales que ofrece un canal de este tipo posibilita seleccionar un grupo de usuarios compatibles espacialmente, a partir de la CDI cuantizada que reportan. Además, cuando el algoritmo de diagramación dispone de la información de magnitud de canal que experimentan los usuarios en recepción (i.e., CQI), la ganancia por MUD existente en el medio inalámbrico multiusuario se puede aprovechar en forma completa (i.e., la mejora de capacidad que se obtiene en esta circunstancia no se encuentra acotada a medida que la cantidad de usuarios activos aumenta). En base a las restricciones prácticas que existen en los sistemas de comunicación inalámbricos contemporáneos, nos con-

centramos en caracterizar el comportamiento de un BC con MIMO donde la BS está equipada con un arreglo de antenas de dos elementos en transmisión (i.e., $M_t = 2$), mientras que cada MS sólo puede contar con un único elemento de antena en recepción (i.e., $M_r = 1$). En esta circunstancia, la mejor alternativa posible para aprovechar la dimensión espacial del escenario inalámbrico es identificar un par de usuarios semi-ortogonales en transmisión con altos valores de CQI, para posteriormente habilitar el envío de información simultánea a ambos candidatos a partir de la utilización de un esquema de precodificación lineal que sea eficiente en términos de potencia.

El análisis que se presentó en este capítulo se enfocó en caracterizar la solución de compromiso entre la tasa de transmisión suma (alcanzable a nivel de sistema) y el grado de equidad en la asignación de recursos (entre todos los usuarios activos del sistema) que se puede conseguir en un canal MU-MIMO con ambos tipos de CSIT parcial (i.e., CDI cuantizada y CQI). Con este propósito, se trabajó en modelar el desempeño de diferentes esquemas de transmisión oportunísticos, cuando se los utiliza en un escenario de trabajo factible de encontrar en un sistema de comunicación MU-MIMO real. Se definieron dos tipos de CQIs para llevar a cabo este análisis: la CQI-Norm y la CQI-SIR. Además, se propuso utilizar el JFI como métrica de equidad en el corto plazo, ya que el mismo constituye una herramienta práctica para caracterizar cuán equitativo (i.e., justo) es el reparto de los recursos comunes del sistema cuando se aplican los distintos esquemas de transmisión bajo estudio. Por último, se detallaron las ventajas y desventajas de cada una de estas estrategias de transmisión oportunísticas, utilizando para tal propósito el comportamiento asintótico de las distintas fórmulas cerradas que se derivaron para las diferentes configuraciones de interés.

El modelo teórico que se desarrolló en este capítulo se basa en aproximar el comportamiento estadístico de la energía de señal deseada e interferencia mutua (que experimenta un usuario arbitrario en recepción) utilizando distintos tipos de distribuciones χ^2 con corrección de error de primer orden, donde los parámetros que caracterizan al modelo se obtienen de los valores que adoptan los primeros dos momentos de las RVs bajo estudio. Es importante aclarar que estas estadísticas se pueden computar de forma directa, siempre y cuando se conozca la estructura que posee el esquema de señalización de CSIT parcial (i.e., CDI cuantizada y CQI) que incorpora el sistema MU-MIMO bajo estudio. Concretamente, en este capítulo se consideró que la BS aplica ZFBF como esquema de precodificación lineal en transmisión, suponiendo además que la precisión de la información de canal que se reporta es compatible con los caudales de señalización que manejan los sistemas de comunicación inalámbricos contemporáneos (e.g., los mecanismos de señalización CL TD que incorpora UTRA FDD).

A partir de los resultados que se obtuvieron de estos análisis teóricos se puede concluir que, la ganancia de capacidad que provee el esquema ZFBF-ORR híbrido (ZFBF-SUS) sobre el esquema TDMA-RR (TDMA con max-SNR) se origina por la estrategia de SM que aplica el

primero de estos mecanismos en transmisión. Se observó además que, el empleo de CQI-Norm provee un desempeño superior en aquellos sistemas de comunicación multiusuario limitados por ruido (i.e., régimen de baja SNR), mientras que el uso de CQI-SIR funciona mejor cuando el sistema de comunicación multiusuario se encuentra limitado por interferencia (i.e., régimen de alta SNR). En concordancia con esto se pudo apreciar que, todo bloque diagramador multiusuario que emplea reportes de CQI-Norm para seleccionar al conjunto de usuarios a transmitir posee siempre el mismo comportamiento asintótico cuando trabaja en régimen de alta potencia (sea cual sea el número de usuarios activos dentro del sistema). Por otro lado, cuando el esquema de transmisión oportunístico emplea reportes de CQI-SIR para seleccionar al grupo de usuarios en transmisión, el límite de desempeño asintótico cuando se trabaja en régimen de alta potencia se incrementa en forma logarítmica con el número de usuarios activos dentro del sistema.

En resumen, los resultados que se presentaron en este capítulo demuestran que, el empleo de esquemas de transmisión oportunísticos sencillos permite aprovechar una buena parte (i.e., en el orden del 80 %) de la tasa de transmisión suma disponible en el medio inalámbrico MU-MIMO. Se deja constancia que esta ganancia de desempeño se consigue para regímenes de potencia de transmisión medios, sin que esto afecte de manera considerable el grado de equidad óptimo (en el corto plazo) que experimenta un usuario final dentro del sistema de comunicación móvil. Es importante aclarar que el modelo teórico que se desarrolló en esta parte de la Tesis es genérico, posibilitando de este modo extender (sin mayores complicaciones) este análisis a otros escenarios de trabajo que incorporen arreglos de antena con un mayor número de elementos (en ambos extremos del enlace), o bien distintos esquemas de señalización para la CDI cuantizada que experimentan las MSs en recepción.

Capítulo 6

Precodificación Aleatoria en Canales MIMO con Múltiples Usuarios

Contenido

6.1. Esquemas para BC MIMO con CQI (sin CDI) 228

6.1.1. Esquemas RBF con CQI Completa 228

6.1.2. Esquemas RBF con CQI Parcial 230

6.2. Modelo de Sistema y Esquema de Diagramación Oportunístico 233

6.2.1. Modelo del Sistema de Comunicación 233

6.2.2. Esquema de Diagramación Oportunístico 235

6.3. Precodificación Aleatoria con CQI Completa 236

6.3.1. Tasa de Transmisión Alcanzable con OBF 239

6.3.1.1. Efecto de la Diversidad Multiusuario en un Sistema OBF 241

6.3.2. Tasa de Transmisión Alcanzable con OCP 242

6.3.2.1. Métrica de Selección Usuario Diagramado con 2 Antenas en Transmisión 247

6.3.2.2. Métrica de Selección Usuario Diagramado con M_t Antenas en Transmisión 249

6.3.3. Tasa de Transmisión Alcanzable con OAS 252

6.3.4. Análisis de Desempeño y Resultados Numéricos 255

6.4. Tasa de Transmisión Alcanzable para OCP con CQI Cuantizada 257

6.4.1. Diseño Preliminar: Esquema OCP con CQI Quantizada 259

6.4.2. Caracterización Información de Señalización Esquema OCP-Proj 262

6.4.3. Ganancia de SNR del Esquema OCP-Proj: Efecto del Parámetro N_{rp} 264

6.4.4. Tasa de Transmisión del Esquema OCP-Proj con Señalización de 1-bit 268

6.5. Comentarios de Cierre 273

Apéndice 6.1: Aproximación Chi-Cuadrado Genérica con Corrección de Error . . . 274

EN este último capítulo de la Tesis se desarrolla la teoría necesaria para analizar el Canal de Difusión (BC) inalámbrico con Múltiples-Entradas Múltiples-Salidas (MIMO) en presencia de múltiples usuarios (i.e., MU-MIMO), cuando se aplican esquemas de Conformación de Haz Aleatoria (RBF) en transmisión; i.e., cuando se considera que la Estación Base (BS) sólo tiene acceso a la Información de Calidad del Canal (CQI) que experimenta cada Estación Móvil (MS) para llevar a cabo el procedimiento de selección de usuarios (i.e., diagramación), a los cuales se les enviará posteriormente información aplicando técnicas de Diversidad en Transmisión a Lazo Cerrado (CL TD) con Información de Dirección del Canal (CDI) pseudo-aleatoria (cuantizada). La implementación de un esquema RBF involucra el empleo de dos conceptos que fueron estudiados extensivamente en la literatura:

1. El despliegue de arreglos de antenas con múltiples elementos en transmisión.
2. El empleo de mecanismos de señalización de Información de Estado del Canal (CSI) a lazo cerrado (en sistemas de comunicación con FDD).

En un esquema RBF tradicional, los vectores de conformación de haz que se aplican en transmisión se hacen variar de forma completamente aleatoria en el dominio del tiempo (i.e., los elementos que componen este vector no dependen del estado de canal instantáneo que observa cada usuario activo en recepción). En este contexto, las decisiones de diagramación en cada instancia de transmisión se llevan a cabo en la BS, utilizando para tal propósito los reportes de CQI que devuelven las MSs del sistema a través de un canal de retroalimentación con ancho de banda (generalmente) limitado.

En un sistema MIMO con Múltiples Usuarios (MU-MIMO), los procesos de desvanecimiento independientes que experimentan los distintos usuarios participantes de la comunicación cumplen el rol de ramas de diversidad espacial convencionales; por esto, a este fenómeno se lo suele referenciar en la literatura con el nombre de ganancia por Diversidad Multiusuario (MUD). Gracias a esta propiedad, la BS puede incrementar la capacidad suma alcanzable a nivel de sistema seleccionando, instante a instante, al usuario (o grupo de usuarios) que mayor provecho puede sacarle a los recursos comunes del sistema en cada instancia de transmisión (utilizando para tal propósito los reportes de CQI que devuelven los usuarios). En un esquema RBF tradicional, la CQI suele parametrizar cuán próximos se encuentran entre sí el vector de conformación de haz aleatorio (aplicado en transmisión) y el vector de canal instantáneo del usuario (que se estima en recepción). Lamentablemente, las ganancias por MUD que proveen los esquemas RBF sólo se hacen evidentes cuando la cantidad de usuarios participantes crece considerablemente. En esta circunstancia, como el canal de retroalimentación de información suele ser un medio compartido entre todas las MSs activas del sistema, se vuelve imperativo diseñar un esquema de señalización

de CQI que permita adaptar el caudal de información según la cantidad de usuarios participantes de la comunicación.

Los medios inalámbricos con baja dinámica de desvanecimiento (i.e., baja movilidad) representan un escenario de trabajo complicado para capitalizar ganancia por MUD. El problema clave en esta circunstancia se debe a que, cuando el proceso de desvanecimiento que experimentan los usuarios participantes de la comunicación es muy lento, se dificulta mucho identificar (dentro una ventana de tiempo proporcional al retardo máximo tolerado por las aplicaciones de datos móviles) un candidato cuyo vector de canal en recepción se encuentre próximo a la configuración de conformación de haz del esquema RBF. En otras palabras, se complica encontrar un usuario cuya tasa de datos instantánea se encuentre cercana a la tasa de transferencia pico que se consigue aplicando un esquema CL TD coherente en transmisión (dentro de un horizonte de tiempo apropiado). Para superar este contratiempo, los vectores de conformación de haz variantes en el tiempo que aplica el esquema RBF en transmisión deben poseer una dinámica de variabilidad temporal apropiada, con el propósito de inducir fluctuaciones de mayor amplitud y mayor velocidad en las ganancias del canal inalámbrico resultante (permitiendo de este modo mejorar la ganancia por MUD resultante a nivel de sistema de una forma efectiva).

Concretamente, el estudio que se presenta en este capítulo final de la Tesis se concentra en analizar la factibilidad de implementar un esquema RBF en un sistema MU-MIMO real, como una estrategia de diseño de baja complejidad para mejorar la ganancia por MUD existente en canales inalámbricos con baja dinámica de desvanecimiento. Con este propósito, se estudian en una primera instancia las tasas de transmisión de datos que se pueden conseguir cuando la CQI se reporta en forma completa (i.e., sin cuantización) con tres estrategias RBF distintas, a saber: Conformación de Haz Oportunística (OBF), Ajuste de Fase Oportunístico (OCP) y Selección de Antenas Oportunística (OAS). De estos tres esquemas, se observa que OCP es la alternativa más conveniente en términos de relación costo-beneficio (i.e., tasa de transmisión alcanzable versus complejidad de implementación). Con la idea de simplificar la implementación del algoritmo de diagramación equitativo (en el corto término) que se aplique en transmisión, se propone reemplazar el uso del algoritmo de Diagramación Equitativa Proporcional (PFS) por un nuevo tipo de mecanismo de selección de usuarios, conocido con el nombre diagramación por Proyección máxima (max-Proj). El análisis que se presenta en este capítulo permite concluir que, la ganancia por MUD que se sacrifica aplicando OCP con diagramación por max-Proj no es considerable (respecto al caso OBF con diagramación por max-NSNR). Por supuesto, este pequeño nivel de degradación se obtiene simplificando considerablemente los requerimientos de complejidad, necesarios para implementar un esquema RBF de este tipo en un canal MU-MIMO práctico con un gran número de usuarios.

6.1. Esquemas para BC MIMO con CQI (sin CDI)

6.1.1. Esquemas RBF con CQI Completa

La MUD es una forma de diversidad inherente a las redes inalámbricas con muchos usuarios, donde los distintos usuarios cumplen el rol de ramas de diversidad espacial con procesos de desvanecimiento independientes. El beneficio de la MUD se explota realizando un seguimiento de la calidad de canal de cada usuario, con la idea de seleccionar posteriormente (instante a instante) al usuario con las condiciones de canal más favorables. En este contexto, todos los mecanismos de selección de usuarios que sacan provecho de la CQI que experimentan las MSs en recepción se los conoce con el nombre de algoritmos de diagramación oportunísticos. Un problema fundamental que limita la ganancia por MUD en un esquema de transmisión oportunístico es la dinámica de desvanecimiento del medio inalámbrico que soporta la comunicación: si el canal de radio experimenta poco desvanecimiento, las chances de identificar un usuario que experimente una magnitud de canal considerable (respecto a su valor promedio) en un instante de tiempo específico se reducen. Para manejar esta limitación, se puede recurrir al despliegue de arreglos de antenas con múltiples elementos en la BS, para posteriormente aplicar pesos de conformación de haz complejos (en cada uno de los elementos del arreglo) que varíen en el tiempo de una forma completamente aleatoria. De esta forma, se pueden conseguir fluctuaciones en las ganancias del canal resultante que posean una mayor magnitud en recepción. A este tipo de esquema se lo conoce como RBF y fue propuesto por primera vez por Viswanath *et al.* en [30], como una forma práctica de capitalizar la ganancia de MUD en un medio inalámbrico cuasi-estático con baja movilidad.

Seleccionar en cada instancia de transmisión al usuario con mejor calidad de canal en RBF posibilita incrementar la tasa de transmisión alcanzable a nivel de sistema. Sin embargo, el empleo de este tipo de política de diagramación de recursos puede llegar a ser poco equitativa, particularmente cuando se la aplica dentro del contexto de un sistema de comunicación móvil práctico. En un sistema de este tipo, aquellos usuarios que se encuentran más próximos a la BS poseen generalmente valores de ganancia de canal más altos, respecto a los usuarios que se ubican cerca del borde del área de cobertura del sistema; por esto, los usuarios que se encuentran dentro del primer grupo terminan siendo diagramados en forma más frecuente que los pertenecientes al segundo, generando de esto modo una falta total de equidad en el reparto de recursos comunes del sistema (tanto en el corto como en el largo plazo). Con el propósito de darle una solución definitiva a esta problemática, los autores de [30] sugirieron aplicar la técnica de diagramación conocida con el nombre de PFS, como una forma práctica de proveer un balance entre la tasa de transmisión suma (alcanzable a nivel de sistema) y el grado de equidad en la asignación de recursos (entre todos los usuarios participantes de la comunicación). La idea básica detrás del algoritmo PFS es seleccionar, instante a instante, al usuario que experimente la mayor relación

entre la tasa de transmisión instantánea y la tasa de transmisión media. En la versión clásica del algoritmo PFS, la tasa de transmisión media se calcula promediando las tasas de transmisión instantáneas que soporta cada usuario en una ventana deslizante con ponderación exponencial, donde el tamaño de esta ventana se debe seleccionar de forma apropiada según los requerimientos de latencia de todas las conexiones activas del sistema.

Distintos resultados analíticos que aproximan la tasa de transmisión alcanzable por diferentes esquemas de transmisión oportunísticos que combinan técnicas RBF con mecanismos de diagramación equitativos (en el corto plazo) fueron presentados por Sharma *et al.* en [80]. En dicho trabajo, los autores sugieren reemplazar el algoritmo PFS por un mecanismo de diagramación más sencillo, conocido con el nombre de diagramador por SNR Normalizada máxima (max-NSNR). Esta sugerencia se apoya en una propiedad clave del algoritmo PFS clásico presentada en [30], la cual establece que en presencia de un sistema de comunicación con un gran número de usuarios activos, el algoritmo PFS termina seleccionando (con alta probabilidad) a cada usuario en aquella instancia de transmisión en la cual se encuentra en configuración de conformación de haz perfecta (i.e., comparando el vector de conformación de haz aleatorio en transmisión con el vector de estado de canal instantáneo en recepción). En el algoritmo de diagramación por max-NSNR, la selección de los usuarios se realiza teniendo en cuenta la relación que existe entre el valor de Relación Señal-a-Ruido (SNR) instantáneo del canal y el valor de SNR pico en recepción (alcanzable aplicando un esquema CL TD coherente en transmisión). Es importante aclarar que el diagramador por max-NSNR no sólo es más fácil de implementar que el algoritmo PFS clásico (en un sistema práctico), sino que también permite derivar fórmulas cerradas para caracterizar el comportamiento de un esquema de transmisión de este tipo en términos de la tasa de datos alcanzable a nivel de sistema.

Los resultados de desempeño que se derivaron en [80] consideran que la BS dispone de reportes de CQI completos (i.e., sin cuantizar) para llevar a cabo las decisiones de diagramación de los usuarios en transmisión. Lamentablemente, esta hipótesis de trabajo es muy difícil de satisfacer en la práctica, particularmente cuando la cantidad de usuarios activos dentro del sistema MU-MIMO aumenta de forma considerable. En esta circunstancia, los reportes de calidad de canal sólo se puede conocer de una forma parcial en transmisión, ya que los mismos deben ser transportados a través de mecanismos de señalización con tasa de transferencia limitada. Además, como el canal de retroalimentación de información suele estar compartido entre todas las MSs activas del sistema, se vuelve imperativo diseñar un esquema de señalización de CQI que permita adaptar la precisión de la información a reportar según la cantidad de usuarios participantes de la comunicación (para mantener acotado el caudal de información de señalización que debe soportar el sistema en esta circunstancia). Como consecuencia de este análisis, surge la siguiente pregunta natural: ¿cuán próximo al valor de capacidad (óptimo) del canal MU-MIMO con RBF se encuentra la tasa de transmisión alcanzable a nivel de sistema cuando se aplica un esquema de

cuantización de CQI adaptivo práctico? ¿de qué forma puedo superar las falencias que presenta el esquema RBF tradicional en un sistema con limitaciones prácticas? Las respuestas a cada una de estas preguntas nos permitirá controlar la complejidad de los esquemas de precodificación aleatoria propuestos, allanando de esta forma el camino hacia su implementación efectiva en un sistema de comunicación inalámbrico contemporáneo.

6.1.2. Esquemas RBF con CQI Parcial

Con el propósito de establecer pautas de diseño para implementar esquemas RBF en sistemas MU-MIMO reales, diferentes estrategias de señalización fueron propuestas en la literatura con el objetivo de reducir el caudal de información de retroalimentación en sistemas de comunicación de este tipo. La mayoría de estos enfoques de diseño centraron su atención en estudiar el impacto que tiene el empleo de reportes de CQI cuantizados en canales inalámbricos con desvanecimiento Rayleigh rápido, donde el despliegue de arreglos de antenas con múltiples elementos en transmisión no permite inducir mayores niveles de fluctuación en las ganancias del canal resultante (i.e., no incrementa la ganancia por MUD disponible a nivel de sistema). Uno de los primeros trabajos que estudió el efecto de aplicar cuantización en las mediciones de SNR que reportaban las MSs activas en un sistema de comunicación multiusuario equipado con un único elemento de antena en ambos extremos del enlace fue presentado por Florén *et al.* en [37]. En dicho artículo, los autores determinaron que el empleo de un único umbral de cuantización en recepción (i.e., $N_{cq} = 1$) permitía obtener un nivel de desempeño más que aceptable en la mayoría de las circunstancias, siempre y cuando el valor medio de la SNR que experimentaba cada MS en recepción era conocido *a priori* en transmisión. Una serie de resultados similares fueron presentados en [97], donde se estableció que el empleo de un único bit de señalización por usuario es suficiente para la mayoría de las configuraciones que se analizaron, siempre y cuando la ubicación específica del umbral de cuantización del esquema de señalización se seleccione de forma apropiada, en función de la cantidad de usuarios activos dentro del sistema.

Los análisis de cuantización anteriores se extendieron en [38] a un escenario OBF, donde los vectores de conformación de haz aleatorios que se aplican en transmisión permiten modificar en forma simultánea las amplitudes y las fases de las ganancias de canal individuales que experimentan los distintos usuarios activos en recepción. El esquema OBF representa el enfoque RBF original propuesto por Viswanath *et al.* en [30], y representa la alternativa de precodificación aleatoria que induce una mayor dinámica de desvanecimiento artificial en un canal inalámbrico con dinámica de desvanecimiento acotada. Esto se debe a que los pesos de conformación de haz que se aplican en transmisión (en cada uno de los elementos que componen al arreglo de antenas) poseen tanto amplitudes como fases que varían con el tiempo. En base a esta característica de funcionamiento, la implementación de un sistema OBF en la práctica necesita incorporar amplificadores de potencia en la BS que posean una respuesta lineal en todo el rango de variación

de potencia del sistema en transmisión. Lamentablemente, este requerimiento se traduce en la necesidad de diseñar amplificadores de potencia con poca eficiencia (en términos de potencia), hecho que se traduce en un problema bastante serio de manejar cuando existen limitaciones de tamaño y/o costos de equipos a la hora de dimensionar el hardware que requiere el sistema.

Una forma de relajar los requerimientos de hardware de un sistema OBF consiste en aplicar un esquema OCP en transmisión, donde sólo las fases de los pesos de conformación de haz (que se aplican en cada una de las antenas de la BS) deben ser aleatorizadas. No obstante, el empleo de un nivel de potencia constante en cada uno de los elementos que compone al arreglo de antenas en transmisión reduce el rango de variación de las fluctuaciones de canal que se inducen de forma artificial. De todos modos, en base a los resultados que se van a presentar durante el desarrollo del presente capítulo, la tasa de transmisión alcanzable a nivel de sistema que se sacrifica en esta circunstancia no es considerable. De hecho, en este capítulo se concluye que el esquema OCP es la estrategia RBF más conveniente en términos de relación costo-beneficio. Por último, el esquema OAS representa la alternativa de precodificación aleatoria más simple en términos de complejidad, ya que aplica toda la potencia de transmisión disponible en una única antena que se selecciona de forma completamente aleatoria (entre todas las candidatas que componen al arreglo de antenas de la BS). Debido a su simplicidad de implementación, el empleo de un esquema OAS sólo provee un nivel de desempeño aceptable cuando el número de usuarios participantes dentro del sistema de comunicación es relativamente bajo (i.e., cuando el canal MU-MIMO no posee un gran nivel de ganancia por MUD que se pueda aprovechar).

La motivación principal detrás del estudio que se presenta en este capítulo es divisar pautas de diseño útiles que nos permitan implementar una estrategia RBF en un sistema MU-MIMO real. La idea es identificar estrategias de aleatorización de canal y diagramación de usuarios en transmisión que provean una solución de compromiso aceptable entre índice de desempeño y complejidad de implementación en un sistema de comunicación contemporáneo. Con este propósito, nos enfocaremos en analizar cuál es el impacto que tiene empleo de información de señalización cuantizada en un sistema que aplica OCP en transmisión, cuando el objetivo final del esquema de diagramación que se implemente sea maximizar la tasa de transmisión alcanzable a nivel de sistema (sin dejar de lado los concepto de equidad en la asignación de recursos en el corto plazo). Para simplificar el proceso de estimación de canal en recepción, se considera que los pesos de conformación de haz que se aplican en transmisión no varían en forma continua a lo largo del tiempo. Por lo contrario, nuestro modelo de sistema considera que los vectores de conformación de haz aleatorios que se aplican en transmisión pertenecen a un conjunto de cuantización de tamaño finito, el cual se diseña *fuera de línea* (off-line) y se conoce *a priori* en ambos extremos del enlace de comunicación.

En nuestro escenario de trabajo, el vector de conformación de haz que se aplica en transmisión permanece invariante durante la duración de una trama completa de símbolos transmitidos;

además, el estado que adopta el vector de conformación de haz en transmisión varía en bloques de transmisión contiguos, siguiendo una secuencia pseudo-aleatoria que se conoce de antemano en ambos extremos del enlace de comunicación. En esta circunstancia, los usuarios deben primero estimar las ganancias de canal individuales que observan desde cada uno de los elementos que componen al arreglo de antenas en transmisión (empleando para tal propósito señales pilotos ortogonales que se difunden desde la BS sin ponderación), sacando máximo provecho de los grandes tiempos de coherencia que presentan los canales inalámbricos en esta circunstancia. Posteriormente, cada usuario procede a computar el valor que adopta la proyección entre el estado de canal estimado en recepción y el peso pseudo-aleatorio que aplicará la BS en la próxima instancia de transmisión. Por último, cada MS reportará esta métrica de proyección (o bien una versión cuantizada de dicha información) hacia la BS, para que la misma pueda implementar una estrategia de diagramación oportunística por max-Proj que permita explotar la ganancia por MUD existente en el medio inalámbrico (sin descuidar los conceptos de equidad en el reparto de los recursos comunes del sistema en el corto plazo).

Las estadísticas de la métrica de proyección del usuario seleccionado por el algoritmo de diagramación por max-Proj (en nuestro escenario de trabajo) se calculan siguiendo el análisis de probabilidad teórico que se presentó en [3]. Posteriormente, se derivan sendas fórmulas cerradas para estimar los primeros dos momentos de la SNR correspondiente al usuario seleccionado en esta circunstancia. En esta instancia, se procede a aproximar el comportamiento estadístico de la SNR del usuario seleccionado a través de distribuciones chi-cuadrado (χ^2) con corrección de error de primer orden (con diferentes grados de libertad), utilizando como parámetros de caracterización del modelo los valores que adoptan los primeros dos momentos de la Variable Aleatoria (RV) que se desea caracterizar [1]. En base a este modelo de distribución χ^2 corregido, se pueden derivar las distintas fórmulas cerradas que nos permiten estimar cuál es el impacto que tiene el uso de información de señalización cuantizada en la tasa de transmisión alcanzable por el modelo de sistema OCP-Proj bajo estudio.

Las herramientas analíticas que se desarrollan en este capítulo nos revelan que, la ganancia por MUD que se sacrifica en pos de reducir la carga de señalización en un sistema OCP con diagramación por max-Proj es despreciable. Se deja constancia que este comportamiento es genérico, observándose incluso cuando la precisión con la que se reporta la CQI (i.e., la métrica de proyección en este caso particular) es de sólo un bit de resolución (i.e., cuando $N_{cq} = 1$). Los conceptos que se analizan en este capítulo proveen pautas de comportamiento muy útiles, las cuales resultarán ser de sumo interés para aquellos profesionales que se encuentran trabajando actualmente en el diseño de sistemas de comunicación basados en RBF. Los resultados teóricos que se derivaron en esta parte de la Tesis permiten además establecer de forma concluyente que, el uso de OCP-Proj provee la mejor solución de compromiso costo-beneficio para incorporar en un sistema MU-MIMO práctico que aplique precodificación aleatoria en transmisión.

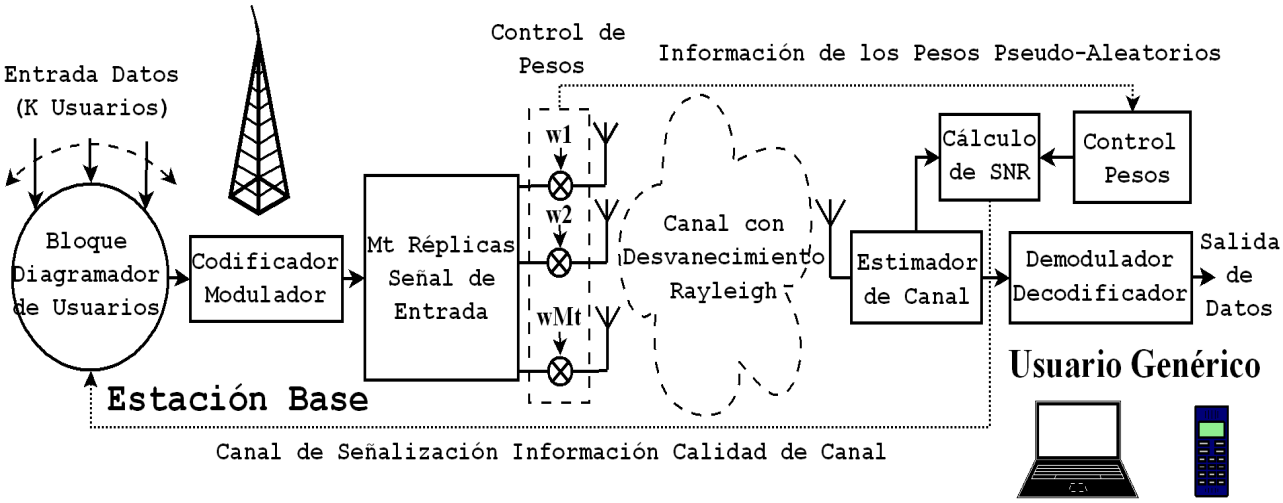

Figura 6.1: Estructura general sistema de comunicación RBF con diagramación oportunística en el DL.

6.2. Modelo de Sistema y Esquema de Diagramación Oportunístico

En esta sección se presenta primero el modelo de sistema que se utilizará a lo largo del presente capítulo para analizar el comportamiento del Enlace de Bajada (DL) de un sistema MU-MIMO que aplica RBF en transmisión, suponiendo que la CQI que reporta cada MS hacia la BS del sistema con propósitos de diagramación es proporcional a una métrica de proyección (entre el estado de canal estimado en recepción y el peso de conformación de haz aleatorio que se aplica en transmisión). Posteriormente, se introduce brevemente el trasfondo teórico que existe detrás de la estrategia de diagramación oportunística que se utiliza en este capítulo, la cual intenta explotar la ganancia por MUD existente en el medio inalámbrico sin dejar de lado los requerimientos de equidad en el corto plazo que se deben garantizar en todo sistema de comunicación inalámbrico práctico.

6.2.1. Modelo del Sistema de Comunicación

El sistema de comunicación inalámbrico que se analiza en este capítulo de la Tesis se puede apreciar en la Fig. 6.1. De acuerdo con este modelo, la BS está equipada con un arreglo de antenas de M_t elementos en transmisión (con $M_t \geq 2$), mientras que cada uno de los K usuarios activos dentro del sistema dispone (por limitaciones físicas y/o de costos) de un único elemento de antena en recepción (i.e., $M_r = 1$). Cuando el sistema RBF trabaja en un medio inalámbrico altamente dispersivo con desvanecimiento plano (ver Sección 2.1.5), la ganancia de canal que experimenta el k-ésimo usuario en recepción desde la m-ésima antena del transmisor se puede describir a partir de una RV con distribución Gaussiana compleja estándar; i.e., $h_{k,m} \sim \mathcal{CN}(0,1)$ para todo

$k = 1, \ldots, K$ y $m = 1, \ldots, M_t$. De acuerdo con lo que se puede apreciar en la Fig. 6.1, cada MS activa codifica la CQI que experimenta en recepción en un mensaje de retroalimentación, el cual se transporta hacia la BS a través de un canal reverso ideal con ancho de banda restringido (i.e., no se introducen errores ni retardo en dicho proceso).

En nuestro modelo de sistema se considera que, las ganancias de canal individuales correspondientes a los distintos usuarios experimentan un proceso de desvanecimiento por bloques. En otras palabras, se establece que las ganancias de canal que perciben los distintos usuarios activos permanecen invariantes durante el lapso de tiempo correspondiente a una trama completa de símbolos transmitidos, mientras que los valores que adoptan las ganancias de canal de un mismo usuario en bloques de información contiguos son independientes entre sí. Nuestro modelo de sistema supone además que, todos los usuarios son homogéneos y experimentan procesos de desvanecimiento independientes entre sí. Notar que dentro de un sistema de comunicación inalámbrico real, la separación física que existe entre cada MS activa y la BS varía de forma arbitraria de usuario a usuario, dando lugar a diferentes valores de atenuación por propagación para cada situación particular (i.e., un valor de SNR medio distinto según la ubicación física del usuario). No obstante, la suposición de homogeneidad en los procesos de desvanecimiento se justifica al considerar que los distintos usuarios activos del sistema se agrupan en diferentes categorías en transmisión (para su posterior diagramación), de acuerdo al valor promedio que adopta la ganancia instantánea de canal que experimenta cada uno de ellos en recepción [91].

En un sistema MU-MIMO que aplica RBF en transmisión, la señal que recibe el k-ésimo usuario en un instante de tiempo i viene dada por la relación

$$r_k[i] = \mathbf{h}_k[i] \cdot \mathbf{x}_k[i] + n_k[i] \qquad k = 1, \ldots, K, \tag{6.1}$$

$$= (\mathbf{h}_k[i] \cdot \widetilde{\mathbf{w}}[i])\ s_k[i] + n_k[i], \tag{6.2}$$

donde $\mathbf{x}_k[i] \in \mathbb{C}^{M_t \times 1}$ representa el vector de señal (con la información del usuario seleccionado) que se transmite desde los elementos del arreglo de antenas de la BS, $\mathbf{h}_k[i] \in \mathbb{C}^{1 \times M_t}$ es el vector de estado de canal del k-ésimo usuario en recepción, $\widetilde{\mathbf{w}}[i] \in \mathbb{C}^{M_t \times 1}$ identifica al vector de conformación de haz pseudo-aleatorio que se aplica en transmisión, $s_k[i]$ corresponde al símbolo de información complejo que se transmite en dicho instante de tiempo, mientras que $n_k[i]$ representa la componente compleja de Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (AWGN) con media nula y variancia N_0 (potencia de ruido).

Para simplificar el análisis, tanto las ganancias de canal individuales como las muestras de ruido de canal se normalizan para que posean variancia unitaria. La restricción de potencia en la señal de entrada establece que se debe verificar la relación $\mathbb{E}\left\{\mathbf{x}^H \cdot \mathbf{x}\right\} \leq P_t$, donde P_t representa la energía de señal que el sistema asigna por cada bloque de información que se transmite, mientras que $\mathbf{x}^H$ identifica al Hermitiano del vector $\mathbf{x}$ (i.e., el transpuesto conjugado). Al igual que en la tecnología de Acceso por Paquetes en Enlace de Bajada de Alta Velocidad (HSDPA),

se supone que el valor de P_t permanece invariante a lo largo del tiempo (i.e., no se pueden aplicar mecanismos de control de potencia de rápida respuesta en transmisión). Como el ruido posee variancia unitaria, el parámetro P_t se puede interpretar directamente como el valor de SNR total del sistema en transmisión.

Por último, se considera que cada MS tiene la capacidad de estimar las M_t ganancias de canal individuales a partir de M_t señales pilotos comunes (ortogonales), las cuales se transmiten desde cada uno de los elementos que componen al arreglo de antenas de la BS. En base a este supuesto, las ganancias de canal vienen dadas por la expresión

$$\mathbf{h}_k[i] = (h_{k,1}[i], \ldots, h_{k,M_t}[i]) \qquad k = 1, \ldots, K, \tag{6.3}$$

donde $h_{k,m}[i]$ representa la ganancia de canal vista desde la m-ésima antena de transmisión hacia la antena de recepción del k-ésimo usuario en el intervalo de tiempo i. Recordar que en presencia de un medio inalámbrico con alto índice de dispersión y *desvanecimiento plano* (flat fading), la ganancia de canal $h_{k,m}[i]$ se puede describir como una RV Gaussiana compleja con simetría circular y valor medio nulo.

6.2.2. Esquema de Diagramación Oportunístico

Seleccionar al usuario con mejor calidad de canal en cada instante de tiempo permite maximizar la tasa de transmisión suma alcanzable en un sistema que implementa una estrategia de Acceso Múltiple por División en Tiempo (TDMA) en transmisión [29]. Sin embargo, emplear una política de selección de usuarios que identifique al candidato a transmitir en función del valor de magnitud de canal instantáneo que reporta puede llegar a ser una alternativa diagramación poco equitativa en el corto término, particularmente para aquellos usuarios que se encuentran en condiciones poco ventajosas dentro del sistema (e.g., cerca del borde del área de cobertura).

Para afrontar esta problemática, los autores de [30] propusieron garantizar la equidad en el corto término empleando el algoritmo PFS en transmisión, asignando el uso de la totalidad de los recursos comunes del sistema al usuario $k^*[i]$ que verifique la relación

$$k^*[i] = \arg \max_{k=1,\ldots,K} \frac{R_k[i]}{T_k[i]} \tag{6.4}$$

$$= \arg \max_{k=1,\ldots,K} \frac{\log_e\left(1+\widetilde{\gamma}_k[i]\right)}{\mathbb{E}\left\{\log_e\left(1+\widetilde{\gamma}_k[i]\right)\right\}}, \tag{6.5}$$

donde $R_k[i]$ representan la tasa de transmisión de datos instantánea solicitada por el usuario k, $T_k[i]$ identifica la tasa de transmisión promedio correspondiente a dicho usuario, mientras que $\widetilde{\gamma}_k[i]$ representa la SNR instantánea que experimenta el usuario bajo análisis en recepción (una vez que se aplica el peso de conformación de haz aleatorio $\widetilde{\mathbf{w}}[i]$ en transmisión).

En una primera instancia, la métrica de selección que se presenta en (6.5) se puede simplificar reemplazando la tasa de transmisión de datos promedio por la tasa de datos pico [80], i.e.,

$$T_k[i] \approx \log_e\left(1+\widehat{\gamma}_k[i]\right) \qquad k=1,\ldots,K, \tag{6.6}$$

donde $\widehat{\gamma}_k[i]$ representa la SNR pico que experimenta el usuario bajo análisis en recepción (cuando se aplica el peso de conformación de haz óptimo $\widehat{\mathbf{w}}_k[i]$ en transmisión). Este supuesto se basa en una propiedad clave del algoritmo PFS que presentó Viswanath *et al.* en [30], la cual establece que en presencia de un sistema de comunicación con un gran número de usuarios activos, el algoritmo PFS tiende a seleccionar (con alta probabilidad) a cada usuario en aquella instancia de transmisión en la cual se encuentra en configuración de conformación de haz perfecta (i.e., comparando el vector de conformación de haz aleatorio que se aplica en transmisión con el vector de estado de canal instantáneo percibido en recepción).

La segunda simplificación surge al reemplazar la tasa de transmisión de datos instantánea (i.e., $R_k[i]$) y la tasa de transmisión de datos pico (i.e., $\log_e\{1+\widehat{\gamma}_k[i]\}$) correspondiente al usuario k, por el valor de SNR instantánea (i.e., $\widetilde{\gamma}_k[i]$) y el valor de SNR pico (i.e., $\widehat{\gamma}_k[i]$) que experimenta dicho usuario en recepción, respectivamente. Vale la pena destacar que esta última aproximación es particularmente válida cuando el sistema trabaja en regímenes de baja potencia de transmisión (i.e., baja SNR), dado que en esta circunstancia se verifica la aproximación lineal para la función $\log_e(1+x)$, i.e.,

$$\frac{\log_e\left(1+\widetilde{\gamma}_k[i]\right)}{\log_e\left(1+\widehat{\gamma}_k[i]\right)} \approx \frac{\widetilde{\gamma}_k[i]}{\widehat{\gamma}_k[i]} = \aleph_k[i], \tag{6.7}$$

donde $\aleph_k[i]$ representa la métrica de selección aproximada del algoritmo PFS correspondiente al k-ésimo usuario en esta circunstancia.

En consecuencia, la política de diagramación que implementa el algoritmo PFS clásico se puede reducir a seleccionar en cada momento al usuario que experimenta la mayor relación entre el valor de SNR instantáneo y el valor de SNR pico en recepción, según lo que se puede apreciar en la ecuación (6.7). En base a este análisis, queda configurada la estrategia de diagramación oportunística que se conoce con el nombre de diagramación por max-NSNR en recepción [80]. Vale la pena aclarar que éste es el algoritmo de selección de usuarios que se utilizará en el resto del capítulo, para caracterizar la tasa de transferencia de datos que se puede alcanzar en un BC con MIMO que implementa un esquema de precodificación aleatoria con diagramación oportunística equitativa en el extremo transmisor.

6.3. Precodificación Aleatoria con CQI Completa

En esta sección se derivan las expresiones cerradas que nos permiten caracterizar las tasas de transmisión de datos alcanzables cuando se aplican los diferentes esquemas RBF que se

presentaron en la Sección 6.1.2, considerando que la métrica de selección que estiman las MSs en recepción (i.e., la CQIs) se reporta hacia la BS en forma completa (i.e., sin cuantización). Recordar que los distintos esquemas RBF que se estudian en esta parte del manuscrito (i.e., OBF, OCP y OAS) se diferencian entre sí por la forma en que aleatorizan las amplitudes y las fases de las componentes del vector de conformación de haz (aleatorio) que se aplican en transmisión.

Para establecer de una forma precisa cuál es la tasa de transmisión de datos que se puede conseguir aplicando los distintos esquemas RBF en un escenario inalámbrico de este tipo, hace falta conocer primero cómo es el comportamiento estadístico de la SNR que experimenta en recepción el usuario seleccionado por el esquema de diagramación oportunístico que se aplica en transmisión (i.e., $\widetilde{\gamma}_{k^*}[i]$). Lamentablemente, determinar la fórmula exacta que le corresponde a esta Función de Densidad de Probabilidad (PDF) es muy difícil de establecer de forma analítica. En consecuencia, en este capítulo se opta por emplear un enfoque teórico más sencillo, donde se propone modelar el comportamiento estadístico de la RV bajo estudio a través de distribuciones χ^2 corregidas (con diferentes grados de libertad), utilizando como parámetros de configuración del modelo los valores que adoptan los primeros dos momentos de de RV que se desea caracterizar [1]. Como se verá más adelante, este procedimiento posibilita simplificar notablemente la obtención de expresiones cerradas que estimen las tasas de transmisión alcanzables en los escenarios de trabajo que se estudian en esta sección.

En base al análisis teórico que se presentó en la Sección 6.1.2, la función de distribución aproximada con corrección de error de primer orden que se obtiene cuando se modela $f_{\widetilde{\gamma}_{k^*}}(\gamma)$ a partir de una distribución χ^2 con

$$r_{\gamma^*} = 2\left\lfloor \mathfrak{m}_{\gamma^*} + \frac{1}{2} \right\rfloor \tag{6.8}$$

grados de libertad, viene dada por la expresión

$$f_{\widetilde{\gamma}_{k^*}}(\gamma) \approx \left[\frac{1}{\Gamma\left(\frac{r_{\gamma^*}}{2}\right)} \left(\frac{r_{\gamma^*}}{2\,\mathcal{G}_{\gamma^*}} \right)^{\frac{r_{\gamma^*}}{2}} \gamma^{\frac{r_{\gamma^*}}{2}-1} e^{-\frac{r_{\gamma^*}}{2\mathcal{G}_{\gamma^*}}\gamma} \right] \left[a_2\gamma^2 + a_1\gamma + a_0 \right], \tag{6.9}$$

donde $\Gamma(\cdot)$ representa la función Gamma general, $\lfloor x \rfloor$ denota el mayor número entero menor o igual a x, mientras que los parámetros

$$\mathcal{G}_{\gamma^*} = \mathbb{E}\left\{\widetilde{\gamma}_{k^*}[i]\right\}, \qquad \mathfrak{m}_{\gamma^*} = \frac{\mathcal{G}^2}{\mathbb{E}\left\{\widetilde{\gamma}_{k^*}[i]^2\right\} - \mathcal{G}^2}, \tag{6.10}$$

son la *ganancia de SNR* (SNR gain) y la *figura de desvanecimiento* (fading figure) de la RV bajo estudio, respectivamente [41]. En el Apéndice 6.1 se desarrollan las expresiones cerradas que corresponden a los valores que adoptan los diferentes coeficientes de corrección de la ecuación (6.9),

i.e.,

$$a_2 = 2\left(\frac{r_{\gamma^*}}{2\,\mathcal{G}_{\gamma^*}}\right)^2\left[\left(\frac{r_{\gamma^*}}{2\,\mathcal{G}_{\gamma^*}}\right)^2\frac{\mathbb{E}\left\{\widetilde{\gamma}_{k^*}^2\right\}}{r_{\gamma^*}\left(r_{\gamma^*}+2\right)}-\frac{1}{4}\right], \tag{6.11}$$

$$a_1 = -\left(\frac{2\,\mathcal{G}_{\gamma^*}}{r_{\gamma^*}}\right)\left(r_{\gamma^*}+2\right)\,a_2, \qquad a_0=-\frac{\mathcal{G}_{\gamma^*}}{2}\,a_1+1. \tag{6.12}$$

El punto de vista atractivo de este enfoque yace en que, el cálculo de los momentos de la RV $\widetilde{\gamma}_{k^*}$ (y la subsecuente derivación de la capacidad del enlace) es generalmente más sencilla que el cómputo directo de la capacidad del sistema a partir de la expresión exacta de $f_{\widetilde{\gamma}_{k^*}}(\gamma)$ (la cual puede ser muy compleja de calcular de forma práctica en la mayoría de las situaciones).

En esta etapa del análisis, nos encontraremos en condición de calcular la tasa de transmisión alcanzable en un BC con MIMO cuando se aplica un esquema RBF en transmisión. En esta circunstancia, la tasa de datos que se puede conseguir cuando se asigna toda la potencia de transmisión (i.e., P_t) a un único usuario k^* viene dada por la relación

$$C_{k^*}(P_t) = \mathbb{E}\left\{\log_2\left(1+\frac{P_t\,\widetilde{\gamma}_{k^*}[i]}{N_0}\right)\right\} \tag{6.13}$$

$$= \log_2(e)\,\mathbb{E}\left\{\log_e\left(\widetilde{\gamma}_{k^*}[i]+N_0'\right)\right\}+\log_2(P_t), \tag{6.14}$$

donde el parámetro $N_0'=\frac{N_0}{P_t}$ se define para simplificar la notación que se utilizará en el resto del capítulo. Para computar la esperanza matemática que aparece en la ecuación (6.14), se procede a utilizar el modelo de distribución χ^2 con corrección de error de primer orden que se presenta en las ecuaciones (6.8)-(6.12), en conjunto con la relación que se derivó en el Apéndice 3.1, i.e.,

$$\int_0^\infty \log_e(\gamma+c)\,\beta\,(\beta\gamma)^m\,e^{-\beta\gamma}d\gamma = m!\left[\log_e(c)+e^{\beta c}\sum_{l=0}^{m}E_{l+1}(\beta c)\right], \tag{6.15}$$

donde $E_m(z)$ hace referencia a la función integral exponencial de orden m definida por

$$E_m(z)=\int_1^\infty\frac{e^{-z\,t}}{t^m}\,dt \qquad m=0,1,\ldots;z>0, \tag{6.16}$$

ver ecuación (5.1.4) de [88]. En consecuencia, se observa que

$$\mathbb{E}\left\{\log_e\left(\widetilde{\gamma}_{k^*}[i]+N_0'\right)\right\} \approx \int_0^\infty \log_e\left(\gamma+N_0'\right)\left[\frac{1}{\Gamma\left(\frac{r_{\gamma^*}}{2}\right)}\left(\frac{r_{\gamma^*}}{2\,\mathcal{G}_{\gamma^*}}\right)^{\frac{r_{\gamma^*}}{2}}\gamma^{\frac{r_{\gamma^*}}{2}-1}e^{-\frac{r_{\gamma^*}}{2\,\mathcal{G}_{\gamma^*}}\gamma}\right]\times$$
$$\left[a_2\,\gamma^2+a_1\,\gamma+a_0\right]d\gamma \tag{6.17}$$

$$= \left[a_2\left(1+\frac{2}{r_{\gamma^*}}\right)\mathcal{G}_{\gamma^*}^2+a_1\mathcal{G}_{\gamma^*}+a_0\right]\left[\log_e\left(N_0'\right)+\left(e^{\frac{r_{\gamma^*}\,N_0'}{2\,\mathcal{G}_{\gamma^*}}}\right)\times\right.$$
$$\left.\sum_{l=1}^{\frac{r_{\gamma^*}}{2}}E_l\left(\frac{r_{\gamma^*}\,N_0'}{2\,\mathcal{G}_{\gamma^*}}\right)\right]+\left[a_2\left(1+\frac{2}{r_{\gamma^*}}\right)\mathcal{G}_{\gamma^*}^2+a_1\mathcal{G}_{\gamma^*}\right]\left(e^{\frac{r_{\gamma^*}\,N_0'}{2\,\mathcal{G}_{\gamma^*}}}\right)\times$$
$$E_{\frac{r_{\gamma^*}}{2}+1}\left(\frac{r_{\gamma^*}\,N_0'}{2\,\mathcal{G}_{\gamma^*}}\right)+a_2\left(1+\frac{2}{r_{\gamma^*}}\right)\mathcal{G}_{\gamma^*}^2\,e^{\frac{r_{\gamma^*}\,N_0'}{2\,\mathcal{G}_{\gamma^*}}}E_{\frac{r_{\gamma^*}}{2}+2}\left(\frac{r_{\gamma^*}\,N_0'}{2\,\mathcal{G}_{\gamma^*}}\right). \tag{6.18}$$

Por último, combinando la expresión anterior con la fórmula (6.14) se arriba a la aproximación final deseada, la cual permite identificar cuál es la tasa de datos que se puede conseguir en esta circunstancia.

6.3.1. Tasa de Transmisión Alcanzable con OBF

En un sistema de comunicación que aplica OBF como estrategia de precodificación aleatoria, se deben inducir variaciones simultáneas de amplitud y fase en cada una de las componentes del vector de conformación de haz aleatorio que se aplica en transmisión. En esta situación, cuando las variaciones de potencia y fase de las señales que se aplican en los distintos elementos del arreglo de antenas de la BS se realiza en forma continua sobre todo el rango dinámico, el valor de SNR pico en recepción para el k-ésimo usuario (i.e., $\widehat{\gamma}_k[i]$) se consigue cuando el vector de conformación de haz que se aplica en transmisión se encuentra en configuración de conformación de haz perfecta, i.e.,

$$\widehat{\mathbf{w}}_k[i] = \frac{\mathbf{h}_k[i]^H}{\|\mathbf{h}_k[i]\|}. \tag{6.19}$$

En esta circunstancia, se verifica que

$$\widehat{\gamma}_k[i] = (\mathbf{h}_k[i] \cdot \widehat{\mathbf{w}}_k[i])\ (\mathbf{h}_k[i] \cdot \widehat{\mathbf{w}}_k[i])^H = \|\mathbf{h}_k[i]\|^2. \tag{6.20}$$

Combinando el resultado anterior con la métrica de selección que se definió en la ecuación (6.7), se puede concluir que el algoritmo de diagramación por max-NSNR termina seleccionando en cada momento al usuario que maximiza el valor

$$\aleph_k[i] = \frac{\widetilde{\gamma}_k[i]}{\widehat{\gamma}_k[i]} = \frac{|\mathbf{h}_k[i] \cdot \widetilde{\mathbf{w}}[i]|^2}{\|\mathbf{h}_k[i]\|^2} = |\widehat{\mathbf{w}}_k[i]^H \cdot \widetilde{\mathbf{w}}[i]|^2, \tag{6.21}$$

entre todos los usuarios activos que se encuentran participando de la comunicación en una determinada instancia de transmisión. Interpretando adecuadamente la métrica (6.21) se puede concluir que, la política de selección que implementa el algoritmo de diagramación por max-NSNR (cuando el sistema aplica OBF como estrategia de aleatorización en transmisión) equivale a elegir en cada momento al usuario que experimenta el mayor valor de proyección entre el vector de conformación de haz aleatorio (que se aplica en transmisión) (i.e., $\widetilde{\mathbf{w}}_k[i]$) y el vector en configuración de conformación de haz coherente (que se estima en recepción) (i.e., $\widehat{\mathbf{w}}_k[i]$). Notar que este último vector se determina en función del vector de estado de canal (i.e., $\mathbf{h}_k[i]$) que estima cada MS en recepción, a partir de M_t señales pilotos comunes (ortogonales) que irradia la BS en todo momento desde cada uno de los elementos de su arreglo de antena. En resumen, el algoritmo de selección de usuarios por max-NSNR y el algoritmo de selección de usuarios por max-Proj son equivalentes en esta circunstancia.

En nuestro modelo de canal inalámbrico, tanto el vector de dirección de canal

$$\widetilde{\mathbf{h}}_k[i] = \frac{\mathbf{h}_k[i]}{\|\mathbf{h}_k[i]\|} = \widehat{\mathbf{w}}_k[i]^H \tag{6.22}$$

como el factor de magnitud del canal $\|\mathbf{h}_k[i]\|$ que percibe un usuario arbitrario k son independientes entre sí. En consecuencia, los primeros dos momentos de la SNR que experimenta en recepción el usuario seleccionado en un sistema OBF-NSNR (o OBF-Proj) satisfacen las siguientes expresiones:

$$\mathbb{E}\left\{\widetilde{\gamma}_{k^*}[i]\right\} = \mathbb{E}\left\{\|\mathbf{h}_k[i]\|^2\right\}\mathbb{E}\left\{\aleph_{k^*}[i]\right\} = M_t\,\mathbb{E}\left\{\aleph_{k^*}[i]\right\}, \tag{6.23}$$

$$\mathbb{E}\left\{\widetilde{\gamma}_{k^*}[i]^2\right\} = \mathbb{E}\left\{\|\mathbf{h}_k[i]\|^4\right\}\mathbb{E}\left\{\aleph_{k^*}[i]^2\right\} = M_t\,(M_t+1)\,\mathbb{E}\left\{\aleph_{k^*}[i]^2\right\}, \tag{6.24}$$

donde $\|\mathbf{h}_k[i]\|^2$ posee distribución χ^2 con $2\,M_t$ grados de libertad, mientras que $\aleph_{k^*}[i]$ corresponde a la máxima estadística ordenada de K RVs independientes e idénticamente distribuidas (i.i.d.), con Función de Distribución de probabilidad Acumulativa (CDF) marginal

$$F_{\aleph_k}(x) = 1-(1-x)^{M_t-1} \qquad 0\le x\le 1. \tag{6.25}$$

La distribución de probabilidad anterior se basa en el hecho de que, el comportamiento estadístico de la métrica $\aleph_k[i]$ se asemeja al propio de una RV proporcional el producto interno cuadrático de dos vectores aleatorios i.i.d. de dimensión M_t, cada uno de los cuales se encuentra isotrópicamente distribuido en la superficie de la hiper-esfera unitaria de dimensión M_t (i.e., $\mathcal{V}_{M_t}$) [69].

Aplicando integración por partes en las expresiones que definen el primer momento y el segundo momento de la métrica $\aleph_k[i]$, se puede observar que

$$\mathbb{E}\left\{\aleph_{k^*}[i]\right\} = \int_0^1 x f_{\aleph_{k^*}}(x)\,dx = \left[xF_{\aleph_{k^*}}(x)\right]\Big|_0^1 - \int_0^1 F_{\aleph_{k^*}}(x)\,dx \tag{6.26}$$

$$= 1-\int_0^1 \left[F_{\aleph_k}(x)\right]^K\,dx, \tag{6.27}$$

mientras que

$$\mathbb{E}\left\{\aleph_{k^*}[i]^2\right\} = \int_0^1 x^2 f_{\aleph_{k^*}}(x)\,dx = \left[x^2F_{\aleph_{k^*}}(x)\right]\Big|_0^1 - \int_0^1 2x\,F_{\aleph_{k^*}}(x)\,dx \tag{6.28}$$

$$= 1-\left\{2x\int_0^x \left[F_{\aleph_k}(t)\right]^K\,dt\right\}\Big|_0^1 + 2\int_0^1\int_0^x \left[F_{\aleph_k}(t)\right]^K\,dt\,dx \tag{6.29}$$

$$= 2\,\mathbb{E}\left\{\aleph_{k^*}[i]\right\} - 1 + 2\int_0^1\int_0^x \left[F_{\aleph_k}(t)\right]^K\,dt\,dx, \tag{6.30}$$

con

$$\int_0^x \left[F_{\aleph_k}(t)\right]^K\,dt = \int_0^x \sum_{k=0}^{K}\binom{K}{k}(-1)^k\,(1-t)^{k(M_t-1)}\,dt \tag{6.31}$$

$$= \sum_{k=0}^{K}\binom{K}{k}(-1)^{k+1}\frac{(1-x)^{k(M_t-1)+1}-1}{k\,(M_t-1)+1} \tag{6.32}$$

y

$$\int_0^1\int_0^x [F_{\aleph_k}(t)]^K \, dt\, dx = \sum_{k=0}^{K} \binom{K}{k} \left[\frac{(-1)^{k+1}}{k\,(M_t-1)+1}\right] \left[\int_0^1 (1-x)^{k(M_t-1)+1} \, dx - \int_0^1 dx\right] \tag{6.33}$$

$$= \sum_{k=0}^{K} \binom{K}{k} \left[\frac{(-1)^{k+1}}{k\,(M_t-1)+1}\right] \left[\frac{1}{k\,(M_t-1)+2} - 1\right] \tag{6.34}$$

$$= \sum_{k=0}^{K} \binom{K}{k} \frac{(-1)^{k}}{k\,(M_t-1)+2}, \tag{6.35}$$

donde $\binom{a}{b}$ identifica el coeficiente binomial entre a y b. Combinando los contenidos de las expresiones (6.27) y (6.30) con los resultados de las integrales definidas que se presentan en las ecuaciones (6.32) y (6.35), utilizando posteriormente en la fórmula resultante la Proposición 2.3 de [98], i.e.,

$$\sum_{k=0}^{K} \binom{K}{k} \frac{(-1)^k}{k+\beta} = \frac{K!\,\Gamma(\beta)}{\Gamma(K+1+\beta)} = \frac{K}{\beta} B(K, 1+\beta) \qquad \beta \neq 0, 1, \ldots;\; K = 0, 1, \ldots, \tag{6.36}$$

donde $B(x, y)$ hace referencia a la función Beta[1] con parámetros x e y definida por

$$B(x, y) = \int_0^1 t^{x-1}\,(1-t)^{y-1}\, dt \qquad x > 0; y > 0, \tag{6.37}$$

ver ecuación (6.2.1) de [88], se obtienen las siguientes expresiones cerradas:

$$\mathbb{E}\left\{\aleph_{k^*}[i]\right\} = 1 - KB\left(K, \frac{M_t}{M_t-1}\right), \tag{6.38}$$

$$\mathbb{E}\left\{\aleph_{k^*}[i]^2\right\} = 1 + KB\left(K, \frac{M_t+1}{M_t-1}\right) - 2KB\left(K, \frac{M_t}{M_t-1}\right). \tag{6.39}$$

Por último, combinando los resultados de las expresiones anteriores con los contenidos de las ecuaciones (6.23)-(6.24), se llegan a las fórmulas cerradas finales que identifican los primeros dos momentos de la RV $\widetilde{\gamma}_{k^*}[i]$ en un sistema que aplica un esquema OBF-NSNR (o OBF-Proj) como mecanismo de precodificación aleatoria en transmisión.

6.3.1.1. Efecto de la Diversidad Multiusuario en un Sistema OBF

A modo de cierre de la presente subsección, se analiza a continuación cómo es el comportamiento de la ganancia por MUD un sistema MU-MIMO que aplica un esquema OBF-NSNR (o OBF-Proj) como estrategia de precodificación aleatoria en transmisión, cuando la CQI que estiman los usuarios activos en recepción se informan a la BS en forma completa (i.e., sin cuantización). En otras palabras, se procede a estimar cuál es el número de usuarios activos K que se necesita para conseguir una determinada fracción ρ de la ganancia de SNR óptima disponible

[1] Llamada también función Beta de Euler o integral de Euler de segunda especie.

en el sistema. Es importante aclara que en esta situación, la ganancia de SNR óptima representa el valor de la esperanza matemática que le corresponde a la SNR instantánea que experimenta (en recepción) el usuario diagramado en cada momento, cuando se aplica un esquema TDMA con RR en transmisión (considerando que la BS dispone de CSIT completa).

Con este propósito, se aplica primero la función logaritmo natural en ambos términos de la expresión (6.38). Posteriormente, se emplea la relación (6.2.2) de [88], i.e.,

$$B(x,y) = \frac{\Gamma(x)\Gamma(y)}{\Gamma(x+y)}, \tag{6.40}$$

en conjunto con una versión logarítmica de la fórmula asintótica de Stirling que se presenta en la aproximación (8.327.2) de [89], i.e.,

$$\Gamma(K+1) \sim \sqrt{2\,\pi\,K}\left(\frac{K}{e}\right)^{K} \qquad K \gg 1, \tag{6.41}$$

en aquellas funciones Gamma que poseen la variable K en su argumento. Luego de varias manipulaciones sencillas, se llega al siguiente resultado aproximado deseado:

$$K(\rho) \approx \left[\frac{\Gamma\left(\frac{M_t}{M_t-1}\right)}{1-\rho}\right]^{M_t-1} \qquad K \gg 1. \tag{6.42}$$

Interpretando adecuadamente la expresión anterior se puede concluir que, el número de usuarios activos que se necesita para alcanzar una fracción (arbitrariamente) grande de la ganancia de SNR disponible en el canal (i.e., ρ) se incrementa de forma proporcional al factor de potencia $(M_t - 1)$. En base a este comportamiento, cuando se trabaja con valores de K compatibles con los números de usuarios activos que se suelen manejar en los sistemas inalámbricos contemporáneos, se espera poder aprovechar sólo una pequeña fracción de la ganancia por MUD disponible en el canal MU-MIMO. Notar que esta tendencia se acentúa a medida que aumenta el número de elementos en el arreglo de antenas de la BS, particularmente para valores de $M_t > 4$.

6.3.2. Tasa de Transmisión Alcanzable con OCP

Para inducir variaciones de amplitud en las componentes del vector de conformación de haz aleatorio que se aplica en transmisión se deben utilizar amplificadores de potencia con respuesta lineal en todo el rango de salida, los cuales poseen un desempeño muy pobre a la hora de evaluar su eficiencia en términos de potencia. Este hecho se traduce en un problema bastante complicado de manejar en la mayoría de las situaciones prácticas, sobre todo cuando existen restricciones estrictas que se deben satisfacer a la hora de dimensionar el tamaño y el costo del hardware que se debe incorporar en un sistema de este tipo [30]. Para superar esta limitación, los autores de [80] propusieron aplicar un esquema OCP en transmisión, como una solución de compromiso atractiva para relajar los requerimientos de eficiencia de los amplificadores potencia de la BS,

sin degradar en forma considerable la tasa de transmisión alcanzable a nivel de sistema. En un sistema que aplica OCP en transmisión, se deben hacen variar solamente las fases de las señales que se aplican en los diferentes elementos del arreglo de antenas de la BS, mientras que los niveles de potencia (i.e., las amplitudes) de dichas señales se mantienen constantes a lo largo del tiempo. A partir de esta restricción, los elementos que componen al vector de conformación de haz aleatorio que se aplica en transmisión, i.e.,

$$\widetilde{\mathbf{w}}[i] = (\widetilde{w}_1[i], \ldots, \widetilde{w}_{M_t}[i])^T, \tag{6.43}$$

se pueden expresar como

$$\widetilde{w}_m[i] = \frac{1}{\sqrt{M_t}}\, e^{j\,\widetilde{\phi}_m[i]} \qquad m = 1, \ldots, M_t, \tag{6.44}$$

donde las fases de precodificación aleatorias $\left\{\widetilde{\phi}_m[i]\right\}$ (con $m = 1, \ldots, M_t$) son RVs i.i.d. con distribución uniforme en el intervalo $[-\pi, \pi)$.

La ganancia de SNR fraccional disponible en un sistema MU-MIMO que aplica un esquema OCP-NSNR con CQI completa (i.e., sin cuantización) en transmisión fue analizada por primera vez por Sharma *et al.* en [80]. Por un lado, los autores presentaron en dicho trabajo una fórmula cerrada para caracterizar el comportamiento estadístico condicional (i.e., para un determinado vector de canal $\mathbf{h}_k$) de la métrica de selección

$$\aleph_k[i] = \frac{\widetilde{\gamma}_k[i]}{\widehat{\gamma}_k[i]} = \frac{\left|\sum_{m=1}^{M_t} |h_{k,m}[i]|\, e^{j(\psi_{k,m}[i]+\widetilde{\phi}_m[i])}\right|^2}{\left(\sum_{m=1}^{M_t} |h_{k,m}[i]|\right)^2}, \tag{6.45}$$

cuando la BS está equipada con un arreglo de antena de dos elementos en transmisión (i.e., cuando $M_t = 2$). Por otro lado, los autores de [80] propusieron emplear una aproximación exponencial para modelar el comportamiento de la PDF condicional $f_{\aleph_k|\mathbf{h}_k}(x|\mathbf{h}_k)$ en aquellos escenarios de trabajo donde el número de elementos de antena en la BS crecía de forma considerable (i.e., cuando $M_t \gg 1$).

El objetivo de este capítulo es identificar herramientas analíticas que permitan caracterizar, de forma sencilla, las tasas de transmisión alcanzables en un sistema MU-MIMO cuando se aplican distintas estrategias RBF en transmisión. Por esto, en esta sección nos enfocamos en estudiar el comportamiento del esquema OCP cuando se lo combina con un algoritmo de diagramación por max-Proj; en otras palabras, cuando la BS selecciona para transmitir en cada momento al usuario que maximiza el valor de proyección

$$\kappa_k[i] = \left|\widehat{\mathbf{w}}_k[i]^H \cdot \widetilde{\mathbf{w}}[i]\right|^2 = \frac{1}{{M_t}^2}\left|\sum_{m=1}^{M_t} e^{j(\psi_{k,m}[i]+\widetilde{\phi}_m[i])}\right|^2 \tag{6.46}$$

como métrica de desempeño, en lugar del valor de SNR Normalizada (NSNR) que se reportó en la ecuación (6.45). Según se podrá apreciar más adelante durante el desarrollo teórico del presente

capítulo, el empleo de la métrica de selección $\kappa_k[i]$ (i.e., algoritmo de diagramación por max-Proj) en lugar de la métrica de selección $\aleph_k[i]$ (i.e., algoritmo de diagramación por max-NSNR) permite alcanzar prácticamente la misma tasa de transmisión a nivel de sistema, con la ventaja adicional de permitir que esta estrategia de precodificación aleatoria tenga una implementación mucho más directa en un sistema MU-MIMO real. Recordar que cuando la BS aplicaba un esquema OBF como estrategia de RBF en transmisión, ambas métricas de selección (i.e., $\aleph_k[i]$ y $\kappa_k[i]$) eran totalmente intercambiables entre sí (ver Sección 6.3.1).

Para computar los primeros dos momentos de la SNR en recepción que le corresponde al usuario seleccionado por el esquema OCP-Proj en cada momento (i.e., $\widetilde{\gamma}_{k^*}[i]$), se debe comenzar por estudiar el comportamiento estadístico del valor de SNR instantánea que experimenta un usuario arbitrario en esta circunstancia (i.e., $\widetilde{\gamma}_k[i]$). Para llevar a cabo este análisis, se procede a definir primero la RV auxiliar

$$\Delta_{k,m}[i] = \psi_{k,m}[i] + \widetilde{\phi}_m[i] \qquad k = 1, \ldots, K;\, m = 1, \ldots, M_t, \tag{6.47}$$

la cual identifica la fase de canal absoluta que observa el k-ésimo usuario desde la m-ésima antena transmisora (una vez que se aplica el peso de conformación de haz aleatorio $\widetilde{\mathbf{w}}[i]$ correspondiente en el extremo transmisor). Con el propósito de mantener acotada la complejidad de las expresiones matemáticas que se manejan, se opta por omitir explicitar el índice de tiempo i en las ecuaciones que se desarrollan en el resto de la presente sección.

Haciendo uso de la definición (6.47), el valor de SNR instantánea que experimenta un usuario arbitrario k en recepción se puede escribir como

$$\widetilde{\gamma}_k = \left(\sum_{m=1}^{M_t} \frac{|h_{k,m}|}{\sqrt{M_t}}\, e^{j\Delta_{k,m}} \right) \left(\sum_{m=1}^{M_t} \frac{|h_{k,m}|}{\sqrt{M_t}}\, e^{j\Delta_{k,m}} \right)^* \tag{6.48}$$

$$= \frac{1}{M_t} \sum_{m=1}^{M_t} |h_{k,m}|^2 + \frac{2}{M_t} \sum_{m_1=1}^{M_t-1} \sum_{m_2=m_1+1}^{M_t} |h_{k,m_1}||h_{k,m_2}| \operatorname{Re}\{e^{j(\Delta_{k,m_1}-\Delta_{k,m_2})}\}. \tag{6.49}$$

Luego, aplicando el operador esperanza matemática en la expresión anterior, se observa que

$$\mathbb{E}\{\widetilde{\gamma}_k\} = \frac{1}{M_t} \sum_{m=1}^{M_t} \mathbb{E}\{|h_{k,m}|^2\} + \frac{2}{M_t} \sum_{m_1=1}^{M_t-1} \sum_{m_2=m_1+1}^{M_t} \mathbb{E}\{|h_{k,m_1}|\}\mathbb{E}\{|h_{k,m_2}|\} \times \mathbb{E}\left\{ \operatorname{Re}\{e^{j(\Delta_{k,m_1}-\Delta_{k,m_2})}\} \right\} \tag{6.50}$$

$$= \frac{1}{M_t} \sum_{m=1}^{M_t} \mathbb{E}\{|h|^2\} + \frac{2}{M_t} \mathbb{E}^2\{|h|\}\, \mathbb{E}\left\{ \sum_{m_1=1}^{M_t-1} \sum_{m_2=m_1+1}^{M_t} \operatorname{Re}\{e^{j(\Delta_{k,m_1}-\Delta_{k,m_2})}\} \right\} \tag{6.51}$$

$$= \mathbb{E}\{|h|^2\} + \mathbb{E}^2\{|h|\}\ (M_t\, \mathbb{E}\{\kappa_k\} - 1) = 1 + \frac{\pi}{4}\,(M_t \mathbb{E}\{\kappa_k\} - 1)\,, \tag{6.52}$$

donde $|h|$ representa una RV (genérica) con distribución Rayleigh, cuyo momento de orden n viene dado por la siguiente relación:

$$\mathbb{E}\{|h|^n\} = \Gamma\left(\frac{n}{2} + 1\right) \qquad n = 0, 1, \ldots. \tag{6.53}$$

Para calcular el segundo momento de $\widetilde{\gamma}_k$, se emplea un procedimiento similar al anterior. En esta circunstancia, primero se eleva al cuadrado la expresión (6.49), para aplicar posteriormente la esperanza matemática en la fórmula resultante, i.e.,

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}\left\{\widetilde{\gamma}_k^2\right\} &= \frac{1}{{M_t}^2}\sum_{m=1}^{M_t}\mathbb{E}\{|h_{k,m}|^4\} + \frac{2}{{M_t}^2}\sum_{m_1=1}^{M_t-1}\sum_{m_2=m_1+1}^{M_t}\left(\prod_{i=1}^{2}\mathbb{E}\{|h_{k,m_i}|^2\}\right) + \\
&\quad \frac{4}{{M_t}^2}\sum_{m_1=1}^{M_t-1}\sum_{m_2=m_1+1}^{M_t}\left[\mathbb{E}\{|h_{k,m_1}|^3\}\mathbb{E}\{|h_{k,m_2}|\} + \mathbb{E}\{|h_{k,m_1}|\}\mathbb{E}\{|h_{k,m_2}|^3\} + \right. \\
&\quad \left.\left(\prod_{i=1}^{2}\mathbb{E}\{|h_{k,m_i}|\}\right)\sum_{\substack{m_3=1\\ m_3\neq m_1,m_2}}^{M_t}\mathbb{E}\{|h_{k,m_3}|^2\}\right]\mathbb{E}\left\{\mathrm{Re}\left\{e^{j(\Delta_{k,m_1}-\Delta_{k,m_2})}\right\}\right\} + \\
&\quad \frac{4}{{M_t}^2}\sum_{m_1=1}^{M_t-1}\sum_{m_2=m_1+1}^{M_t}\left(\prod_{i=1}^{2}\mathbb{E}\{|h_{k,m_i}|^2\}\right)\mathbb{E}\left\{\mathrm{Re}^2\left\{e^{j(\Delta_{k,m_1}-\Delta_{k,m_2})}\right\}\right\} + \\
&\quad \frac{8}{{M_t}^2}\sum_{m_1=1}^{M_t-1}\sum_{m_2=m_1+1}^{M_t}\sum_{\substack{m_3=1\\ m_3\neq m_1,m_2}}^{M_t}\left(\prod_{i=1}^{2}\mathbb{E}\{|h_{k,m_i}|\}\right)\mathbb{E}\{|h_{k,m_3}|^2\}\times \\
&\quad \mathbb{E}\left\{\mathrm{Re}\left\{e^{j(\Delta_{k,m_3}-\Delta_{k,m_1})}\right\}\mathrm{Re}\left\{e^{j(\Delta_{k,m_3}-\Delta_{k,m_2})}\right\}\right\} + \\
&\quad \frac{8}{{M_t}^2}\sum_{m_1=1}^{M_t-3}\sum_{m_2=m_1+1}^{M_t}\sum_{\substack{m_3=m_1+1\\ m_3\neq m_2}}^{M_t-1}\sum_{\substack{m_4=m_3+1\\ m_4\neq m_2}}^{M_t}\left(\prod_{i=1}^{4}\mathbb{E}\{|h_{k,m_i}|\}\right)\times \\
&\quad \mathbb{E}\left\{\mathrm{Re}\left\{e^{j(\Delta_{k,m_1}-\Delta_{k,m_2})}\right\}\mathrm{Re}\left\{e^{j(\Delta_{k,m_3}-\Delta_{k,m_4})}\right\}\right\}. \qquad (6.54)
\end{aligned}$$

Reemplazamos los módulos de las ganancias de canal individuales $\left\{|h_{k,m}|\right\}$ (con $m = 1, \ldots, M_t$) de la expresión anterior por una RV Rayleigh genérica $|h|$, se observa que

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}\left\{\widetilde{\gamma}_k^2\right\} &= \frac{1}{{M_t}^2}\sum_{m=1}^{M_t}\mathbb{E}\left\{|h|^4\right\} + \frac{2}{{M_t}^2}\sum_{m_1=1}^{M_t-1}\sum_{m_2=m_1+1}^{M_t}\mathbb{E}^2\left\{|h|^2\right\} + \\
&\quad \frac{4}{{M_t}^2}\sum_{m_1=1}^{M_t-1}\sum_{m_2=m_1+1}^{M_t}\left[2\left(\mathbb{E}\left\{|h|^3\right\}\mathbb{E}\left\{|h|\right\}\right) + \mathbb{E}^2\left\{|h|\right\}\sum_{\substack{m_3=1\\ m_3\neq m_1,m_2}}^{M_t}\mathbb{E}\left\{|h|^2\right\}\right]\times \\
&\quad \mathbb{E}\left\{\mathrm{Re}\left\{e^{j(\Delta_{k,m_1}-\Delta_{k,m_2})}\right\}\right\} + \frac{4}{{M_t}^2}\mathbb{E}^2\left\{|h|^2\right\}\sum_{m_1=1}^{M_t-1}\sum_{m_2=m_1+1}^{M_t}\mathbb{E}\left\{\mathrm{Re}^2\left\{e^{j(\Delta_{k,m_1}-\Delta_{k,m_2})}\right\}\right\} + \\
&\quad \frac{8}{{M_t}^2}\mathbb{E}^2\left\{|h|\right\}\mathbb{E}\{|h|^2\}\sum_{m_1=1}^{M_t-1}\sum_{m_2=m_1+1}^{M_t}\sum_{\substack{m_3=1\\ m_3\neq m_1,m_2}}^{M_t}\mathbb{E}\left\{\mathrm{Re}\left\{e^{j(\Delta_{k,m_3}-\Delta_{k,m_1})}\right\}\mathrm{Re}\left\{e^{j(\Delta_{k,m_3}-\Delta_{k,m_2})}\right\}\right\} + \\
&\quad \frac{8}{{M_t}^2}\mathbb{E}^4\left\{|h|\right\}\sum_{m_1=1}^{M_t-3}\sum_{m_2=m_1+1}^{M_t}\sum_{\substack{m_3=m_1+1\\ m_3\neq m_2}}^{M_t-1}\sum_{\substack{m_4=m_3+1\\ m_4\neq m_2}}^{M_t}\mathbb{E}\left\{\mathrm{Re}\left\{e^{j(\Delta_{k,m_1}-\Delta_{k,m_2})}\right\}\mathrm{Re}\left\{e^{j(\Delta_{k,m_3}-\Delta_{k,m_4})}\right\}\right\}. \qquad (6.55)
\end{aligned}$$

Por último, luego de una serie de manipulaciones simples pero tediosas, se llega a la siguiente

expresión final deseada:

$$\begin{aligned}\mathbb{E}\left\{\widetilde{\gamma}_k^2\right\} &\approx \frac{\mathbb{E}\left\{|h|^4\right\}}{M_t} + \frac{(M_t-1)}{M_t}\mathbb{E}^2\left\{|h|^2\right\} + C_1\left[{M_t}^2\,\mathbb{E}\left\{{\kappa_k}^2\right\} - 2M_t\,\mathbb{E}\left\{\kappa_k\right\} + 1\right] + \\ &\quad \frac{4}{M_t}\left[\mathbb{E}\left\{|h|^3\right\}\mathbb{E}\left\{|h|\right\} + \frac{(M_t-2)}{2}\mathbb{E}^2\left\{|h|\right\}\mathbb{E}\left\{|h|^2\right\}\right](M_t\mathbb{E}\left\{\kappa_k\right\} - 1) \qquad (6.56)\\ &= \frac{2}{M_t} + \frac{(M_t-1)}{M_t} + C_1\left[{M_t}^2\,\mathbb{E}\left\{{\kappa_k}^2\right\} - 2\,M_t\mathbb{E}\left\{\kappa_k\right\} + 1\right] + \\ &\quad \frac{4}{M_t}\left[\Gamma(2{,}5)\Gamma(1{,}5) + \frac{(M_t-2)}{2}\Gamma^2(1{,}5)\right](M_t\mathbb{E}\left\{\kappa_k\right\} - 1)\,, \qquad (6.57)\end{aligned}$$

donde el factor de ponderación

$$\begin{aligned}C_1 &= \frac{\frac{M_t(M_t-1)}{2}\mathbb{E}^2\left\{|h|^2\right\} + \frac{M_t(M_t-1)(M_t-2)}{2}\mathbb{E}^2\left\{|h|\right\}\mathbb{E}\left\{|h|^2\right\} + \frac{(M_t-1)(M_t-2)(M_t-3)}{2}\mathbb{E}^4\left\{|h|\right\}}{(M_t-1)\left(M_t^2-3M_t+3\right)}\\ &= \frac{M_t + M_t\,(M_t-2)\,\Gamma^2(1{,}5) + (M_t-2)\,(M_t-3)\,\Gamma^4(1{,}5)}{2\left(M_t^2-3M_t+3\right)} \qquad (6.58)\end{aligned}$$

es el parámetro que nos posibilita definir la aproximación que se presenta en la ecuación (6.56). Se deja constancia que la fórmula (6.57) tiene un comportamiento ajustado en forma asintótica, a medida que aumenta el número de elementos de antena en transmisión (i.e., cuando $M_t \gg 1$).

En esta instancia, se procede a estudiar el comportamiento estadístico de métrica de selección (6.46) para diferentes valores de M_t (i.e., determinar una aproximación ajustada que modele el comportamiento de PDF marginal $f_{\kappa_k}(x)$ en esta situación). La idea es identificar un juego de fórmulas cerradas, las cuales permitan estimar de forma fehaciente los primeros dos momentos de la métrica de selección que le corresponde al usuario diagramado por el esquema OCP-Proj en cada momento (i.e., $\kappa_{k^*}[i]$). Para derivar estas expresiones se aplican conceptos de la teoría de estadísticas ordenadas, con el objetivo de caracterizar de forma apropiada los primeros dos momentos de la máxima estadística ordenada de un conjunto de K RVs i.i.d., con distribución marginal $f_{\kappa_k}(x)$. Por último, reemplazando las fórmulas cerradas que se obtengan en las ecuaciones (6.52) y (6.57) se obtendrán finalmente las expresiones cerradas deseadas, las cuales nos permitirán estimar los primeros dos momentos de la SNR en recepción que le corresponde al usuario seleccionado en esta situación (i.e., $\widetilde{\gamma}_{k^*}$).

El comportamiento probabilístico de la métrica de diagramación (6.46) se asemeja bastante al problema de Caminata Aleatoria (RW) que introdujo Pearson en [99], dentro del contexto de una carta abierta que envió al editor de la revista Nature a principios del siglo XX. En dicha circunstancia, el autor consultó sobre referencias bibliográficas que hayan identificado cuál era la función de probabilidad que modela el comportamiento estadístico de la distancia extremo-a-extremo (i.e., $|z|$) de una cadena de n pasos aleatorios (de igual longitud), tomados en una dirección arbitraria sobre el plano de los números complejos. A pesar de que la solución a este problema fue analizada en forma extensiva en la literatura, las expresiones cerradas que establecen cómo es el comportamiento estadístico de la distribución de probabilidad $f_{|z|}(z)$ a

partir de funciones conocidas sólo se conocen para valores de $n = 1, 2, 3$. Notar que para $n = 1$, la solución a este problema es trivial. Sin embargo, para valores de $n = 2, 3$, las fórmulas cerradas exactas son bastante más complejas de obtener (de hecho, el caso $n = 3$ se soluciona a partir de integrales elípticas). Las fórmulas cerradas en esta última circunstancia se pueden encontrar en el Cuadro 2.1 de [100]. Por último, Lord Rayleigh presentó una solución asintótica para este problema (i.e., cuando $n \to \infty$), utilizando para tal propósito una versión del teorema central del límite en dos dimensiones. El resultado asintótico que se deriva en esta circunstancia se basa en aproximar el comportamiento de $f_{|z|}(z)$ a partir de una distribución de probabilidad Rayleigh. Notar que éste es tal vez el aporte más valioso que se realizó en el contexto del problema original de Pearson, ya que el mismo permite desarrollar fórmulas cerradas aproximadas que permiten ajustar de una forma relativamente precisa el comportamiento probabilístico del fenómeno que se desea modelar, aun cuando el valor de n es *moderadamente* grande.

En base al análisis del párrafo anterior, nos encontramos listos para estudiar los primeros dos momentos de la métrica de selección (6.46) para diferentes valores de M_t. Con este propósito, se procede a derivar primero la PDF marginal exacta cuando $M_t = 2$, mientras que se propone utilizar una versión mejorada de la aproximación asintótica que presentó Lord Rayleigh para aquellos escenarios de trabajo donde $M_t \geq 4$. Notar que aunque existe una solución cerrada exacta para caracterizar el comportamiento probabilístico de la métrica de selección en cuestión cuando $M_t = 3$, en esta sección se omite llevar a cabo este análisis porque no incorporaría nuevos entendimientos a los conceptos que se desean enfatizar en esta parte de la Tesis.

6.3.2.1. Métrica de Selección Usuario Diagramado con 2 Antenas en Transmisión

La métrica de selección que experimenta en recepción un usuario arbitrario k en esta circunstancia se obtiene valuando el contenido de la ecuación (6.46) para $M_t = 2$, i.e.,

$$\kappa_k[i] = \frac{1}{4}\left(e^{j\Delta_{k,1}[i]} + e^{j\Delta_{k,2}[i]}\right)\left(e^{-j\Delta_{k,1}[i]} + e^{-j\Delta_{k,2}[i]}\right) \tag{6.59}$$

$$= \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos\left(\Delta_{1,2}[i]\right), \tag{6.60}$$

donde $\Delta_{1,2}[i] = (\Delta_{k,1}[i] - \Delta_{k,2}[i])$ identifica la diferencia de fase que existe entre las diferentes señales que recibe el usuario en cuestión (post-ajuste aleatorio) desde cada uno de los elementos que componen al arreglo de antenas en esta situación. En base a nuestro modelo de sistema, los desfasajes $\Delta_{1,2}[i]$ correspondientes a los distintos usuarios activos dentro del sistema se pueden interpretar como RVs i.i.d. con distribución uniforme en el intervalo $[-\pi, \pi)$, o equivalentemente, RVs i.i.d. uniformemente distribuidas en el intervalo $[0, \pi]$ (porque la función coseno es una función par). Por esto, la máxima estadística ordenada de un conjunto de K RVs i.i.d. con

distribución marginal $f_{\kappa_k}(x)$ se puede escribir como:

$$\kappa_{k^*}[i] = \underset{k=\{1,\ldots,K\}}{\text{máx}} \{\kappa_k[i]\} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos\left(\underset{k=\{1,\ldots,K\}}{\text{mín}} \{\Delta_{1,2}[i]\}\right) \tag{6.61}$$

$$= \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos\left\{U_{(1)}\right\}, \tag{6.62}$$

donde $U_{(1)}$ posee distribución Beta escalada (i.e., mínima estadística ordenada de un conjunto de K RVs i.i.d. con distribución uniforme) según

$$f_{U_{(1)}}(u) = \frac{K}{\pi}\left(1 - \frac{u}{\pi}\right)^{K-1} = \frac{K}{\pi}\sum_{k=0}^{K-1}\binom{K-1}{k}\left(-\frac{1}{\pi}\right)^k u^k \qquad 0 \leq u \leq \pi. \tag{6.63}$$

La fórmula cerrada que establece cuál es el valor del primer momento de la métrica de selección que le corresponde al usuario diagramado por el esquema OCP-Proj se obtiene combinando los contenidos de las ecuaciones (6.62)-(6.63), i.e.,

$$\mathbb{E}\{\kappa_{k^*}[i]\} = \int_0^\pi \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos(u)\right] f_{U_{(1)}}(u)\, du \tag{6.64}$$

$$= \frac{1}{2} + \frac{K}{2\pi}\left[\sum_{k=0}^{K-1}\binom{K-1}{k}\left(-\frac{1}{\pi}\right)^k \int_0^\pi u^k \cos(u)\, du\right] \tag{6.65}$$

$$= \frac{1}{2} + \frac{\Gamma(K+1)}{2}\left\{\sum_{k=0}^{K-1}\frac{(-1)^k}{\Gamma(K-k)}\left[\frac{(-1)^{\lfloor\frac{(k+1)}{2}\rfloor}}{\pi^{k+1}}\left(2\left\lfloor\frac{k+1}{2}\right\rfloor - k\right) + \right.\right.$$

$$\left.\left.\sum_{l=0}^{\lfloor\frac{(k-1)}{2}\rfloor}\frac{(-1)^{l+1}}{\pi^{2(l+1)}\Gamma(k-2l)}\right]\right\}. \tag{6.66}$$

Notar que la fórmula final anterior se obtuvo utilizando la expresión (3.761.10) de [89], para establecer cuál era el valor de la integral definida que aparece en la ecuación (6.65).

Para calcular el segundo momento de la métrica de selección que le corresponde al usuario diagramado en esta circunstancia, se emplea un procedimiento similar al anterior, i.e.,

$$\mathbb{E}\left\{\kappa_{k^*}[i]^2\right\} = \int_0^\pi \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos(u)\right]^2 f_{U_{(1)}}(u)\, du \tag{6.67}$$

$$= \frac{1}{4} + \frac{1}{2}\int_0^\pi \cos(u)\, f_{U_{(1)}}(u)\, du + \frac{1}{4}\left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\int_0^\pi \cos(2u)\, f_{U_{(1)}}(u)\, du\right] \tag{6.68}$$

$$= \left(\mathbb{E}\{\kappa_{k^*}[i]\} - \frac{1}{8}\right) + \frac{\Gamma(K+1)}{8}\left\{\sum_{k=0}^{K-1}\frac{(-1)^k}{\Gamma(K-k)}\left[\frac{(-1)^{\lfloor\frac{(k+1)}{2}\rfloor}}{(2\pi)^{k+1}} \times\right.\right.$$

$$\left.\left.\left(2\left\lfloor\frac{k+1}{2}\right\rfloor - k\right) + \sum_{l=0}^{\lfloor\frac{(k-1)}{2}\rfloor}\frac{(-1)^l}{(2\pi)^{2(l+1)}\Gamma(k-2l)}\right]\right\}. \tag{6.69}$$

Por último, combinando los resultados de las expresiones (6.66) y (6.69) con los contenidos de las ecuaciones (6.52) y (6.57) se llega a las fórmulas finales deseadas, las cuales identifican los primeros dos momentos de la RV $\widetilde{\gamma}_{k^*}[i]$ en un sistema que aplica un esquema OCP-Proj como mecanismo de precodificación aleatoria en transmisión (cuando $M_t = 2$).

6.3.2.2. Métrica de Selección Usuario Diagramado con M_t Antenas en Transmisión

En esta parte de la sección se extiende el estudio del apartado anterior a un escenario de trabajo donde el número de elementos de antena en la BS es superior a dos (i.e., cuando $M_t \geq 3$). Para llevar adelante este análisis, se procede a estudiar el comportamiento estadístico de la distancia extremo-a-extremo (i.e., $|z|$) de un proceso RW de Pearson genérico, considerando que los n pasos individuales que se toman en una dirección arbitraria (sobre el plano complejo) poseen longitud unitaria. El modelo aproximado que se deriva en esta circunstancia se basa en representar el comportamiento exacto (desconocido) de $f_{|z|}(z)$ a partir de una distribución de probabilidad Rayleigh mejorada, posibilitando de este modo caracterizar de una forma relativamente sencilla el comportamiento estadístico de la RV $|z|$ para valores de n moderadamente elevados (e.g., $n \geq 4$).

En un proceso RW de Pearson, la posición z que se alcanza en el plano complejo luego de M_t pasos de longitud unitaria viene dada por la relación

$$z = \sum_{m=1}^{M_t} e^{j\theta_m}, \tag{6.70}$$

donde $\{\theta_m\}$ (con $m = 1, \ldots, M_t$) son RVs i.i.d. con distribución uniforme en el intervalo $[-\pi, \pi)$. En consecuencia, la distancia cuadrática al origen que se consigue en un ensayo arbitrario del experimento aleatorio anterior admite la siguiente expresión:

$$|z|^2 = \left(\sum_{m_1=1}^{M_t} e^{j\theta_{m_1}} \right) \left(\sum_{m_2=1}^{M_t} e^{-j\theta_{m_2}} \right) = \sum_{m_1=1}^{M_t} \sum_{m_2=1}^{M_t} e^{j(\theta_{m_1} - \theta_{m_2})} = M_t + \sum_{m_1 \neq m_2} e^{j\Delta_{m_1,m_2}}, \tag{6.71}$$

donde

$$\Delta_{m_1,m_2} = (\theta_{m_1} - \theta_{m_2}) \qquad m_1, m_2 = 1, \ldots, M_t;\ m_1 \neq m_2. \tag{6.72}$$

Empleando un procedimiento similar al anterior, se tiene que

$$|z|^4 = {M_t}^2 + 2M_t \left(\sum_{m_1 \neq m_2} e^{j\Delta_{m_1,m_2}} \right) + \left(\sum_{m_1 \neq m_2} e^{j\Delta_{m_1,m_2}} \right) \left(\sum_{n_1 \neq n_2} e^{-j\Delta_{n_1,n_2}} \right) \tag{6.73}$$

$$= {M_t}^2 + 2M_t \left(\sum_{m_1 \neq m_2} e^{j\Delta_{m_1,m_2}} \right) + M_t\,(M_t - 1) + \sum_{\substack{m_1 \neq m_2; n_1 \neq n_2 \\ (m_1,m_2) \neq (n_1,n_2)}} e^{j\left(\Delta_{m_1,m_2} - \Delta_{n_1,n_2}\right)}. \tag{6.74}$$

Como la PDF $f_{\theta_m}(x)$ es uniforme en el intervalo $[-\pi, \pi)$, la distribución de probabilidad que le corresponden a la RV Δ_{m_1,m_2} y a la diferencia de RVs $(\Delta_{m_1,m_2} - \Delta_{n_1,n_2})$ posee simetría par. En consecuencia, las esperanzas matemáticas que le corresponden a las ecuaciones (6.71) y (6.74) satisfacen las siguientes expresiones finales:

$$\mathbb{E}\left\{|z|^2\right\} = M_t, \qquad \mathbb{E}\left\{|z|^4\right\} = M_t\,(2M_t - 1). \tag{6.75}$$

Combinando los resultados de las expresiones anteriores con la métrica de selección que se definió en la ecuación (6.46), se puede observar que los primeros dos momentos de la RV κ_k se pueden escribir como

$$\mathbb{E}\left\{\kappa_k[i]\right\} = \frac{1}{M_t}, \qquad \mathbb{E}\left\{\kappa_k[i]^2\right\} = \frac{2M_t - 1}{{M_t}^3}, \tag{6.76}$$

mientras que la figura de desvanecimiento correspondiente en esta situación viene dada por la relación

$$\mathfrak{m}_{\kappa_k} = \frac{\mathbb{E}^2\{\kappa_k[i]\}}{\mathbb{E}\left\{\kappa_k[i]^2\right\} - \mathbb{E}^2\left\{\kappa_k[i]\right\}} = \frac{M_t}{M_t - 1}. \tag{6.77}$$

Interpretando adecuadamente la fórmula anterior se observa claramente que, la figura de desvanecimiento $\mathfrak{m}_{\kappa_k}$ tiende a 1 a medida que M_t crece. En consecuencia, es factible concluir que el comportamiento estadístico de la PDF $f_{\kappa_k}(x)$ se aproxima a una distribución exponencial con parámetro $\beta^{-1} = \mathbb{E}\left\{\kappa_k[i]\right\}$ a medida que M_t aumenta en forma gradual (notar que este comportamiento se encuentra en concordancia con la solución asintótica que propuso Lord Rayleigh para caracterizar el proceso RW de Pearson para $n \to \infty$).

En base al análisis anterior, se procede a ajustar el comportamiento estadístico de $f_{\kappa_k}(x)$ a partir de una distribución de probabilidad exponencial (i.e., χ^2 con 2 grados de libertad) con corrección de error de primer orden, según el desarrollo teórico que se presentó en el Apéndice 4.1.1. En consecuencia, combinando los contenidos de las ecuaciones (4.83)-(4.84) en conjunto con las expresiones cerradas que se presentaron en (6.76) (i.e., los primeros dos momentos de la RV $\kappa_k[i]$), se arriba a la siguiente aproximación:

$$f_{\kappa_k}(x) \approx \beta e^{-\beta x}\left(a_2 x^2 + a_1 x + a_0\right) \qquad 0 \leq x \leq 1, \tag{6.78}$$

donde el parámetro característico de la distribución exponencial y los coeficientes de corrección del modelo vienen dados por las relaciones

$$\beta = M_t, \qquad a_2 = -\frac{M_t}{4}, \qquad a_1 = 1, \qquad a_0 = 1 - \frac{1}{2M_t}. \tag{6.79}$$

Siguiendo un procedimiento similar, la fórmula aproximada que caracteriza la CDF de la RV κ_k en esta circunstancia se puede conseguir integrando el modelo estadístico que se propuso en las ecuaciones (6.78)-(6.79) anteriores, i.e.,

$$\begin{aligned} F_{\kappa_k}(x) &\approx \frac{1}{C_2}\left[\int_0^x a_2\, t^2\, \beta e^{-\beta t} dt + \int_0^x a_1\, t\, \beta e^{-\beta t} dt + \int_0^x a_0\, \beta e^{-\beta t} dt\right] \qquad 0 \leq x \leq 1 \qquad (6.80) \\ &= \frac{1}{C_2}\left[\frac{a_2}{\beta^2}\,\gamma(3,\beta x) + \frac{a_1}{\beta}\,\gamma(2,\beta x) + a_0\,\gamma(1,\beta x)\right], \qquad (6.81) \end{aligned}$$

donde $\gamma(a,x)$ hace referencia a la función Gamma incompleta inferior con parámetro a, i.e.,

$$\gamma(a,x) = \int_0^x t^{a-1}\, e^{-t} dt \qquad a > 0, \tag{6.82}$$

ver ecuación (8.350.1) de [89], mientras que

$$C_2 = \left[\frac{a_2}{\beta^2}\,\gamma(3,\beta) + \frac{a_1}{\beta}\,\gamma(2,\beta) + a_0\,\gamma(1,\beta)\right] \tag{6.83}$$

es una constante de normalización que asegura que $F_{\kappa_k}(1) = 1$. Posteriormente, reescribiendo todas las funciones Gamma incompletas inferiores con parámetro superior a uno (i.e., $a > 1$) en términos de la función Gamma incompleta inferior con parámetro unitario $\gamma(1,x)$, utilizando para tal propósito la relación recursiva (8.356.1) de [89], i.e.,

$$\gamma(a+1,x) = a\,\gamma(a,x) - x^a e^{-x}, \tag{6.84}$$

se arriba a la siguiente expresión final deseada:

$$F_{\kappa_k}(x) \approx \frac{1}{C_2}\left\{\gamma(1,\beta x)\left[2\frac{a_2}{\beta^2} + \frac{a_1}{\beta} + a_0\right] - e^{-\beta x}\left[a_2 x^2 + \left(2\frac{a_2}{\beta} + a_1\right)x\right]\right\} \qquad 0 \le x \le 1 \tag{6.85}$$

$$= \frac{1 + e^{-M_t x}\left(\frac{M_t}{4}x^2 - \frac{1}{2}x - 1\right)}{1 + e^{-M_t}\left(\frac{M_t - 6}{4}\right)}. \tag{6.86}$$

Notar que la fórmula final anterior se obtuvo reemplazando los parámetros β y $\{a_l\}$ (con $l = 0, \ldots, 2$) por los valores que se presentaron en la ecuación (6.79).

En esta instancia, estamos en condiciones de obtener las fórmulas cerradas que caracterizan los primeros dos momentos de métrica de selección que le corresponde al usuario diagramado por el esquema OCP-Proj en esta circunstancia (i.e., κ_{k^*}). Con este propósito, aplicando integración por partes en las expresiones que definen el primer momento y el segundo momento de la RV en cuestión, se puede observar que

$$\mathbb{E}\left\{\kappa_{k^*}[i]\right\} = \int_0^1 x f_{\kappa_{k^*}}(x)\,dx = 1 - \int_0^1 \left[F_{\kappa_k}(x)\right]^K\,dx, \tag{6.87}$$

mientras que

$$\mathbb{E}\left\{\kappa_{k^*}[i]^2\right\} = \int_0^1 x^2 f_{\kappa_{k^*}}(x)\,dx = 2\,\mathbb{E}\left\{\kappa_{k^*}[i]\right\} - 1 + 2\int_0^1\int_0^x \left[F_{\kappa_k}(t)\right]^K\,dt\,dx, \tag{6.88}$$

con

$$\int_0^x [F_{\kappa_k}(t)]^K\,dt = \left[1 + e^{-M_t}\left(\frac{M_t - 6}{4}\right)\right]^{-K}\int_0^x \sum_{k=0}^{K}\binom{K}{k} e^{-M_t k t}\left[\frac{M_t}{4}t^2 - \frac{1}{2}t - 1\right]^k dt \tag{6.89}$$

$$= \left[1 + e^{-M_t}\left(\frac{M_t - 6}{4}\right)\right]^{-K}\sum_{k=0}^{K}\binom{K}{k}\sum_{(k_1,k_2,k_3)}\binom{k}{k_1,k_2,k_3}\left(\frac{M_t}{4}\right)^{k_1}\times$$
$$\left(\frac{1}{2}\right)^{k_2}(-1)^{k_2+k_3}\int_0^x e^{-M_t\,k\,t}\,t^{2k_1+k_2}dt \tag{6.90}$$

$$= \left[1 + e^{-M_t}\left(\frac{M_t - 6}{4}\right)\right]^{-K}\left\{x + \sum_{k=1}^{K}\sum_{(k_1,k_2,k_3)}\binom{K}{k}\binom{k}{k_1,k_2,k_3}\left(\frac{M_t}{4}\right)^{k_1}\times\right.$$
$$\left.\left(\frac{1}{2}\right)^{k_2}(-1)^{k_2+k_3}\,\frac{\gamma(2k_1 + k_2 + 1, M_t\,k\,x)}{(M_t\,k)^{2k_1+k_2+1}}\right\} \tag{6.91}$$

y

$$\int_0^1\int_0^x [F_{\kappa_k}(t)]^K dtdx = \left[1+e^{-M_t}\left(\frac{M_t-6}{4}\right)\right]^{-K}\left\{\frac{1}{2}+\sum_{k=1}^{K}\sum_{(k_1,k_2,k_3)}\binom{K}{k}\binom{k}{k_1,k_2,k_3}\left(\frac{M_t}{4}\right)^{k_1}\times \left(\frac{1}{2}\right)^{k_2}(-1)^{k_2+k_3}\frac{\int_0^1\gamma(2k_1+k_2+1,M_t\,k\,x)dx}{(M_t\,k)^{2k_1+k_2+1}}\right\} \quad (6.92)$$

$$= \left[1+e^{-M_t}\left(\frac{M_t-6}{4}\right)\right]^{-K}\left\{\frac{1}{2}+\sum_{k=1}^{K}\sum_{(k_1,k_2,k_3)}\binom{K}{k}\binom{k}{k_1,k_2,k_3}\left(\frac{M_t}{4}\right)^{k_1}\times \left(\frac{1}{2}\right)^{k_2}(-1)^{k_2+k_3}\frac{(M_tk)\,\gamma(2k_1+k_2+1,M_tkx)-\gamma(2k_1+k_2+1,M_tkx)}{(M_tk)^{2k_1+k_2+1}}\right\}, \quad (6.93)$$

donde (k_1,k_2,k_3) representa todas las secuencias (desordenadas) de números enteros no-negativos cuya sumatoria es igual a k, mientras que

$$\binom{k}{k_1,k_2,k_3} = \frac{k!}{k_1!\,k_2!\,k_3!} \qquad k_1+k_2+k_3 = k \quad (6.94)$$

es el coeficiente multinomial de (k_1,k_2,k_3), ver Sección 24.1.2 de [88]. Notar que la fórmula final para $\int_0^1\int_0^x [F_{\kappa_k}(t)]^K\,dtdx$ que se presenta en (6.93) se obtuvo utilizando la relación

$$\int \gamma(a,x)\,dx = x\,\gamma(a,x)-\gamma(a+1,x). \quad (6.95)$$

Por último, combinando los resultados de las expresiones (6.87)-(6.88) con los contenidos de las ecuaciones (6.52) y (6.57) se llega a las fórmulas finales deseadas, las cuales identifican los primeros dos momentos de la RV $\widetilde{\gamma}_{k^*}$ en un sistema que aplica un esquema OCP-Proj como mecanismo de precodificación en transmisión (cuando $M_t \geq 4$).

6.3.3. Tasa de Transmisión Alcanzable con OAS

Por último, en un sistema que implementa un esquema OAS como estrategia de precodificación aleatoria, la BS aplica toda la potencia de transmisión disponible en un único elemento de antena, el cual se selecciona de forma completamente aleatoria (entre todos los elementos que componen al arreglo de antenas de la BS) en cada instancia de transmisión. En base a este principio de funcionamiento, el vector de conformación de haz aleatorio que se aplica en transmisión viene dado por la siguiente expresión:

$$\widetilde{\mathbf{w}}[i] = (0,\ldots,0,1,0,\ldots,0)^T, \quad (6.96)$$

donde la posición del elemento no-nulo (i.e., $\tilde{p}$) dentro del vector $\widetilde{\mathbf{w}}[i]$ varía en forma pseudo-aleatoria entre bloques de transmisión contiguos en el dominio temporal.

La ganancia de SNR fraccional que se encuentra disponible en un sistema MU-MIMO que aplica un esquema OAS-NSNR con CQI completa (i.e., sin cuantización) en transmisión fue

analizada por Sharma *et al.* en [80]. En dicho trabajo, los autores estudiaron el comportamiento estadístico de la métrica de selección

$$\aleph_k[i] = \frac{\widetilde{\gamma}_k[i]}{\widehat{\gamma}_k[i]} = \frac{|h_{k,\tilde{p}}[i]|^2}{\text{máx}_{m=1,\ldots,M_t}\left\{|h_{k,m}[i]|^2\right\}}, \tag{6.97}$$

con el propósito de establecer una fórmula cerrada que identifique el comportamiento estadístico de la PDF condicional $f_{\aleph_k|\mathbf{h}_k}(x|\mathbf{h}_k)$ (i.e., el valor de $\aleph_k[i]$ para un determinado estado de canal $\mathbf{h}_k[i]$). Notar que en la fórmula anterior, $\tilde{p}$ identifica el índice del elemento de antena que selecciona la BS en la i-ésima instancia de transmisión (para enviar información utilizando la totalidad de la potencia de transmisión disponible).

No obstante, como el objetivo de este capítulo es identificar herramientas analíticas sencillas que permitan caracterizar la tasa de transmisión alcanzable en un sistema MU-MIMO que emplee distintas estrategias de precodificación aleatoria en transmisión (apelando además a simplificar los requerimientos necesarios para implementar un esquema de este tipo en un sistema de comunicación MU-MIMO real), en esta sección nos enfocamos en estudiar el comportamiento del esquema OAS cuando se lo combina con un algoritmo de diagramación por max-Proj en transmisión. En otras palabras, la idea es analizar el desempeño de OAS cuando la BS selecciona en cada momento al usuario que maximiza el valor de proyección

$$\kappa_k[i] = \left|\widehat{\mathbf{w}}_k[i]^H \cdot \widetilde{\mathbf{w}}[i]\right|^2 \tag{6.98}$$

como métrica de diagramación, en lugar de la NSNR que se reportó en la ecuación (6.97). Notar que en esta situación, la métrica de selección adopta una magnitud unitaria (i.e., $\kappa_k[i] = 1$) cuando la componente no-nula del vector de conformación de haz aleatorio $\widetilde{\mathbf{w}}[i]$ coincide con posición de la ganancia de canal de mayor magnitud (que observa el k-ésimo usuario desde cada uno de los elementos que componen al arreglo de antenas de la BS). Por supuesto, sin no se verifica la relación anterior, el valor que adopta la métrica de selección es siempre nulo (i.e., $\kappa_k[i] = 0$ en el resto de las situaciones). Vale la pena aclarar que cuando existe más de un usuario reportando el mismo valor de métrica de selección máxima (en una instancia de transmisión determinada), la BS procede a seleccionar a un usuario dentro de dicho grupo en forma completamente aleatoria.

En base al comportamiento estadístico que se presentó en el párrafo anterior (para la métrica de selección del esquema OAS-Proj), se puede observar claramente que la PDF de la RV $\kappa_k[i]$ en esta circunstancia viene dada por

$$f_{\kappa_k}(x) = \frac{M_t - 1}{M_t}\delta(x) + \frac{1}{M_t}\delta(x-1) \qquad 0 \leq x \leq 1, \tag{6.99}$$

donde $\delta(x)$ representa la función delta de Dirac. Además, como se supone que el sistema MU-MIMO trabaja en un escenario inalámbrico con desvanecimiento Rayleigh plano, el módulo cuadrático de cada una de las ganancias de canales individuales que experimenta un usuario

arbitrario k en recepción (desde cada uno de los elementos que componen al arreglo de antenas de la BS) posee distribución exponencial i.i.d. con media unitaria, i.e.,

$$f_{|h_m|^2}(x) = \beta e^{-\beta x}, \qquad F_{|h_m|^2}(x) = 1 - e^{-\beta x}, \qquad \beta = \frac{1}{\mathbb{E}\left\{|h_m[i]|^2\right\}} = 1. \tag{6.100}$$

Notar que en la ecuación anterior se omite explicitar el subíndice k en las ganancias de canal individuales, con el propósito de simplificar la notación.

En esta instancia, estamos en condición de obtener la fórmula cerrada que nos permitirá conocer la tasa de transmisión alcanzable en un sistema que aplica un esquema OAS-Proj como estrategia de precodificación aleatoria. Con este propósito, se procede a definir el factor

$$q = \left(\frac{M_t - 1}{M_t}\right), \tag{6.101}$$

el cual especifica la probabilidad de que el peso aleatorio $\widetilde{\mathbf{w}}[i]$ que se aplique en la i-ésima instancia de transmisión asigne la totalidad de la potencia disponible en aquel elemento de antena asociado con la ganancia de canal de mayor magnitud en recepción (entre todos los elementos del arreglo de antenas de la BS). Recordar que cuando existe más de un usuario reportando el mismo valor de métrica de selección $\kappa_{k^*}[i]$, se escoge un candidato dentro de dicho grupo de forma completamente aleatoria. En consecuencia, es posible establecer que en esta situación

$$\begin{aligned}\mathbb{E}\left\{\log_2\left(1+\frac{P_t\,\gamma_{k^*}[i]}{N_0}\right)\right\} = \log_2(e)\Bigg[&\left(1-q^K\right)\int_0^\infty \log_e\left(\gamma+\frac{N_0}{P_t}\right) f_{|h|^2_{(M_t)}}(\gamma)\,d\gamma \;+ \\ &\frac{q^K}{M_t-1}\sum_{r=1}^{M_t-1}\int_0^\infty \log_e\left(\gamma+\frac{N_0}{P_t}\right) f_{|h|^2_{(r)}}(\gamma)\,d\gamma\Bigg] + \log_2(P_t)\,,\end{aligned} \tag{6.102}$$

donde

$$f_{|h|^2_{(r)}}(\gamma) = \frac{M_t!}{(r-1)!\,(M_t-r)!}\left(1-e^{-\gamma}\right)^{r-1}\left(e^{-\gamma}\right)^{M_t-r+1} \tag{6.103}$$

$$= \frac{M_t!}{(r-1)!\,(M_t-r)!}\sum_{k=0}^{r-1}\binom{r-1}{k}(-1)^k\, e^{-(M_t-r+k+1)\,\gamma} \tag{6.104}$$

denota la PDF de la r-ésima estadística ordenada de un conjunto de M_t RVs i.i.d. con distribución exponencial y media unitaria. Posteriormente, combinando la fórmula de distribución de probabilidad anterior con la expresión cerrada de la integral definida que se presentó en la ecuación (6.15), se observa que

$$\begin{aligned}\int_0^\infty \log_e\left(\gamma+\frac{N_0}{P_t}\right) f_{|h|^2_{(r)}}(\gamma)\,d\gamma = \binom{M_t}{r}\sum_{k=1}^{r}\binom{r}{k}(-1)^{k+1}\frac{k}{M_t-r+k}\Bigg\{&\log_e\left(\frac{N_0}{P_t}\right) + \\ &e^{(M_t-r+k)\left(\frac{N_0}{P_t}\right)}E_1\left[(M_t-r+k)\left(\frac{N_0}{P_t}\right)\right]\Bigg\} \qquad r=1,\ldots,M_t.\end{aligned} \tag{6.105}$$

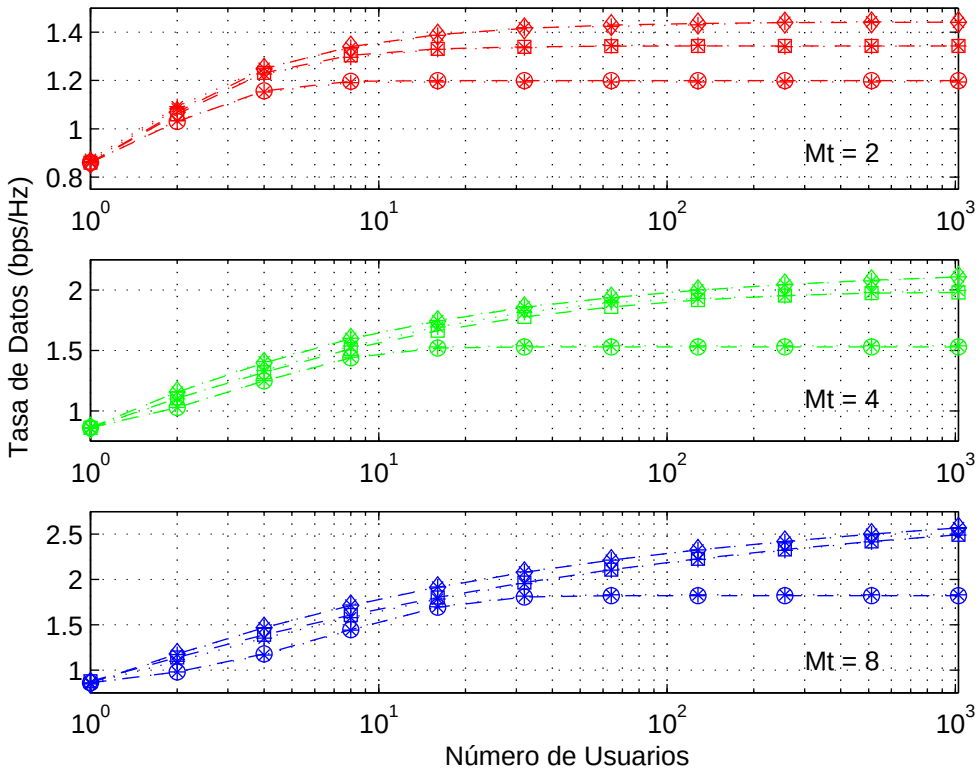

Figura 6.2: Tasa de datos alcanzable a nivel de sistema en función de la cantidad de usuarios activos (i.e., K) en presencia de distintos esquemas RBF con diagramación por max-Proj para $M_t = 2$ (en rojo), $M_t = 4$ (en verde) y $M_t = 8$ (en azul), cuando la CQI se reporta en forma completa (i.e., sin cuantización). Las curvas discontinuas con círculos, cuadrados y rombos representan el desempeño de los esquemas OAS-Proj, OCP-Proj y OBF-Proj, respectivamente. Los valores puntuales ('*') se obtuvieron por simulación numérica.

Por último, combinando los contenidos de las expresiones (6.102) y (6.105) se arriba a la aproximación cerrada deseada, la cual nos permite identificar cuál es la tasa de datos que se puede conseguir cuando se aplica un esquema OAS-Proj como mecanismo de precodificación aleatoria en transmisión (con M_t elementos de antena en la BS y K usuarios activos dentro del sistema).

6.3.4. Análisis de Desempeño y Resultados Numéricos

En esta sección intermedia, se presentan las tasas de datos que se pueden conseguir cuando se combinan los tres esquemas RBF que se estudiaron en esta parte del capítulo (i.e., OBF, OCP y OAS) con el algoritmo de selección de usuarios por max-Proj. Se deja constancia que el análisis de desempeño que se lleva a cabo en esta sección no tiene en cuenta el efecto de la cuantización en la CQI que estiman las MSs en recepción; en otras palabras, en esta parte se considera que

las métricas de selección de los usuarios (i.e., las $\kappa_k[i]$'s) se reportan en forma completa hacia la BS. Para estudiar el desempeño de los distintos esquemas de precodificación aleatoria, se optó por presentar las curvas de tasa de transmisión alcanzable (i.e., $C_{\text{rbf}}^{\text{proj}}$) versus la cantidad de usuarios activos dentro del sistema (i.e., K), para $M_t = 2, 4, 8$ (elementos de antena en la BS) cuando $P_t = 0\,\text{dB}$ (potencia de transmisión disponible). El objetivo final de esta sección es identificar cuál de los tres esquemas RBF que se presentaron en esta parte del capítulo provee la mejor solución de compromiso costo-beneficio (i.e., tasa de transmisión alcanzable versus complejidad de implementación) para incorporar en un sistema MU-MIMO práctico que aplique precodificación aleatoria en transmisión.

En la Fig. 6.2 se pueden apreciar las tasas de transmisión alcanzables a nivel de sistema en presencia de distintos esquemas RBF con diagramación por max-Proj en transmisión para $M_t = 2$ (en rojo), $M_t = 4$ (en verde) y $M_t = 8$ (en azul), cuando la CQI que estiman los usuarios en recepción se reporta en forma completa hacia la BS (i.e., sin cuantización). Las curvas discontinuas con círculos, discontinuas con cuadrados y discontinuas con rombos, representan la tasa de datos alcanzable a nivel de sistema cuando se implementa un esquema OAS-Proj, OCP-Proj y OBF-Proj, respectivamente. Notar que estas curvas de desempeño se encuentran en concordancia con los resultados de las aproximaciones analíticas que se presentaron en las Secciones 6.3.1-6.3.3, según el tipo de esquema RBF que se utiliza para implementar la estrategia de precodificación aleatoria en transmisión.

Cuando se analizan en detalle las diferentes curvas de desempeño que se presentan en la Fig. 6.2 se puede observar que, como era de esperar, el esquema OBF-Proj representa la mejor alternativa en términos de tasa de transmisión alcanzable a nivel de sistema. Por supuesto, el nivel de desempeño excepcional que provee este esquema viene de la mano de mayores exigencias de implementación en términos de hardware, particularmente a la hora de diseñar los amplificadores de potencia que se deben desplegar en la BS. Esto se debe a que en un sistema de comunicación que aplica OBF como estrategia de precodificación aleatoria, se deben inducir variaciones simultáneas de amplitud y fase en cada uno de los componentes del vector de conformación de haz (aleatorio) que se aplica en transmisión. Para que las fluctuaciones de potencia en las señales que se aplican en los distintos elementos del arreglo de antenas sean de rango completo, hace falta incorporar amplificadores de potencia que posean una respuesta altamente lineal en todo su rango dinámico. Lamentablemente, este requerimiento se traduce en la necesidad de diseñar amplificadores de potencia con poca eficiencia, un problema bastante serio de manejar cuando existen limitaciones de tamaño y/o costos a la hora de dimensionar los equipos. Por esto, junto a las grandes ganancias de capacidad que provee un esquema OBF-Proj, vienen los altos costos que se deben pagar a la hora de diseñar el hardware requerido.

En el otro extremo se ubica el esquema OAS-Proj, el cual representa la opción más interesante en términos de requerimientos de hardware y complejidad de implementación. Un sistema de

comunicación que aplica OAS sólo necesita incorporar un único amplificador de potencia (de alta eficiencia) en transmisión, en conjunto con un conmutador de señales de RadioFrecuencia (RF) (con alta velocidad de respuesta) que se encargue de colocar toda la potencia de transmisión disponible en un único elemento de antena (que se selecciona de una forma completamente aleatoria en cada bloque de transmisión). En base a su simplicidad de diseño, el esquema OAS-Proj representa la alternativa de precodificación aleatoria con peor respuesta en términos de tasa de transmisión alcanzable a nivel de sistema. Por esto, el nivel de desempeño que provee este esquema sólo es aceptable cuando la cantidad de usuarios participantes de la comunicación es relativamente baja (notar que la tasa de transmisión asintótica se alcanza rápidamente en esta circunstancia). Es importante recordar que, la mayor complejidad de hardware de un esquema OAS-Proj se encuentra en el diseño del bloque conmutador de señales que se debe incorporar en transmisión.

Por último, entre medio de ambas situaciones extremas (i.e., OBF-Proj y OAS-Proj) se encuentra el esquema OCP-Proj, el cual provee una solución de compromiso atractiva que permite relajar los requerimientos de hardware sin degradar en forma considerable la tasa de transmisión alcanzable a nivel de sistema. Un sistema de comunicación que aplica OCP sólo necesita inducir variaciones de fase aleatorias en las señales que se aplican en los diferentes elementos del arreglo de antenas de la BS (i.e., los niveles de potencia de las señales a lo largo del arreglo permanecen invariantes con el tiempo). Gracias a esta característica de funcionamiento, los amplificadores de potencia que se deben incorporar en la BS pueden tener un alto grado de eficiencia, permitiendo de este modo reducir de una forma significativa los costos y la complejidad de diseño de los equipos (respecto al esquema OBF óptimo). Analizando en detalle la Fig. 6.2 se puede observar que, la brecha de desempeño que existe entre los esquemas OBF-Proj y OCP-Proj tiende a reducirse en forma significativa a medida que el número de elementos de antenas en transmisión (i.e., M_t) aumenta. En consecuencia, el estudio que se presentó en esta sección permite concluir que, el esquema OCP-Proj constituye la mejor solución de compromiso costo-beneficio para incorporar una estrategia de precodificación aleatoria en un sistema de comunicación MU-MIMO práctico.

6.4. Tasa de Transmisión Alcanzable para OCP con CQI Cuantizada

En la sección anterior se concluyó que el esquema OCP-Proj era la estrategia RBF más conveniente en términos de relación costo-beneficio. En consecuencia, en esta parte del manuscrito se amplían los resultados anteriores a un escenario de trabajo donde se considera que las métricas de selección que estiman las MSs activas del sistema se devuelven hacia la BS en forma parcial (i.e., con cuantización). Con este propósito, en esta sección se analiza cuál es el impacto que tiene el empleo de reportes de CQI cuantizados en la tasa de datos alcanzable a nivel

de sistema cuando se aplica un esquema OCP-Proj en transmisión, como estrategia RBF para inducir artificialmente ganancias por MUD de mayor nivel en un canal inalámbrico con una dinámica de desvanecimiento lenta y/o acotada. La motivación principal detrás de este estudio es divisar pautas de diseño útiles, las cuales permitan implementar un esquema de precodificación aleatoria de este tipo en un sistema MU-MIMO real, manteniendo acotada la complejidad de implementación del mismo en términos de complejidad del hardware requerido.

En un esquema OCP convencional, el factor de fase aleatorio que se aplica en cada uno de los elementos que componen al arreglo de antenas en transmisión se hace variar de una forma continua a lo largo del tiempo. En esta situación, la única forma factible de estimar la ganancia del canal resultante en recepción es mediante el empleo de una única señal piloto, la cual se debe irradia en forma simultánea a través de todos los elementos del arreglo de antenas de la BS (post-ajuste por el vector de conformación de haz aleatorio correspondiente). Notar que en una situación práctica, la velocidad de variación del peso de conformación de haz aleatorio que se aplica en transmisión debe ser lo suficientemente lenta como para permitir que cada una de las MSs activas dentro del sistema tengan la posibilidad de estimar la ganancia del canal resultante de una forma precisa en recepción (para posteriormente reportarla en forma cuantizada hacia la BS). En otras palabras, no se pueden visitar estados de desvanecimiento muy diferentes en instancias de transmisión contiguas, para permitir que el proceso de estimación que ejecutan las MSs en recepción se pueda llevar a cabo de una manera apropiada. Notar que esta restricción práctica en la dinámica de aleatorización impone límites estrictos en la velocidad de variación artificial que induce el esquema OCP convencional en el canal resultante; como consecuencia de este hecho, la ganancia por MUD que se puede explotar a través de este mecanismo en un escenario de comunicación inalámbrico que experimenta un proceso de desvanecimiento lento y/o acotado se reduce drásticamente.

Como los escenarios inalámbricos con baja movilidad son el objetivo principal de los sistemas de comunicación basados en RBF, en este capítulo de la Tesis se propone aplicar un enfoque de diseño diferente. En este contexto, la idea principal es aprovechar los grandes tiempos de coherencia del canal inalámbrico que es objeto de nuestro estudio, para permitir de este modo simplificar sustancialmente la implementación de un esquema OCP-Proj en un canal MU-MIMO práctico. En otras palabras, en vez de realizar un seguimiento de la ganancia del canal resultante post-ajuste aleatorio en cada una de las MSs activas del sistema (la cual posee generalmente una alta velocidad de variación), en esta parte de la Tesis se opta por aplicar un enfoque diferente:

1. Como primer paso, cada usuario estima los valores de las ganancias de canal individuales que observa desde cada uno de los elementos del arreglo de antenas de la BS (de baja velocidad de variación, por los grandes tiempos de coherencia del modelo de desvanecimiento).

2. Las MSs tienen conocimiento *a priori* del vector de conformación de haz aleatorio que aplicará la BS en cada instancia de transmisión, según se presentó en [3]; en consecuencia, haciendo uso de esta información, cada usuario individual estará en condiciones de conocer cuál es la ganancia del canal resultante que le corresponde en cada momento.

Vale la pena destacar que un enfoque similar fue utilizado por Kang *et al.* en [101], donde se propuso utilizar este tipo de estrategia para incrementar el número de haces pseudo-aleatorios candidatos (que se pueden aplicar en una determinada instancia de transmisión), posibilitando de esta forma incrementar la ganancia por MUD en un sistema OBF cuando la cantidad de usuarios participantes de la comunicación es relativamente pequeña (en esta situación, cada MS debe informar a la BS el índice del mejor haz pseudo-aleatorio, junto con el valor de CQI que estima para el mismo en recepción). Notar que en una primera instancia, esta estrategia de diseño se puede interpretar como contradictoria a la que propuso Viswanath *et al.* en su trabajo original [30]. No obstante, las ventajas comparativos de nuestro enfoque de diseño en el contexto de un sistema de comunicación MU-MIMO real se volverán evidentes más adelante, cuando cobren importancia los requerimientos necesarios para estimar las ganancias de los canales resultantes en recepción, o bien cuando llegue el turno de diseñar la estrategia de cuantización de CQI que utilicen las MSs activas del sistema en recepción (para reportar la métrica de selección del esquema RBF a través de un canal de retroalimentación de ancho de banda limitado).

6.4.1. Diseño Preliminar: Esquema OCP con CQI Quantizada

En nuestro esquema OCP-Proj con CQI cuantizada, los usuarios móviles estiman primero las ganancias de canal individuales que perciben desde cada uno de los elemento de antena de la BS, utilizando para tal propósito M_t señales pilotos ortogonales (sin ponderación) que se envían al comienzo de cada bloque de información que se transmite a través de los elementos del arreglo. Las señales pilotos correspondientes a cada uno de los elementos de antena de la BS se distribuyen a lo largo de M_t instancias de transmisión consecutivas (de acuerdo al tiempo de coherencia del modelo de desvanecimiento que se utiliza), de forma tal que los usuarios sólo pueden estimar y actualizar un único componente del vector de estado de canal (i.e., $\mathbf{h}_k[i]$) por cada bloque de información que se transmite en el sistema. En esta circunstancia, las MSs activas se encuentran en condición de estimar cuál es el vector de conformación de haz (óptimo)

$$\widehat{\mathbf{w}}_k[i] = (\widehat{w}_{k,1}[i], \ldots, \widehat{w}_{k,M_t}[i])^T \qquad k = 1, \ldots, K, \tag{6.106}$$

que se debe aplicar en transmisión para conseguir maximizar el valor de SNR en recepción en dicho momento. En nuestro modelo de sistema, las diferencias de fase que existen entre las señales provenientes desde las diferentes antenas en transmisión se ajustan en forma secuencial, respecto a una antena de la BS que se emplea como referencia. En este contexto, cuando se

emplean N_{rp} bits para cuantizar la fase relativa de cada antena, el algoritmo que se encarga de estimar las componentes del vector de conformación de haz óptimo viene dado por

$$\widehat{w}_{k,m}[i] = \frac{1}{\sqrt{M_t}} e^{j\widehat{\phi}_{k,m}[i]} \qquad m = 2, \ldots, M_t \tag{6.107}$$

$$= \arg \max_{v_m \in \mathbf{V}_{N_{rp}}} |h_{k,1}[i] + v_m \, h_{k,m}[i]| \,, \tag{6.108}$$

donde

$$\mathbf{V}_{N_{rp}} = \left\{ \frac{1}{\sqrt{M_t}} e^{j2\pi\left(\frac{n}{2^{N_{rp}}}\right)} : n = 0, \ldots, 2^{N_{rp}} - 1 \right\} \tag{6.109}$$

representa el conjunto de cuantización que se utiliza para discretizar la información de fase de cada componente del vector de conformación de haz que se aplica en transmisión. Como las fases de las antenas se ajustan de forma independiente respecto a la fase absoluta de la primera antena, se puede considerar que el primer coeficiente de los vectores de conformación de haz es siempre un escalar real que no varía a lo largo del tiempo, i.e.,

$$\widehat{w}_{k,1}[i] = \frac{1}{\sqrt{M_t}} \qquad \forall i. \tag{6.110}$$

Analizando la estructura del conjunto de cuantización que se presentó en la ecuación (6.109) se puede ver que, el esquema de cuantización que se escogió para discretizar la información de fase relativa que experimentan las MSs en recepción es una estrategia de cuantización uniforme. Es importante aclarar que, el empleo de un esquema de cuantización de este tipo es apropiado en esta circunstancia, ya que todas las entradas (i.e., las diferencias de fase entre cada par de señales que se reciben desde sendas antenas transmisoras) son RVs i.i.d. con distribución uniforme en el intervalo $[-\pi, \pi)$. Finalmente, en base al análisis que se presentó hasta aquí, se puede establecer que el valor de SNR pico que puede experimentar un usuario arbitrario k en recepción en una determinada instancia de transmisión viene dado por la siguiente relación:

$$\widehat{\gamma}_k[i] = |\mathbf{h}_k[i] \cdot \widehat{\mathbf{w}}_k[i]|^2 \qquad k = 1, \ldots, K. \tag{6.111}$$

Para incrementar artificialmente la variabilidad de la ganancia del canal resultante en nuestro esquema OCP-Proj, la BS utiliza un vector de conformación de haz aleatorio diferente (i.e., $\widetilde{\mathbf{w}}[i]$) por cada instancia de transmisión del sistema. El enfoque de estimación de canal que se propuso en nuestro modelo de sistema considera las MSs conocen *a priori* cuál es el vector de conformación de haz (aleatorio) que se aplica en transmisión en cada momento; por esto, en este capítulo se considera que la secuencia de vectores de conformación de haz que se aplica en transmisión (para incrementar la dinámica de la ganancia del canal resultante) sigue un patrón de comportamiento pseudo-aleatorio, conocido de antemano en ambos extremos del enlace de comunicación. Es importante aclarar que para que esta última hipótesis de trabajo sea válida, los vectores de conformación de haz aleatorios deben satisfacer dos condiciones, a saber:

1. Los vectores de conformación de haz deben pertenecer a un conjunto de cuantización finito, i.e.,
$$\widetilde{\mathbf{w}}[i] = \frac{1}{\sqrt{M_t}} \left(1, e^{j\widetilde{\phi}_2[i]}, \ldots, e^{j\widetilde{\phi}_{M_t}[i]}\right)^T \tag{6.112}$$
con
$$\frac{1}{\sqrt{M_t}} e^{j\widetilde{\phi}_m[i]} \in \mathbf{V}_{N_{rp}} \qquad m = 2, \ldots, M_t. \tag{6.113}$$
2. La sucesión de vectores de conformación de haz que se aplica en transmisión debe seguir un patrón de comportamiento pseudo-aleatorio, conocido con antelación en todo momento tanto en transmisión como en recepción.

Para satisfacer la condición anterior, la secuencia pseudo-aleatoria de vectores de conformación de haz que aplica la BS se puede informa a las MSs activas del sistema durante la etapa de inicialización de la comunicación, o bien, la misma debe ser almacenada con antelación en la memoria interna de los equipos. En base a este principio de funcionamiento, todas las MSs activas conocen cuál es el vector de conformación de haz que aplicará la BS en el próximo intervalo de transmisión; en consecuencia, los usuarios pueden sacar provecho de esta información para estimar el valor de SNR instantáneo (post-ajuste aleatorio) que experimentarán en recepción en la próxima instancia de transmisión, i.e.,
$$\widetilde{\gamma}_k[i+1] = \left|\mathbf{h}_k[i] \cdot \widetilde{\mathbf{w}}[i+1]\right|^2 \qquad k = 1, \ldots, K. \tag{6.114}$$

Cuando se implementa un esquema OCP-NSNR en un sistema de comunicación MU-MIMO real, las MSs activas dentro del sistema deben reportar a la BS una versión cuantizada de la métrica de selección
$$\aleph_k[i] = \frac{\widetilde{\gamma}_k[i+1]}{\widehat{\gamma}_k[i]} = \frac{\left||h_{k,1}[i]| + \sum_{m=2}^{M_t} |h_{k,m}[i]|\, e^{j(\Delta_{k,m}[i]+\varepsilon_{k,m}[i])}\right|^2}{\left||h_{k,1}[i]| + \sum_{m=2}^{M_t} |h_{k,m}[i]|\, e^{j(\varepsilon_{k,m}[i])}\right|^2} \tag{6.115}$$
a través de un canal de retroalimentación de ancho de banda limitado, donde
$$\Delta_{k,m}[i] = \widetilde{\phi}_m[i+1] - \widehat{\phi}_{k,m}[i] \qquad k = 1, \ldots, K;\ m = 1, \ldots, M_t \tag{6.116}$$
denota la diferencia de fase entre la m-ésima componente del vector de conformación de haz aleatorio $\widetilde{\mathbf{w}}[i+1]$ y el vector de conformación de haz óptimo $\widehat{\mathbf{w}}_k[i]$, mientras que
$$\varepsilon_{k,m}[i] = \psi_{k,m}[i] + \widehat{\phi}_{k,m}[i] \qquad k = 1, \ldots, K;\ m = 1, \ldots, M_t \tag{6.117}$$
representa el ruido de cuantización resultante para cada una de las componentes del vector de conformación de haz (una vez que se aplica el proceso de discretización en recepción).

El impacto que tiene el empleo de información de señalización cuantizada en la tasa de transmisión alcanzable por un sistema que aplica OBF-NSNR (como estrategia de precodificación aleatoria en transmisión) fue analizado por Özdemir *et al.* en [38]. No obstante, en el

presente trabajo se evitan inducir variaciones de amplitud en los pesos de conformación de haz aleatorios que se aplican en transmisión (con el fin de mantener bajo control la complejidad de implementación del esquema en un sistema de comunicación real). En consecuencia, en esta parte de la Tesis se procede a extender el análisis de cuantización de [38] tanto para un sistema que aplica OCP-NSNR según la métrica de selección (6.115), como para un sistema que implementa una estrategia OCP-Proj de acuerdo a la métrica de diagramación

$$\kappa_k[i] = \left|\widehat{\mathbf{w}}_k[i]^H \cdot \widetilde{\mathbf{w}}[i+1]\right|^2 = \frac{1}{M_t}\left|1 + \sum_{m=2}^{M_t} e^{j\Delta_{k,m}[i]}\right|^2. \tag{6.118}$$

Se deja constancia que el empleo de un algoritmo de diagramación por max-NSNR en un sistema que aplica OCP es equivalente al uso de un esquema de selección por max-Proj, siempre que el proceso de estimación de canal que se implemente en recepción se centre en analizar únicamente las porciones de fase de las ganancias de canal individuales (utilizando como referencia la fase de la primera ganancia de canal), considerando además que los valores que adoptan las componentes del vector de canal estimado en recepción sólo pueden pertenecer al conjunto de cuantización $\mathbf{V}_{N_{rp}}$ que se presentó en (6.109); en otras palabras, cuando el vector de canal estimado en recepción viene dado por $\widehat{\mathbf{h}}_k[i] = \widehat{\mathbf{w}}_k[i]^H$. En esta situación, se observa que

$$\widehat{h}_{k,m}[i] = \frac{1}{\sqrt{M_t}}\, e^{-j\widehat{\phi}_{k,m}[i]}, \qquad \varepsilon_{k,m}[i] = 0 \qquad k = 1, \ldots, K;\ m = 1, \ldots, M_t, \tag{6.119}$$

por lo que la métrica de selección que se presenta en (6.115) se reduce a la métrica de diagramación que se observa en (6.118). Por último, como nuestro estudio se centra en el análisis de un medio inalámbrico con baja movilidad y grandes tiempos de coherencia (en comparación con los bloques de transmisión de información que incorpora el sistema), en el resto del capítulo se supone que las estimaciones de canal se vuelven totalmente confiables. En consecuencia, de ahora en adelante se omite explicitar el índice de tiempo i en las expresiones que se deriven, con el propósito de simplificar la notación de las fórmulas que se desarrollen a continuación.

6.4.2. Caracterización Información de Señalización Esquema OCP-Proj

A modo de resumen, en esta sección se introduce una serie de resultados útiles que fueron presentados oportunamente en [3], los cuales permiten caracterizar de forma efectiva cómo es la carga de señalización y cuáles son las probabilidades de ocurrencia que le corresponde a cada una de las palabras código de señalización (que puede reportar un usuario arbitrario), en un sistema que aplica OCP-Proj como estrategia de precodificación aleatoria en transmisión. Sea $\mathcal{K}$ el conjunto de todos los valores posibles que puede adoptar la métrica de selección $\kappa_k = |\widehat{\mathbf{w}}_k^H \cdot \widetilde{\mathbf{w}}|^2$, cuando cada una de las componentes del vector de conformación de haz aleatorio que se aplica en transmisión (i.e., $\widetilde{\mathbf{w}}$) y el vector de conformación de haz óptimo que se estima en recepción (i.e., $\widehat{\mathbf{w}}_k$) pertenecen al conjunto de cuantización $\mathbf{V}_{N_{rp}}$, ver ecuación (6.109).

Como primer paso, se comienza por analizar el escenario de trabajo que utiliza un único bit para cuantizar los desfasajes relativos que se aplican en cada uno de los elementos del arreglo de antenas (i.e., $N_{rp} = 1$). En esta situación, el conjunto de valores de métrica de selección κ_k que puede reportar un usuario arbitrario cuando se implementa un esquema de precodificación aleatoria de este tipo viene dado por la siguiente expresión:

$$\mathcal{K} = \left\{ \begin{array}{ll} \frac{(2l)^2}{{M_t}^2} & \text{para } M_t \text{ par} \\ \frac{(2l+1)^2}{{M_t}^2} & \text{para } M_t \text{ impar} \end{array} : \; l = 0, \ldots, \left\lfloor \frac{M_t}{2} \right\rfloor \right\}. \tag{6.120}$$

Notar que la cantidad de elementos que componen al conjunto anterior, i.e.,

$$|\mathcal{K}| = \left\lceil \frac{M_t + 1}{2} \right\rceil, \tag{6.121}$$

donde $\lceil x \rceil$ denota el menor número entero mayor o igual a x, es crucial para establecer de forma específica cuál es el caudal de información de señalización que debe soportar el enlace de retroalimentación del sistema. Además se observó que, en esta circunstancia, la probabilidad de que un usuario arbitrario reporte la palabra código de señalización correspondiente al valor genérico κ (i.e., $\mathbf{b}_\kappa$) satisface la siguiente relación:

$$\Pr\{\mathbf{b}_\kappa\} = \frac{B_1(\kappa)}{2^{M_t}} \binom{M_t}{\frac{M_t}{2}(1 - \sqrt{\kappa})} \qquad B_1(\kappa) = \left\{ \begin{array}{ll} 1 & \text{para } \kappa = 0 \\ 2 & \text{en el resto} \end{array} \right. . \tag{6.122}$$

De una forma similar, cuando se utilizan dos bits para cuantizar los desfasajes relativos que se aplican en los distintos elementos del arreglo de antenas (i.e., cuando $N_{rp} = 2$), el conjunto de valores que puede adoptar la métrica de selección del esquema OCP-Proj viene dado por

$$\mathcal{K} = \left\{ \begin{array}{ll} \frac{(2\,l_x)^2 + (2\,l_y)^2}{2\,{M_t}^2} & \text{para } M_t \text{ par} \\ \frac{(2\,l_x+1)^2 + (2\,l_y+1)^2}{2\,{M_t}^2} & \text{para } M_t \text{ impar} \end{array} : \; l_x = 0, \ldots, \left\lfloor \frac{M_t}{2} \right\rfloor ; l_y = 0, \ldots, l_x \right\}, \tag{6.123}$$

donde la cantidad de elementos que componen a dicho conjunto admite la siguiente expresión:

$$|\mathcal{K}| = \frac{1}{2} \left\lceil \frac{M_t + 1}{2} \right\rceil \left\lceil \frac{M_t + 3}{2} \right\rceil. \tag{6.124}$$

Los autores de [3] demostraron también que, la probabilidad de que un usuario arbitrario reporte la palabra código correspondiente a la métrica de selección κ es ahora

$$\Pr\{\mathbf{b}_\kappa\} = \frac{B_2(\kappa_x, \kappa_y)}{4^{M_t}} \binom{M_t}{\frac{M_t}{2}(1 - \sqrt{\kappa_x})} \binom{M_t}{\frac{M_t}{2}(1 - \sqrt{\kappa_y})}, \tag{6.125}$$

donde

$$\kappa = \frac{\kappa_x + \kappa_y}{2} \qquad \kappa_x \leq \kappa_y, \tag{6.126}$$

con ambas componentes κ_x y κ_y pertenecientes al conjunto de valores que se presentó en la ecuación (6.120), mientras que el factor

$$B_2(\kappa_x, \kappa_y) = \left\{ \begin{array}{ll} 1 & \text{para } \kappa_x = \kappa_y = 0 \\ 4 & \text{para } \kappa_x = \kappa_y \neq 0 \text{ o } \kappa_x, \kappa_y = 0 \\ 8 & \text{en el resto} \end{array} \right. . \tag{6.127}$$

Lamentablemente, la caracterización de la carga de señalización y las probabilidades de ocurrencia de cada una de las palabras código que reporta un esquema OCP-Proj no es fácil de extender para valores de N_{rp} de orden superior (i.e., cuando $N_{rp} \geq 3$). En esta circunstancia, no es factible encontrar (hasta donde llega nuestro conocimiento) expresiones cerradas generales que nos permitan identificar los diferentes valores de métrica de selección que puede reportar un usuario (i.e., los distintos valores de κ que componen al conjunto $\mathcal{K}$), o bien fórmulas cerradas que establezcan las probabilidades de ocurrencia de cada uno de los posibles valores de la métrica de selección κ_k (i.e., la probabilidad de que un usuario reporte la palabra código $\mathbf{b}_\kappa$ en una determinada instancia). Con la idea de superar esta limitación, en esta parte de la sección se propone aproximar el comportamiento probabilístico discreto exacto de la RV κ_k (desconocido o difícil de modelar) a partir de una distribución exponencial continua truncada con corrección de error de primer orden, según el desarrollo teórico que se presentó en el Apéndice 4.1.1. Notar que de una forma relativamente sencilla, este modelo teórico aproximado permite caracterizar el comportamiento estadístico de la RV κ_k para valores de N_{rp} de orden superior (i.e., un escenario de trabajo donde se dificulta mucho llevar a cabo un análisis discreto exacto en forma práctica). Se deja constancia que, las fórmulas cerradas aproximadas que se derivan en esta situación tienen un comportamiento ajustado en forma asintótica, a medida que aumenta el número de elementos en el arreglo de antenas que se despliega en transmisión (i.e., cuando $M_t \gg 1$).

Por último, es importante aclarar que una situación particularmente interesante tiene lugar cuando el número de elementos de antena en transmisión es igual a dos (i.e., cuando $M_t = 2$), tal vez el escenario de trabajo más factible de encontrar en un sistema de comunicación inalámbrico contemporáneo (por limitaciones de complejidad en términos hardware). En esta circunstancia, el conjunto de valores que puede adoptar la métrica de selección del esquema OCP-Proj se reduce a la siguiente expresión:

$$\mathcal{K} = \left\{ \cos^2\left(\frac{\pi\, l}{2^{N_{rp}}}\right) : l = 0, \ldots, 2^{N_{rp}-1} \right\}, \tag{6.128}$$

donde la cantidad de elementos dentro de dicho conjunto viene dada por la relación

$$|\mathcal{K}| = 2^{N_{rp}-1} + 1. \tag{6.129}$$

En esta circunstancia, la probabilidad de ocurrencia de cada una de las métricas de selección del conjunto $\mathcal{K}$ se puede escribir como

$$\Pr\{\mathbf{b}_\kappa\} = \begin{cases} 2^{-N_{rp}} & \text{para } \kappa = 0 \text{ o } \kappa = 1 \\ 2^{-N_{rp}+1} & \text{en el resto} \end{cases}. \tag{6.130}$$

6.4.3. Ganancia de SNR del Esquema OCP-Proj: Efecto del Parámetro N_{rp}

En esta sección se estudia la influencia que tiene el número de bits que se emplean para cuantizar las fases relativas del vector de conformación de haz (i.e., N_{rp}) en la ganancia de SNR

que provee un esquema OCP-Proj, considerando que cada uno de los componentes del vector de conformación de haz aleatorio que se aplica en transmisión (i.e., $\widetilde{\mathbf{w}}$) y el vector de conformación de haz óptimo que se estima en recepción (i.e., $\widehat{\mathbf{w}}_k$) pertenecen al conjunto de cuantización $\mathbf{V}_{N_{rp}}$, ver ecuación (6.109). En esta circunstancia, la ganancia de SNR (i.e., el valor medio de la SNR instantánea post-ajuste aleatorio) que experimenta un usuario arbitrario en recepción satisface la siguiente relación:

$$\begin{aligned}\mathbb{E}\left\{\widetilde{\gamma}_k\right\} &= \sum_{m=1}^{M_t} \frac{\mathbb{E}\left\{|h_{k,m}|^2\right\}}{M_t} + \frac{2}{M_t} \sum_{m_1=1}^{M_t-1} \sum_{m_2=m_1+1}^{M_t} \mathbb{E}\left\{|h_{k,m_1}||h_{k,m_2}|\right\} \times \\ &\quad \mathbb{E}\left\{\mathrm{Re}\left\{e^{j(\Delta_{k,m_1}-\Delta_{k,m_2}+\varepsilon_{k,m_1}-\varepsilon_{k,m_2})}\right\}\right\}, \end{aligned} \tag{6.131}$$

donde la diferencia de fase $\Delta_{k,m}$ y el ruido de cuantización $\varepsilon_{k,m}$ fueron definidos oportunamente en las ecuaciones (6.116) y (6.117), respectivamente. Utilizando la identidad trigonométrica que define el valor del coseno de la suma de dos ángulos, se puede ver que

$$\begin{aligned}\mathbb{E}\left\{\mathrm{Re}\left\{e^{j(\Delta_{k,m_1}-\Delta_{k,m_2}+\varepsilon_{k,m_1}-\varepsilon_{k,m_2})}\right\}\right\} &= \mathbb{E}\left\{\cos\left(\Delta_{k,m_1}-\Delta_{k,m_2}\right)\right\}\mathbb{E}\left\{\cos\left(\varepsilon_{k,m_1}-\varepsilon_{k,m_2}\right)\right\} - \\ &\quad \mathbb{E}\left\{\sin\left(\Delta_{k,m_1}-\Delta_{k,m_2}\right)\right\}\mathbb{E}\left\{\sin\left(\varepsilon_{k,m_1}-\varepsilon_{k,m_2}\right)\right\}. \end{aligned} \tag{6.132}$$

Recordar que el algoritmo de estimación de canal en recepción que se utiliza en este capítulo ajusta las fases de los elementos de antena de forma independiente, utilizando para tal propósito la fase absoluta del primer elemento de antena como referencia. En consecuencia, se puede establecer de una forma directa que el error de cuantización $\varepsilon_{k,1} = 0$ en esta situación, mientras que el comportamiento de los errores de cuantización $\left\{\varepsilon_{k,m}\right\}$ (con $m = 2, \ldots, M_t$) se pueden representar a partir de $(M_t - 1)$ RVs i.i.d. con distribución uniforme en el intervalo $\mathcal{I} = \left[-\frac{\pi}{2^{N_{rp}}}, \frac{\pi}{2^{N_{rp}}}\right)$. Por consiguiente, se observa que

$$\mathbb{E}\left\{\cos\left(\varepsilon_{k,m}\right)\right\} = \frac{2^{N_{rp}-1}}{\pi} \int_{\mathcal{I}} \cos(\theta)\, d\theta \qquad m = 2, \ldots, M_t \tag{6.133}$$

$$= \frac{2^{N_{rp}}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{2^{N_{rp}}}\right) = C_{N_{rp}}, \tag{6.134}$$

mientras que

$$\mathbb{E}\left\{\cos\left(\varepsilon_{k,m_1} - \varepsilon_{k,m_2}\right)\right\} = {C_{N_{rp}}}^2 \qquad m_1 = 2, \ldots, M_t - 1;\ m_2 = m_1 + 1, \ldots, M_t. \tag{6.135}$$

Por otro lado, como la función trigonométrica seno es una función impar, se puede observar también que tanto

$$\mathbb{E}\left\{\sin\left(\varepsilon_{k,m}\right)\right\} = 0 \qquad m = 2, \ldots, M_t, \tag{6.136}$$

como

$$\mathbb{E}\left\{\sin\left(\varepsilon_{k,m_1} - \varepsilon_{k,m_2}\right)\right\} = 0 \qquad m_1 = 2, \ldots, M_t - 1;\ m_2 = m1 + 1, \ldots, M_t. \tag{6.137}$$

Finalmente, combinando los contenidos de las formulas (6.133)-(6.137) con los resultados de la relación (6.131)-(6.132), se arriba a la siguiente expresión final:

$$\mathbb{E}\left\{\widetilde{\gamma}_k\right\} = 1 + \frac{\pi}{4}\left(M_t \mathbb{E}\left\{\kappa_k\right\} - 1\right) C_{N_{rp}} \left[\frac{2}{M_t} + \left(\frac{M_t - 2}{M_t}\right) C_{N_{rp}}\right]. \tag{6.138}$$

A continuación, se procede a extender el resultado anterior para analizar el comportamiento estadístico de la métrica de selección que le corresponde al usuario diagramado por el esquema OCP-Proj. En consecuencia, la fórmula cerrada que caracteriza el primer momento de la métrica de proyección que reporta el usuario seleccionado, i.e.,

$$\kappa_{k^*} = \underset{k=\{1,\ldots,K\}}{\text{máx}} \kappa_k, \tag{6.139}$$

se puede escribir como

$$\mathbb{E}\left\{\kappa_{k^*}\right\} = 1 - \int_0^1 \left[F_{\kappa_k}(x)\right]^K dx, \tag{6.140}$$

donde

$$f_{\kappa_k}(x) = \sum_{\kappa \in \mathcal{K}} \Pr\left\{\mathbf{b}_\kappa\right\} \delta(x - \kappa) \qquad 0 \leq x \leq 1, \tag{6.141}$$

$$F_{\kappa_k}(x) = \int_0^x f_{\kappa_k}(x)\, dx \qquad 0 \leq x \leq 1, \tag{6.142}$$

son las expresiones de la PDF y la CDF (marginales) que le corresponde a la RV κ_k, respectivamente. Es importante aclarar que, los valores que adoptan las ganancias de canal individuales $\left\{\, |h_{k,m}| \,\right\}$ (con $m = 1, \ldots, M_t$) y los errores de cuantización de fase $\left\{\varepsilon_{k,m}\right\}$ (con $m = 2, \ldots, M_t$) no dependen del valor específico de métrica de proyección κ_k que reporta el usuario en cuestión. Por esto, combinando los contenidos de las ecuaciones (6.138) y (6.140), se arriba al resultado final deseado en esta circunstancia.

La Fig. 6.3 muestra las ganancias de SNR alcanzables a nivel de sistema en presencia de un esquema OCP-Proj con diferentes números de elementos de antenas en transmisión (i.e., $M_t = 2, 4, 8$) y distintas cantidades de bits para cuantizar las fases relativas del vector de conformación de haz aleatorio (i.e., $N_{rp} = 1, 2, 3$), considerando que la CQI se reporta desde las MSs activas del sistema con máxima resolución. En esta figura se incluye también el comportamiento asintótico del esquema OCP-Proj cuando $N_{rp} \to \infty$ (i.e., esquema OCP-Proj con CQI completa), representado por las líneas discontinuas con rombos (en negro). A modo de referencia, se incluye también el límite superior de desempeño anterior cuando la cantidad de usuarios activos del sistema crece de forma asintótica (i.e., cuando $K \to \infty$), el cual viene dado por las líneas discontinuas-puntuadas (en negro) de la figura.

Cuando se analizan en detalle las curvas de desempeño que se presentan en la Fig. 6.3 se puede observar que, una gran parte de la ganancia por MUD disponible en el sistema se puede aprovechar cuando $N_{rp} = 3$. De hecho, dependiendo del número de elementos de antena que se

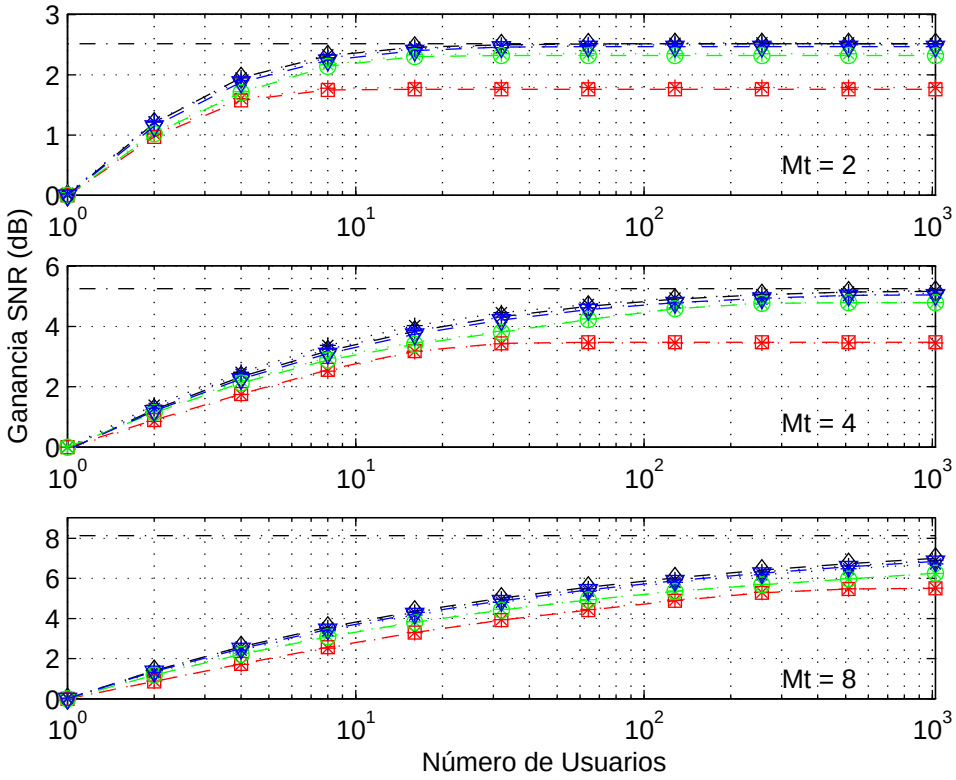

Figura 6.3: Ganancia de SNR del sistema en función de la cantidad de usuarios activos (i.e., K) para un esquema OCP-Proj con diferentes números de antenas en transmisión (i.e., $M_t = 2, 4, 8$), cuando la CQI se reporta con máxima resolución. Las curvas discontinuas con cuadrados (en rojo), círculos (en verde) y triángulos (en azul), hacen referencia al desempeño del esquema para $N_{rp} = 1, 2, 3$, respectivamente. Las curvas discontinuas con rombos (en negro) representan la ganancia de SNR cuando $N_{rp} \to \infty$, mientras que las líneas discontinuas-puntuadas (en negro) representan el límite asintótico anterior cuando $K \to \infty$. En todos los casos, los valores puntuales ('*') se obtuvieron por simulación numérica.

despliega en transmisión, el esquema OCP-Proj con $N_{rp} = 3$ puede explotar entre el 95 % y el 97,5 % de la ganancia de SNR que puede conseguir un esquema OCP-Proj con CQI completa (i.e., cuando $N_{rp} \to \infty$). Por otro lado, la cantidad de usuarios activos K que se necesita para conseguir una fracción (arbitrariamente) grande de la ganancia de SNR disponible en el sistema (i.e., $\rho \lessapprox 1$) se incrementa en forma considerable a medida que M_t crece. En consecuencia, se espera poder aprovechar solamente una pequeña fracción de la ganancia por MUD disponible cuando se despliegan arreglos de antena de gran tamaño en transmisión (i.e., cuando $M_t > 4$), si sólo se puede trabajar con valores de K compatibles con los números de usuarios que se manejan dentro de los sistemas inalámbricos contemporáneos.

Para superar la limitación anterior, se puede recurrir al empleo de técnicas RBF que incre-

menten el número de haces pseudo-aleatorios candidatos que puede aplicar el sistema en cada momento (i.e., los pesos de conformación de haz pseudo-aleatorios que se pueden utilizar en una determinada instancia de transmisión). El propósito de esta estrategia de diseño es aumentar las chances de conseguir, en cada momento, un usuario activo que experimente un estado de canal próximo a la configuración de conformación de haz perfecta, mejorando en consecuencia el desempeño alcanzable a nivel de sistema en esta circunstancia [101]. Para implementar una extensión de este tipo en un esquema OCP-Proj con CQI cuantizada, cada usuario activo debe estimar primero el valor de la métrica de proyección (6.118) que le corresponde a cada haz pseudo-aleatorio candidato en dicho instante de tiempo. Posteriormente, cada MS activa dentro del sistema debe informar a la BS el índice que identifica el mejor haz candidato, junto con el valor de métrica de selección que estima en recepción para el mismo. Finalmente, haciendo uso de ambos tipos de información de señalización en transmisión, la BS deberá seleccionar al usuario con mejor valor de métrica de selección, utilizando luego el vector de conformación de haz aleatorio que dicho usuario identificó como óptimo para enviarle su información almacenada en cola de espera. No obstante, como el objetivo del presente capítulo es analizar el impacto que tiene el uso de cuantización en la información de señalización que requiere reportar un esquema de precodificación aleatoria en un sistema MU-MIMO real, en esta parte de la Tesis sólo nos enfocamos en estudiar el comportamiento de un esquema OCP-Proj *con único haz* (single-beam). Se deja constancia que la extensión de este estudio a un esquema OCP-Proj *con múltiples haces* (multi-beam) es una línea de trabajo muy interesante, la cual se dejó momentáneamente de lado durante el desarrollo del proyecto de investigación que dio origen a esta Tesis.

6.4.4. Tasa de Transmisión del Esquema OCP-Proj con Señalización de 1-bit

El análisis de desempeño que se presentó en la sección anterior permite apreciar que, la ganancia de SNR que provee un esquema OCP-Proj es directamente proporcional tanto al número de elementos de antenas en transmisión (i.e., M_t) como a la cantidad de bits de cuantización que se emplean para discretizar las fases relativas del vector de conformación de haz (i.e., N_{rp}), ver ecuación (6.138). No obstante, es importante recordar que esta mejora de desempeño se consigue incrementando la cantidad de valores que puede adoptar la métrica de selección κ_k del esquema (i.e., $|\mathcal{K}|$), o equivalentemente, el número de bits de señalización que se necesitan reportar por usuario para identificar de forma unívoca el valor de proyección que experimenta cada MS activa en recepción (ver Sección 6.4.2). Notar que a medida que aumenta el número de usuarios participantes de la comunicación, se incrementan las chances de que la BS seleccione a un usuario cuya palabra de señalización $\mathbf{b}_\kappa$ posea un valor de métrica de proyección próxima a 1 (i.e., $\kappa \lessapprox 1$). En consecuencia, cuando el caudal de información de señalización se debe mantener acotado dentro del sistema por limitaciones prácticas, una alternativa de diseño interesante es implementar un

esquema de cuantización adaptivo que controle dinámicamente el número de subconjuntos de partición (dentro del conjunto $\mathcal{K}$) que conviene identificar unívocamente en transmisión.

Para estudiar el desempeño de un mecanismo de cuantización adaptiva en el contexto de un esquema OCP-Proj, se comienza por definir la nomenclatura que se utilizará con este propósito. Sea $\{Q_l\}$ (con $l = 0, \ldots, N_Q - 1$) las N_Q regiones de cuantización que se utilizan para discretizar los valores de la métrica de selección bajo estudio, donde

$$Q_l = [q_l, q_{l+1}) \qquad l = 0, \ldots, N_Q - 1, \qquad q_0 = 0, \qquad q_{N_Q} = 1. \tag{6.143}$$

En la ecuación anterior, la secuencia de valores $\{q_l\}$ (con $l = 1, \ldots, N_Q - 1$) identifica los niveles umbrales del esquema de cuantización adaptiva que se implementa. En una implementación práctica, los valores óptimos que se deben asignar a los coeficientes anteriores se obtienen a partir de un problema de optimización múltiple, el cual se puede plantear de la siguiente forma:

$$\{\widehat{q}_1, \ldots, \widehat{q}_{N_Q-1}\} = \arg \max_{\{q_1,\ldots,q_{N_Q-1}\}} \mathbb{E}\left\{\widetilde{\gamma}_{k^*} \,|q_1, \ldots, q_{N_Q-1}\right\}. \tag{6.144}$$

Notar que en esta situación son necesarios $N_{cq} = \lceil \log_2(N_Q) \rceil$ bits de señalización por usuario activo, para poder identificar de forma unívoca cada una de las regiones de cuantización que definen al esquema de señalización adaptivo que se utiliza en esta circunstancia, ver ecuación (6.143). No obstante, como en la mayoría de las implementaciones prácticas los canales de señalización reversos se encuentran fuertemente limitados en términos de ancho de banda, la atención en esta parte de la Tesis se centra en estudiar el desempeño de un esquema OCP-Proj cuando el caudal de señalización se reduce a su mínima expresión; en otras palabras, cuando se utiliza un único bit de señalización por usuario activo en cada instancia de transmisión (i.e., $N_{cq} = 1$). Es importante aclarar que, de acuerdo con los resultados que se presentan a continuación, la mayor parte de la ganancia por MUD disponible en un esquema OCP-Proj con CQI completa se puede explotar de forma efectiva utilizando un único bit de señalización, siempre que el umbral de cuantización que se utilice se seleccione de forma apropiada según el número de usuarios activos K dentro del sistema (para un determinado valor de M_t y N_{rp}).

En esta instancia, nos encontramos listos para estudiar el comportamiento de un esquema OCP-Proj cuando $N_{rp} = 1$. Sea $\mathcal{A}$ el evento que denota que un usuario arbitrario experimenta un valor de métrica de selección κ_k por encima de un valor umbral de cuantización genérico q_1. En base a esta consideración, se puede observar que

$$\mathbb{E}\{\widetilde{\gamma}_{k^*}|q_1\} = \mathbb{E}\{\widetilde{\gamma}_k|\mathcal{A}\}\left\{1-[F_{\kappa_k}(q_1)]^K\right\}+\left\{\mathbb{E}\{\widetilde{\gamma}_k\}-\mathbb{E}\{\widetilde{\gamma}_k\,|\mathcal{A}\}[1-F_{\kappa_k}(q_1)]\right\}[F_{\kappa_k}(q_1)]^{K-1} \tag{6.145}$$

$$= \mathbb{E}\{\widetilde{\gamma}_k|\mathcal{A}\}\left\{1-[F_{\kappa_k}(q_1)]^{K-1}\right\} + [F_{\kappa_k}(q_1)]^{K-1}, \tag{6.146}$$

donde

$$\mathbb{E}\{\widetilde{\gamma}_k\,|\mathcal{A}\} = \left[\frac{1}{1-F_{\kappa_k}(q_1)}\right]\int_{q_1}^{1} \mathbb{E}\{\widetilde{\gamma}_k\,|\kappa\}\, f_{\kappa_k}(\kappa)\, d\kappa \tag{6.147}$$

con

$$\mathbb{E}\left\{\widetilde{\gamma}_k\,|\kappa\right\} = \begin{cases} 1+\frac{\pi}{4}\left(M_t\kappa-1\right)C_{N_{rp}}\left[\frac{2}{M_t}+\left(\frac{M_t-2}{M_t}\right)C_{N_{rp}}\right] & \text{para } \kappa\in\mathcal{K} \\ 0 & \text{en el resto} \end{cases}. \tag{6.148}$$

Posteriormente, combinando los contenidos de las fórmulas (6.146)-(6.148) con el problema de optimización que se presentó en (6.144), se arriba a la expresión final que determina el valor del umbral óptimo en esta circunstancia, i.e.,

$$\widehat{q}_1 = \arg\,\underset{q_1\in\mathcal{K}}{\text{máx}}\,\mathbb{E}\left\{\widetilde{\gamma}_{k^*}\,|q_1\right\}. \tag{6.149}$$

Siguiendo un desarrollo similar es posible establecer que, el segundo momento de la SNR en recepción que le corresponde al usuario diagramado por el esquema OCP-Proj cuando se utiliza el umbral óptimo $\widehat{q}_1$ viene dado por

$$\mathbb{E}\left\{\widetilde{\gamma}_{k^*}^2\,|\widehat{q}_1\right\} = \mathbb{E}\left\{\widetilde{\gamma}_k^2|\mathcal{A}\right\}\left\{1-[F_{\kappa_k}(\widehat{q}_1)]^K\right\}+\left\{\mathbb{E}\left\{\widetilde{\gamma}_k^2\right\}-\mathbb{E}\left\{\widetilde{\gamma}_k^2\,|\mathcal{A}\right\}[1-F_{\kappa_k}(\widehat{q}_1)]\right\}[F_{\kappa_k}(\widehat{q}_1)]^{K-1} \tag{6.150}$$

$$= \mathbb{E}\left\{\widetilde{\gamma}_k^2|\mathcal{A}\right\}\left\{1-[F_{\kappa_k}(\widehat{q}_1)]^{K-1}\right\}+2\,[F_{\kappa_k}(\widehat{q}_1)]^{K-1}, \tag{6.151}$$

donde

$$\mathbb{E}\left\{\widetilde{\gamma}_k^2\,|\mathcal{A}\right\} = \left[\frac{1}{1-F_{\kappa_k}(\widehat{q}_1)}\right]\int_{\widehat{q}_1}^{1}\mathbb{E}\left\{\widetilde{\gamma}_k^2\,|\kappa\right\}f_{\kappa_k}(\kappa)\,d\kappa \tag{6.152}$$

con

$$\mathbb{E}\left\{\widetilde{\gamma}_k^2\,|\kappa\right\} = \begin{cases} 2-\frac{2}{{M_t}^2}\left(M_t-1\right)C_{N_{rp}-1}\left(1+\frac{M_t-2}{2}C_{N_{rp}-1}\right)+\frac{8}{{M_t}^2}C_{N_{rp}}\left(M_t\kappa-1\right)\times \\ \quad\left\{\frac{3}{8}\pi\left(1+\frac{M_t-2}{2}C_{N_{rp}}\right)+\frac{\pi}{4}\left(\frac{M_t-2}{2}\right)\left[\left(1+\frac{M_t-2}{2}C_{N_{rp}}\right)+\right.\right. & \text{para } \kappa\in\mathcal{K} \\ \quad\left.\left.\left(1-C_{N_{rp}-1}\right)\left(1+\frac{M_t-3}{2}C_{N_{rp}}\right)\right]\right\}+D_1\left({M_t}^2\kappa^2-2M_t\kappa+1\right) & \\ 0 & \text{en el resto} \end{cases} \tag{6.153}$$

y

$$\begin{aligned} D_1 \;=\; & \left\{M_t\,C_{N_{rp}-1}\left(1+\frac{M_t-2}{2}\,C_{N_{rp}-1}\right)+M_t\left(M_t-2\right)\left(\frac{\pi}{4}\right)C_{N_{rp}}\left[\frac{C_{N_{rp}}}{2}+\right.\right. \\ & C_{N_{rp}-1}\left(1+\frac{M_t-3}{2}C_{N_{rp}}\right)+\left.\left.\frac{C_{N_{rp}}}{2}\right]+\left(M_t-2\right)\left(M_t-3\right)\left(\frac{\pi}{4}\right)^2\times\right. \\ & \left.{C_{N_{rp}}}^3\left[C_{N_{rp}}\left(\frac{M_t-4}{2}\right)+2\right]\right\}\left[M_t\left(M_t^2-3M_t+3\right)\right]^{-1}. \end{aligned} \tag{6.154}$$

Por último, en la Fig. 6.4 se estudia la tasa de transmisión alcanzable a nivel de sistema en presencia de un esquema OCP-Proj con diferentes números de elementos de antena en transmisión (i.e., $M_t = 2, 4, 8$) y distintas cantidades de bits para cuantizar las fases relativas del vector de conformación de haz aleatorio (i.e., $N_{rp} = 1, 2, 3$), considerando que la CQI se reporta desde las MSs activas con 1-bit de resolución ($P_t = 0\,\text{dB}$). Las aproximaciones analíticas que estiman la tasa de datos alcanzable en esta circunstancia se obtuvieron modelando el comportamiento

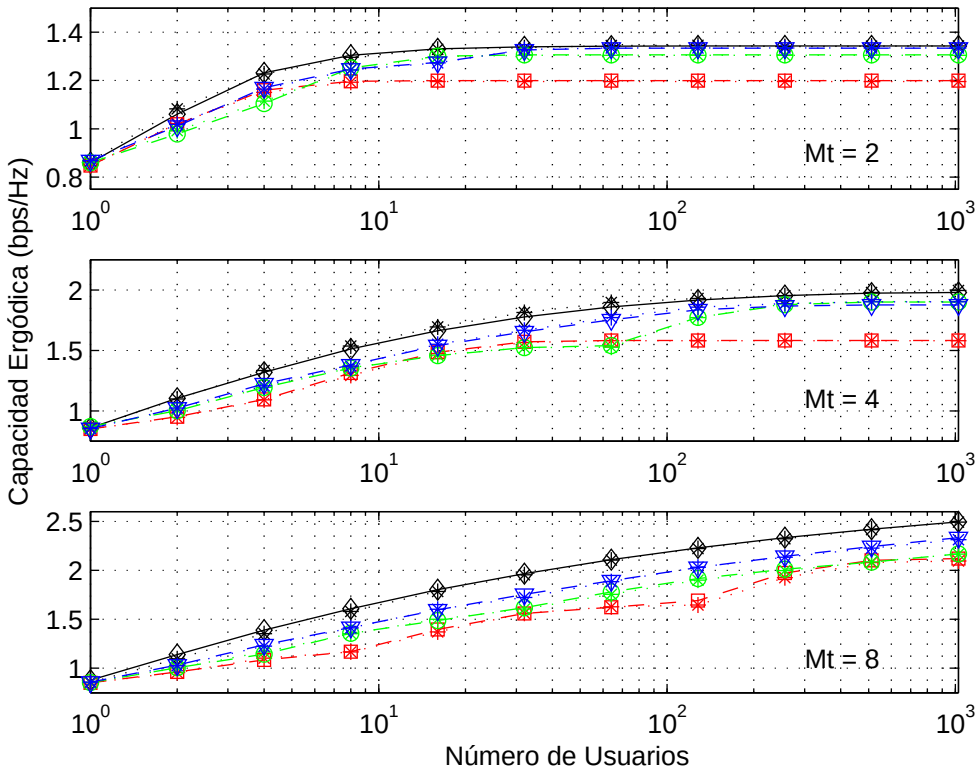

Figura 6.4: Tasa de datos alcanzable en función de la cantidad de usuarios activos (i.e., K) para un esquema OCP-Proj con diferentes números de antenas en transmisión (i.e., $M_t = 2, 4, 8$), cuando la CQI se reporta con 1-bit de resolución ($P_t = 0\,\text{dB}$). Las curvas discontinuas con cuadrados (en rojo), círculos (en verde) y triángulos (en azul), hacen referencia al desempeño del esquema para $N_{rp} = 1, 2, 3$, respectivamente. Las curvas continuas con rombos (en negro) representan la tasa de datos cuando $N_{rp} \to \infty$. En todos los casos, los valores puntuales ('*') se obtuvieron por simulación numérica.

estadístico de la SNR que experimenta el usuario seleccionado en recepción (i.e., $\widetilde{\gamma}_{k^*}$) a partir de una distribución de probabilidad χ^2 con corrección de error de primer orden (ver Sección 6.3). Recordar que los parámetros de caracterización en este modelo se pueden obtener de forma directa haciendo uso de las fórmulas cerradas para los primeros dos momentos de la RV $\widetilde{\gamma}_{k^*}$, las cuales se presentaron oportunamente en las ecuaciones (6.146) y (6.151), respectivamente. Vale la pena destacar que en esta situación, el valor umbral óptimo $\widehat{q}_1$ para una determinada cantidad de usuarios activos K se obtuvo encontrando la solución al problema de optimización que se planteó en la ecuación (6.149). Las curvas discontinuas con cuadrados (en rojo), discontinuas con círculos (en verde) y discontinuas con triángulos (en azul), representan la tasa de datos alcanzable a nivel de sistema por el esquema OCP-Proj cuando su utilizan $N_{rp} = 1, 2, 3$ bits para cuantizar las fases aleatorias en transmisión, respectivamente. A modo de referencia,

se incluye también el comportamiento asintótico del esquema OCP-Proj cuando $N_{rp} \to \infty$, el cual viene dado por las curvas continuas con rombos (en negro) de la figura.

Analizando en detalle las diferentes curvas de desempeño que se presentan en la Fig. 6.4 se puede observar que, el empleo de desfasajes aleatorios cuantizados en transmisión en conjunto con un esquema de señalización adaptivo de 1-bit por usuario (donde el nivel umbral de cuantización se ajusta apropiadamente según la cantidad de usuarios activos) permite aprovechar una buena parte de la ganancia por MUD disponible a nivel de sistema[2]. Por ejemplo, la pérdida de desempeño en términos de tasa de datos que se observa cuando $N_p = 3$ se encuentra en el orden de los 0,05, 0,1 y 0,2 [bps/Hz] para $M_t = 2, 4$ y 8 elementos de antena, respectivamente (para todo el rango de usuarios activos K). Notar que la degradación de desempeño que se observa cuando $N_p = 2$ se incrementa ligeramente respecto al caso anterior; no obstante, esta pequeña desmejora viene de la mano de un menor número de estados de transición de fase posibles en transmisión, hecho que reduce sustancialmente la cantidad de veces que hay que adaptar el nivel umbral óptimo en recepción (que establece el esquema de cuantización adaptivo de acuerdo a la cantidad de usuarios participantes de la comunicación). Es importante destacar que esta alternativa de diseño se vuelve interesante cuando el número de usuarios que entran y salen del sistema comienza a incrementar su dinámica en el dominio del tiempo (ya que se reduce sustancialmente el número de mensajes de señalización que deben ser difundidos a los usuarios para que adapten su nivel umbral).

Por último, se deja constancia de que es posible reducir adicionalmente la carga de señalización que reportan los usuarios a través del canal de retroalimentación común si se opta por forzar a *permanecer en silencio* a aquellos usuarios cuyo nivel de CQI en recepción no supere el valor umbral $\widehat{q}_1$ que fija el esquema de cuantización adaptivo en transmisión (para dicha instancia de transmisión); i.e., si sólo devuelven sus mensajes de señalización $\mathbf{b}_\kappa$ aquellos usuarios que satisfacen la relación $\kappa_k \geq \widehat{q}_1$. Es importante aclarar que en caso de que ningún usuario reporte un mensaje de señalización en el modelo de sistema anterior, la BS puede proceder a seleccionar aleatoriamente un candidato (dentro del conjunto compuesto por todos los usuarios activos) para enviarle información en dicha instancia de transmisión, o bien puede resignar el uso del canal de radio durante el transcurso de dicha ranura de tiempo. Notar que la última estrategia es la más apropiada cuando los requerimientos de consumo de potencia y/o control de interferencia entre sistemas (co-canales) adyacentes cobran importancia, para establecer las pautas de diseño de un sistema MU-MIMO real que utilice esquemas de precodificación aleatoria en transmisión.

[2]Recordar que la cota superior de desempeño en esta circunstancia se alcanza cuando la aleatorización de fase ser lleva a cabo en forma continua (i.e., $N_{rp} \to \infty$) y la métrica de selección se reporta sin cuantización (i.e., CQI completa).

6.5. Comentarios de Cierre

En este último capítulo de la Tesis se desarrolló la teoría necesaria para analizar la tasa de transmisión alcanzable en un sistema MU-MIMO que aplica distintos tipos de esquemas RBF en transmisión; i.e., la tasa de datos que se puede conseguir a nivel de sistema cuando la BS sólo tiene acceso a la CQI que experimenta cada MS para llevar a cabo el procedimiento de selección de usuarios, a los cuales se les enviará posteriormente información utilizando precodificación aleatoria en el extremo transmisor. En un sistema de este tipo, los procesos de desvanecimiento independientes que experimentan los distintos usuarios cumplen el rol de ramas de diversidad espacial convencionales, dando origen al fenómeno que se conoce con el nombre de ganancia por MUD. En un esquema RBF convencional, la ganancia por MUD disponible sólo se hace evidente cuando la cantidad de usuarios activos participantes de la comunicación crece considerablemente. En esta circunstancia, como el canal de retroalimentación de información suele estar compartido entre todas la MSs activas del sistema, se vuelve imperativo diseñar un esquema de señalización de CQI que permita adaptar el caudal de información de retroalimentación según la cantidad de usuarios participantes de la comunicación.

El análisis que se presentó en este capítulo se concentró en analizar la factibilidad de implementar un esquema RBF en un sistema MU-MIMO real. Con este propósito, se estudiaron primero las tasas de datos que se pueden conseguir en un esquema RBF con CQI completa (i.e., sin cuantización), en presencia de tres estrategias de precodificación aleatorias distintas: OBF, OCP y OAS. Para garantizar la equidad en el reparto de los recursos comunes del sistema en el corto término, se propuso reemplazar el algoritmo PFS por dos esquemas de diagramación subóptimos más sencillos: diagramación por max-NSNR y diagramación por max-Proj. Es importante aclarar que, los algoritmos de diagramación anteriores proveen niveles de equidad similares a los que se consiguen con el algoritmo PFS, pero con una mayor simplicidad de implementación en un sistema de comunicación práctico. A partir de los resultados que se obtuvieron de este análisis se pudo concluir que, el esquema OCP-Proj es la alternativa de precodificación aleatoria más conveniente en términos de relación costo-beneficio (i.e., tasa de datos alcanzables versus complejidad de implementación) cuando se dispone de CQI completa en transmisión. En el modelo teórico que se propuso en este capítulo, el comportamiento estadístico de la SNR en recepción que experimenta el usuario seleccionado por el esquema OCP-Proj se modeló a partir de una distribución de probabilidad χ^2 con corrección de error de primer orden, donde los parámetros específicos que caracterizan el modelo se derivan de los primero dos momentos de la RV bajo estudio. Es importante aclarar que estas estadísticas se obtienen de forma bastante directa, para diferentes configuraciones de trabajo del sistema MU-MIMO bajo análisis.

Posteriormente, se estudió el impacto que tiene el empleo de información de señalización cuantizada en la tasa de transmisión alcanzable por un esquema OCP-Proj. Para simplificar el

proceso de estimación de canal post-ajuste aleatorio, se consideró que los usuarios móviles estimaban en recepción las ganancias de canales individuales (sin ponderación) que percibían desde cada uno de los elementos de antena de la BS (aprovechando los grandes tiempos de coherencia del canal inalámbrico). Luego, cada usuario computaba el valor de métrica de selección que le correspondía reportar en dicho instante de tiempo, haciendo uso del conocimiento *a priori* que tenía de la secuencia de vectores de conformación de haz pseudo-aleatorios que la BS aplica en cada momento. En este capítulo se investigó la estructura que tiene la información de señalización cuando se implementa un esquema OCP-Proj de este tipo, para posteriormente diseñar un mecanismo de cuantización óptimo de 1-bit que permita ajustar la posición idónea del umbral de cuantización de CQI (según la cantidad de usuarios activos dentro del sistema). En base a los resultados que se obtuvieron en este área se pudo establecer que, el empleo de estrategias de diseño prácticas permite aprovechar una gran parte de la ganancia por MUD disponible en un sistema MU-MIMO ideal. Notar que esta ganancia se obtiene reportando un único bit de señalización de CQI por cada usuario activo, una propiedad de funcionamiento que se vuelve muy interesante cuando la cantidad de usuarios dentro del sistema crece en forma considerable.

En resumen, en este último capítulo de la Tesis se demuestran que, el empleo de esquemas de precodificación aleatorios sencillos permite aprovechar una buena parte (i.e., en el orden del 90 %) de la tasa de transmisión de datos disponible en un medio inalámbrico MU-MIMO real. Se deja constancia que esta ganancia de desempeño se consigue para un amplio números de usuarios activos, sin que esto afecte de manera considerable el grado de equidad (en el corto término) que experimenta un usuarios final móvil cuando se utiliza el algoritmo PFS en transmisión. Es importante aclarar que el modelo teórico que se desarrolló en esta parte de la Tesis es genérico, posibilitando de este modo extender los resultados de este estudio de forma directa a otros escenarios de trabajo (e.g., en presencia de múltiples haces aleatorios simultáneos en transmisión, o bien cuando se implementan otros tipos de esquemas de señalización para la CQI de los usuarios activos en recepción).

Apéndice 6.1: Aproximación Chi-Cuadrado Genérica con Corrección de Error

Sea $f(\gamma)$ la función de probabilidad correspondiente a una RV arbitraria (positiva) que modela la energía de señal electromagnética recolectada en un medio inalámbrico multitrayecto real (i.e., todos los momentos de orden superior de la RV γ existen y son positivos). Cuando se aproxima el comportamiento estadístico de $f(\gamma)$ (con fórmula cerrada desconocida o difícil de tratar) con una distribución χ^2 escalada con r grados de libertad y media $\eta = \mathbb{E}\{\gamma\}$, se obtiene

el siguiente error de aproximación:

$$\varepsilon(\gamma) = f(\gamma) - \frac{1}{\Gamma(\frac{r}{2})} \left(\frac{r}{2\eta}\right)^{\frac{r}{2}} \gamma^{\frac{r}{2}-1} e^{-\frac{r}{2\eta}\gamma} \qquad \gamma \geq 0. \tag{6.155}$$

La idea principal detrás de este enfoque analítico es expresar el error de aproximación anterior en función de los momentos $\mathbb{E}\{\gamma^n\}$ y de los polinomios de Laguerre generalizados

$$L_k^{(\alpha)}(u) = \frac{u^{-\alpha}e^u}{k!} \frac{\partial^k}{\partial u^k} \left(e^{-u}u^{k+\alpha}\right) \tag{6.156}$$

$$= \sum_{l=0}^{k} \binom{k+\alpha}{k-l} \frac{(-u)^l}{l!}. \tag{6.157}$$

Un polinomio de Laguerre generalizado $L_k^{(\alpha)}(u)$ es ortogonal respecto a la función de ponderación $u^\alpha e^{-u}$ sobre toda la recta real; por consiguiente, se verifica que

$$\int_0^\infty u^\alpha e^{-u} L_k^{(\alpha)}(u) L_l^{(\alpha)}(u)\, du = \frac{(k+\alpha)!}{k!}\delta_{k\,l}, \tag{6.158}$$

donde $\delta_{k\,l}$ representa la función Kronecker delta. La propiedad de ortogonalidad de la ecuación (6.158) equivale a decir que, cuando γ es una RV con distribución χ^2 escalada con r grados de libertad y media η, se satisface la siguiente relación:

$$\mathbb{E}\left\{L_k^{(\alpha)}(\beta\gamma)\, L_l^{(\alpha)}(\beta\gamma)\right\} = \begin{cases} \frac{(k+\alpha)!}{\alpha!\,k!} & k = l \\ 0 & k \neq l \end{cases}, \tag{6.159}$$

donde $\alpha = \frac{r}{2} - 1$ y $\beta = \frac{r}{2\eta}$. En base a este análisis, el error de aproximación en esta circunstancia se puede expresar como una serie numérica, i.e.,

$$\varepsilon\,(\gamma) = \frac{\beta}{\Gamma(\alpha+1)}\,(\beta\gamma)^\alpha\; e^{-\beta\,\gamma} \left[\sum_{k=2}^{+\infty} C_k^{(\alpha)}\, L_k^{(\alpha)}(\beta\gamma)\right] \qquad \gamma \geq 0. \tag{6.160}$$

La serie comienza con el índice $k = 2$, porque los momentos de $\varepsilon(\gamma)$ de orden no-superior a 1 son nulos[3]. A continuación, se procede a mostrar cómo se pueden expresar los distintos coeficientes $C_k^{(\alpha)}$ de la serie anterior en función de los momentos conocidos de la RV γ.

La formula que aproxima el comportamiento estadísticos de $f(\gamma)$ a partir de una distribución de probabilidad χ^2 con corrección de error de primer orden se obtiene reteniendo únicamente el primer término no-nulo de la sumatoria (6.160), i.e.,

$$f(\gamma) \approx \frac{\beta}{\Gamma(\alpha+1)}\,(\beta\gamma)^\alpha\; e^{-\beta\,\gamma} \left[1 + C_2^{(\alpha)}\, L_2^{(\alpha)}(\beta\gamma)\right] \qquad \gamma \geq 0, \tag{6.161}$$

donde de acuerdo a la definición de polinomio de Laguerre generalizado en (6.157), se tiene que

$$L_2^{(\alpha)}(\beta\gamma) = \frac{1}{2}\left[(\beta\gamma)^2 - 2\,(\alpha+2)\,(\beta\gamma) + (\alpha+1)\,(\alpha+2)\right]. \tag{6.162}$$

[3]Notar que ambos términos de la ecuación (6.155) representan funciones de probabilidad con el mismo valor de media estadística.

Por lo tanto, sólo nos hace falta determinar el valor del coeficiente $C_2^{(\alpha)}$ en esta circunstancia. Con este propósito, se comienza por plantear la siguiente integral definida:

$$\begin{aligned}\int_0^\infty L_2^{(\alpha)}(\beta\gamma)\,\varepsilon(\gamma)d\gamma &= \int_0^\infty L_2^{(\alpha)}(\beta\gamma)\,\frac{\beta}{\Gamma(\alpha+1)}(\beta\gamma)^\alpha e^{-\beta\gamma}\sum_{k=2}^{\infty}\left[C_k^{(\alpha)}L_k^{(\alpha)}(\beta\gamma)\right]\,d\gamma \qquad (6.163)\\ &= C_2^{(\alpha)}\int_0^\infty L_2^{(\alpha)}(\beta\gamma)L_2^{(\alpha)}(\beta\gamma)\,\frac{\beta}{\Gamma(\alpha+1)}(\beta\gamma)^\alpha e^{-\beta\gamma}\,d\gamma + \\ &\quad \sum_{k=3}^{\infty}C_k^{(\alpha)}\int_0^\infty L_2^{(\alpha)}(\beta\gamma)L_k^{(\alpha)}(\beta\gamma)\,\frac{\beta}{\Gamma(\alpha+1)}(\beta\gamma)^\alpha e^{-\beta\gamma}\,d\gamma. \qquad (6.164)\end{aligned}$$

Combinando la expresión anterior con la propiedad de ortogonalidad que se presentó en la fórmula (6.159), se puede establecer que

$$\int_0^\infty L_2^{(\alpha)}(\beta\gamma)\,\varepsilon(\gamma)\,d\gamma = C_2^{(\alpha)}\,\frac{(\alpha+2)!}{\alpha!\,2!} = \frac{1}{2}\,C_2^{(\alpha)}\,(\alpha+2)\,(\alpha+1)\,. \qquad (6.165)$$

Siguiendo un análisis alternativo, procedemos a reemplazar el término $L_2^{(\alpha)}(\beta\gamma)$ por la expresión (6.162), por lo que también se observa que:

$$\begin{aligned}\int_0^\infty L_2^{(\alpha)}(\beta\gamma)\,\varepsilon(\gamma)\,d\gamma &= \frac{1}{2}\int_0^\infty(\beta\gamma)^2\,\varepsilon(\gamma)\,d\gamma - (\alpha+2)\int_0^\infty(\beta\gamma)\,\varepsilon(\gamma)\,d\gamma + \\ &\quad \frac{1}{2}\,(\alpha+2)\,(\alpha+1)\int_0^\infty\varepsilon(\gamma)\,d\gamma. \qquad (6.166)\end{aligned}$$

Las dos últimas integrales definidas de la ecuación anterior se desvanecen porque los momentos de $\varepsilon(\gamma)$ de orden no-mayor a 1 son nulos. Por lo tanto, tenemos que

$$\begin{aligned}\int_0^\infty L_2^{(\alpha)}(\beta\gamma)\,\varepsilon(\gamma)d\gamma &= \frac{1}{2}\left[\int_0^\infty(\beta\gamma)^2\,f(\gamma)\,d\gamma - \int_0^\infty(\beta\gamma)^2\,\frac{\beta}{\Gamma(\alpha+1)}(\beta\gamma)^\alpha e^{-\beta\gamma}\,d\gamma\right] \qquad (6.167)\\ &= \frac{\beta^2}{2}\left[\int_0^\infty\gamma^2\,f(\gamma)\,d\gamma - \int_0^\infty\gamma^2\,\frac{\beta}{\Gamma(\alpha+1)}(\beta\gamma)^\alpha e^{-\beta\gamma}\,d\gamma\right] \qquad (6.168)\\ &= \frac{\beta^2}{2}\left[\mathbb{E}\{\gamma^2\} - \frac{(\alpha+1)(\alpha+2)}{\beta^2}\right]. \qquad (6.169)\end{aligned}$$

Combinando los resultados de las ecuaciones (6.165) y (6.169), arribamos al valor final que adopta el coeficiente

$$C_2^{(\alpha)} = \frac{\beta^2\mathbb{E}\left\{\gamma^2\right\}}{(\alpha+1)\,(\alpha+2)} - 1 \qquad (6.170)$$

en esta circunstancia. Por último, reemplazando la expresión anterior en la ecuación (6.161), se arriba finalmente a la expresión cerrada deseada:

$$f(\gamma) \approx \frac{\beta}{\Gamma(\alpha+1)}(\beta\gamma)^\alpha e^{-\beta y}\left(a_2\gamma^2 + a_1\gamma + a_0\right) \qquad \gamma \geq 0, \qquad (6.171)$$

donde los coeficientes de corrección vienen dados por las relaciones

$$a_2 = \left(\frac{\beta^2}{2}\right)\left[\frac{\beta^2\mathbb{E}\left\{\gamma^2\right\}}{(\alpha+1)\,(\alpha+2)} - 1\right], \quad a_1 = -2\frac{(\alpha+2)}{\beta}\,a_2, \quad a_0 = -\frac{1}{2}\frac{(\alpha+1)}{\beta}\,a_1 + 1. \qquad (6.172)$$

Capítulo 7

Conclusiones

Contenido

7.1. Introducción 277
7.2. Conclusión sobre cada Pregunta de Investigación 278
7.3. Conclusión sobre el Problema de Investigación 282
7.4. Limitaciones de los Resultados Obtenidos 283
7.5. Líneas de Investigación Posteriores 286

En esta parte final se provee un resumen de los aportes y logros más importantes que se consiguieron durante el desarrollo del proyecto de investigación Doctoral que motivó la presente Tesis. Con este propósito, se comienza por abordar las preguntas de investigación específicas que generaron los resultados (parciales) de cada uno de los capítulos intermedios, para finalmente determinar cuáles son las conclusiones más importantes que se obtuvieron al darle una respuesta concreta al problema de investigación principal que se planteó (ver Sección 1.2). Posteriormente, se presentan las diferentes limitaciones que se hicieron evidentes durante el desarrollo de los contenidos del presente trabajo. A modo de cierre, se enumeran las distintas líneas de investigación novedosas que se detectaron, las cuales asignarán sin duda alguna un valor adicional a los aportes ya alcanzados durante el desarrolla del presente proyecto de investigación Doctoral.

7.1. Introducción

Los trabajos de investigación que se desarrollaron en el transcurso de la última década demuestran que, los canales de radio móviles equipados con Múltiples-Entradas Múltiples-Salidas (MIMO) poseen un alto potencial para posibilitar el envío de grandes caudales de datos en medios inalámbricos altamente dispersivos. El origen de este comportamiento se debe a que

un sistema MIMO con Múltiples Usuarios (MU-MIMO) abastece al transmisor con múltiples direcciones espaciales de canal, las cuales se pueden aprovechar para posibilitar el envío de corrientes de información independientes a varios usuarios en forma simultánea (explotando la mejora de desempeño que se denomina ganancia por SM). Por otro lado, cuando la cantidad de usuarios activos dentro del sistema MU-MIMO aumenta, el empleo de algoritmos de selección de usuarios en transmisión permite mejorar aún más la tasa de datos alcanzable a nivel de sistema, sacando provecho del fenómeno que se conoce con el nombre de ganancia por Diversidad Multiusuario (MUD). La capacidad de un canal MU-MIMO es sensible a la necesidad de contar con Información de Estado del Canal (CSI) ideal en ambos extremos del enlace de comunicación. Lamentablemente, como satisfacer este supuesto se dificulta bastante en la mayoría de los sistemas de comunicación prácticos, es importante divisar nuevas propuestas de diseño útiles que provean soluciones de compromiso aceptables entre nivel de desempeño alcanzable y grado de complejidad requerido, a la hora de implementar estos mecanismos de transmisión en sistemas de comunicación MU-MIMO reales.

La mayor parte de los trabajos previos a la presente Tesis se concentraron en detectar expresiones teóricas de capacidad (o región de capacidad) para un determinado canal MU-MIMO (sin tener en cuenta las limitaciones prácticas que imposibilitarían alcanzar dichos valores), o bien en estudiar el desempeño de esquemas de transmisión *ad hoc* subóptimos (sin determinar cuán lejos se encuentran estos comportamientos de los límites teóricos establecidos por Shannon). Durante el desarrollo de esta Tesis, la atención se enfocó en llenar el vacío que existe entre estos dos grandes grupos de resultados. Es decir, nos concentramos en analizar el comportamiento de distintas estrategias de transmisión que exploten los grados de libertad existentes en un canal MU-MIMO, sin perder de vista el incremento de complejidad requerido para incorporar estos conceptos en un diseño práctico.

La teoría que se desarrolló en esta Tesis permitió conocer cómo impactan las limitaciones que presentan los sistema de comunicación contemporáneos en la tasa de datos que se puede conseguir en el canal MU-MIMO bajo estudio. Gracias a este análisis se pudieron divisar estrategias de diseño innovadoras, las cuales allanarán el camino para que las próximas generaciones de sistemas de comunicación inalámbricos puedan hacer frente a la creciente demanda de datos que se proyecta para los servicios móviles futuros. A continuación, se resumen los hallazgos que se obtuvieron para cada una de las preguntas de investigación que dieron origen a los capítulos intermedios que componen esta Tesis (ver Sección 1.2).

7.2. Conclusión sobre cada Pregunta de Investigación

A lo largo de la presente Tesis se intentó dar una respuesta concreta a la siguiente pregunta de investigación general:

¿Cómo diseñar esquemas de transmisión multiusuario que tengan desempeños próximos a la capacidad de canal y que puedan ser implementados en un sistema MU-MIMO real?

En base al gran alcance de este problema general, se optó por dividir al mismo en una serie de problemas secundarios, cada uno de los cuales se abordó por separado en cada uno de los cuatro capítulos intermedios que componen a esta Tesis. Las preguntas de investigación que delimitaban estos subproblemas se resumen a continuación:

1. ¿De qué forma conviene diseñar un esquema de transmisión para un canal SU-MIMO con Información de Estado del Canal en Transmisión (CSIT) parcial? ¿Cuáles son los requerimientos de complejidad necesarios en esta circunstancia?

2. ¿Cómo impacta el empleo de CSIT parcial en la tasa de transmisión alcanzable en un canal MU-MIMO? ¿Qué estrategia de transmisión conviene aplicar en esta circunstancia? ¿Se pueden capitalizar ganancias por Multiplexación Espacial (SM) en presencia de Información de Dirección del Canal (CDI) cuantizada?

3. ¿Cuál es el límite fundamental de desempeño de un canal MU-MIMO que explota la ganancia por MUD en forma completa? ¿De qué forma se pueden diseñar estrategias de diagramación oportunísticas de baja complejidad para un canal MU-MIMO de este tipo? ¿Cuál es la relación de compromiso entre tasa de transmisión y equidad en la asignación de recursos que se puede alcanzar en esta circunstancia?

4. ¿Cómo se puede acotar el caudal de información de señalización en un canal MU-MIMO con un gran número de usuarios activos? ¿Cuál es el impacto de estas técnicas en la tasa de transmisión del sistema de comunicación? ¿Qué estrategia de precodificación aleatoria conviene aplicar en esta circunstancia?

Las respuestas al primer grupo de preguntas se presentaron durante el desarrollo del Capítulo 3. En dicho capítulo, se analizó el desempeño de distintos esquemas de Diversidad en Transmisión a Lazo Cerrado (CL TD) genéricos en función del caudal de señalización de CSIT parcial disponible. Concretamente, se estudió la capacidad de enlace de tres algoritmos de señalización CL TD subóptimos, a saber: Combinación con Selección de Transmisor (TSC), Modo 1 Generalizado (g-mode 1) y Modo 2 Generalizado (g-mode 2). Los resultados que se presentaron en este capítulo demostraron que, la capacidad de enlace de estos tres algoritmos de señalización CL TD se puede modelar de una forma precisa a partir de un único parámetro de diseño: la ganancia de SNR del esquema CL TD bajo estudio. De acuerdo con este análisis se pudo observar que, la capacidad de g-mode 1 (i.e., información de fase de los canales) y g-mode 2 (i.e., información de fase y orden de los canales) son claramente superiores a la que se consigue utilizando un esquema TSC tradicional (i.e., información del índice de la mejor ganancia de canal individual). Por último se dejó constancia que, el esquema g-mode 1 (con un número apropiado

de bits de cuantización de fase) es la alternativa CL TD que provee la mejor solución de compromiso costo-beneficio (i.e., complejidad de implementación versus grado de desempeño), ya que al mantener constante el nivel de potencia que se aplica en los diferentes elementos del arreglo de antenas relaja notablemente los requerimientos de diseño de los respectivos amplificadores de potencia (que se deben desplegar en el transmisor).

Las respuestas al segundo grupo de preguntas se abordaron durante el análisis teórico que se desarrolló en el Capítulo 4. En este capítulo, se estudió la tasa de transmisión suma que se puede alcanzar en un canal MU-MIMO con CSIT parcial (i.e., CDI cuantizada pero sin CQI), cuando se aplica precodificación lineal en transmisión para posibilitar el envío de información a varios usuarios en forma simultánea (i.e., SDMA). El análisis que se presentó en este capítulo se concentró en caracterizar el comportamiento de un sistema que combina Conformación de Haz con Forzado de interferencia a Cero (ZFBF) con diagramación por Selección de Usuarios Semi-Ortogonales (SUS), como una alternativa de baja complejidad para implementar una estrategia de Acceso Múltiple por División en Espacio (SDMA) en un canal MU-MIMO de este tipo. El modelo estadístico propuesto para ajustar el comportamiento probabilístico de la potencia de señal deseada y la potencia de interferencia mutua en recepción (para un usuario arbitrario) se basó en utilizar distribuciones chi-cuadrado (χ^2) corregidas (con diferentes grados de libertad). Los resultados que se presentaron en este capítulo demuestran que, el empleo de un esquema de Cuantización Vectorial Determinística (DVQ) sencillo permite garantizar una solución de compromiso costo-beneficio (i.e., complejidad de implementación versus grado de desempeño) aceptable, particularmente cuando se trabaja con caudales de información de señalización compatibles con los que se manejan en los sistemas de comunicación contemporáneos. Además se pudo observar que, el envío de información simultánea a un grupo de usuarios convenientemente seleccionado en transmisión (utilizando ZFBF-SUS) permite obtener una ganancia de capacidad interesante, respecto a la tasa de transmisión que se consigue cuando se asigna el uso de la totalidad de los recursos del sistema a un único usuario por vez en forma secuencial (aplicando un esquema TDMA-RR). Es importante aclarar que estos valores de ganancia de capacidad se obtuvieron aun cuando el caudal de información de retroalimentación era relativamente bajo.

Las respuestas al tercer grupo de preguntas se bosquejaron durante el desarrollo del Capítulo 5. En dicho capítulo, se analizó la tasa de transmisión suma (alcanzable a nivel de sistema) y el grado de equidad (en el reparto de recursos comunes) que se puede conseguir en un canal MU-MIMO con ambos tipos de CSIT parcial (i.e., CDI cuantizada y CQI), cuando se aplica precodificación lineal en transmisión como una estrategia SDMA de baja complejidad. En esta circunstancia, la mejor alternativa para aprovechar la dimensión espacial del escenario inalámbrico es identificar un grupo de usuarios semi-ortogonales en transmisión con altos valores de reportes de Información de Calidad del Canal (CQI) individuales, para posteriormente habilitar el envío de información simultánea a dichos candidatos seleccionados empleando un esquema ZFBF en

transmisión. Para modelar el desempeño de diferentes esquemas de transmisión oportunísticos factibles de implementar en un sistema MU-MIMO real, se definieron dos tipos de reportes de CQI: la CQI Norma de Canal (CQI-Norm) y la CQI Relación Señal-a-Interferencia (CQI-SIR). Además, se propuso utilizar el Índice de Equidad de Jain (JFI) como métrica de equidad en el corto plazo, como una herramienta práctica para establecer cuán ecuánime (justo) es el reparto de los recursos comunes del sistema cuando se aplican los distintos esquemas de transmisión oportunísticos bajo estudio. Los resultados que se presentaron en este capítulo demuestran que, el empleo de estrategias de transmisión oportunísticas sencillas permiten aprovechar una buena parte de la tasa de transmisión suma disponible en un canal MU-MIMO de este tipo, sin que esto afecte de forma considerable el grado de equidad óptimo (en el corto plazo) que experimenta un usuario final. Se observó además que, el empleo de reportes de CQI-Norm provee un desempeño superior en aquellos sistemas MU-MIMO limitados por ruido (i.e., régimen de baja SNR), mientras que el uso de reportes de CQI-SIR funciona mejor cuando el sistema de comunicación multiusuario se encuentra limitado por interferencia (i.e., régimen de alta SNR).

Finalmente, las respuestas al cuarto grupo de preguntas se presentaron durante el análisis teórico que se desarrolló en el Capítulo 6. En este último capítulo, se estudió la tasa de transmisión alcanzable en un canal MU-MIMO que aplica distintos esquemas de Conformación de Haz Aleatoria (RBF) en transmisión; en otras palabras, se analizó cuál es la tasa de datos que se puede conseguir cuando la Estación Base (BS) sólo tiene acceso a la CQI que estima cada Estación Móvil (MS) en recepción, para luego ejecutar el procedimiento de selección de usuarios en transmisión (a los cuales se les enviará posteriormente información utilizando un esquema RBF). El análisis teórico que se presentó en este capítulo se concentró en investigar la factibilidad de implementar un esquema RBF en un sistema MU-MIMO real. Con este propósito, se estudiaron primero las tasas de datos que se pueden conseguir en presencia de CQI completa (i.e., sin cuantización) cuando se aplican tres estrategias de precodificación aleatoria distintas, a saber: Conformación de Haz Oportunística (OBF), Ajuste de Fase Oportunístico (OCP) y Selección de Antenas Oportunística (OAS). Para garantizar la equidad en el reparto de los recursos comunes del sistema (en el corto plazo), se propuso reemplazar el algoritmo de Diagramación Equitativa Proporcional (PFS) por dos esquemas de diagramación subóptimos más sencillos, i.e.: diagramación por SNR Normalizada máxima (max-NSNR) y diagramación por Proyección máxima (max-Proj). A partir de los resultados de este estudio se pudo concluir que, el esquema OCP-Proj es la alternativa de precodificación aleatoria más conveniente en términos de relación costo-beneficio, cuando la CQI se reporta en forma completa desde las MSs hacia la BS. Posteriormente, se estudió el impacto que tiene el empleo de información de señalización cuantizada en la tasa de transmisión alcanzable por un esquema OCP-Proj. Con este propósito, se presentó un mecanismo de señalización que permite devolver los reportes de CQI con una resolución de 1-bit, utilizando para tal propósito un esquema de cuantización adaptiva que ajusta el valor umbral

óptimo en función de la cantidad de usuarios activos dentro del sistema. En base a los resultados que se presentaron en este capítulo se pudo establecer que, el empleo de estrategias de cuantización prácticas permiten aprovechar una gran parte de la ganancia por MUD disponible en un sistema MU-MIMO ideal. Se deja constancia que estos valores de ganancia de capacidad se obtuvieron aun cuando se utilizaba un único bit de señalización (por usuario activo) para reportar la CQI, una propiedad de funcionamiento que se vuelve muy interesante cuando la cantidad de usuarios participantes de la comunicación dentro del sistema crece en forma considerable.

A continuación, se presenta la conclusión que se obtuvo del problema de investigación principal, relacionado con identificar esquemas de trasmisión prácticos que presenten niveles de desempeño próximos a la capacidad de un canal MU-MIMO real.

7.3. Conclusión sobre el Problema de Investigación

El despliegue de un arreglo de antenas con múltiples elementos en transmisión permite mejorar notablemente el desempeño de un sistema de comunicación inalámbrico, sin costos espectrales adicionales (agregando sólo complejidad al diseño del hardware requerido). Durante el desarrollo del proyecto de investigación Doctoral que dio origen a esta Tesis se detectaron tres enfoques de diseño distintos para explotar la dimensión espacial de este escenario, cada uno de los cuales conviene ser aplicado en el contexto de un medio de comunicación inalámbrico con MIMO bien definido (i.e., canal SU-MIMO, canal MU-MIMO con un número moderado de usuarios y canal MU-MIMO con un gran número de usuarios).

Los esquemas CL TD son idóneos para aplicar en un canal inalámbrico punto-a-punto con MIMO (i.e., SU-MIMO), o equivalentemente, en un canal MU-MIMO que aplica una estrategia TDMA-RR en transmisión. En esta circunstancia, la mejor alternativa es asignar el uso de la totalidad de los recursos del sistema al único usuario activo (o seleccionado), implementando de este modo un esquema de transmisión que aproveche la ganancia por diversidad espacial que proveen las múltiples antenas (para mejorar la calidad de la comunicación frente al desvanecimiento multitrayecto). En este trabajo se estudiaron los comportamientos de distintos esquemas CL TD genéricos en función del caudal de información de señalización, llegando a la conclusión de que el esquema CL TD g-mode 1 provee la mejor solución de compromiso entre grado de desempeño (i.e., tasa de transmisión) y complejidad de implementación (i.e., requerimientos de equipamiento y caudal de señalización).

Para un canal MU-MIMO con un número moderado de usuarios, el empleo de un esquema ZFBF con diagramación SUS representa la alternativa más interesante para implementar una estrategia SDMA cuando sólo se dispone de CDI cuantizada en transmisión. La estructura de este esquema posee una baja complejidad de implementación y diseño, garantizando al mismo

tiempo un desempeño apropiado para números moderados de usuarios activos dentro del sistema. Por otro lado, cuando además de la CDI cuantizada los usuarios reportan CQI, el empleo de estrategias de diagramación híbridas sencillas permite aprovechar una buena parte de la tasa de transmisión suma disponible en un canal MU-MIMO de este tipo, sin que esto afecte de forma considerable el grado de equidad óptimo (en el reparto de los recursos comunes del sistema) que experimentan las conexiones de datos activas de los usuarios finales. En esta última circunstancia, la ganancia por MUD del canal se puede explotar de forma completa seleccionando un grupo de usuarios con buena separación espacial y altos valores de CQI individuales en transmisión, para posteriormente habilitar el envío de información simultánea a los mismos empleando un esquema ZFBF como estrategia de precodificación espacial lineal de baja complejidad.

Por último, en presencia de un canal MU-MIMO con un gran número de usuarios activos, se debe recurrir al empleo de un esquema RBF en transmisión para conseguir explotar una buena parte de la ganancia por MUD disponible en un medio inalámbrico de este tipo, manteniendo bajo control el caudal de información de señalización que se debe reportar. La idea principal detrás de un esquema RBF es inducir aleatoriedad en las ganancias de canal que experimentan los usuarios participantes de la comunicación en recepción (aplicando pesos de conformación de haz aleatorios en transmisión), para luego retardar la transmisión de las corrientes de bits (destinadas a cada uno de los usuarios) hasta tanto las ganancias de canal resultantes se encuentren próximas a su valor pico. En este trabajo se investigaron los comportamientos de distintas estrategias RBF en presencia de diferentes configuraciones de canal, llegando a la conclusión de que el esquema OCP-Proj permite alcanzar una gran parte de la ganancia por MUD disponible en un canal MU-MIMO ideal (cuando la cantidad de usuarios activos es apropiada), aun cuando el caudal de señalización se reduce a un único bit por usuario (por instancia de transmisión).

7.4. Limitaciones de los Resultados Obtenidos

Para que el marco de trabajo de la Tesis sea claro y conciso (con la idea de identificar patrones de comportamiento concretos), se consideraron una serie de suposiciones importantes a la hora de definir los modelos de sistema que se utilizaron. No hay que perder de vista que el objetivo final de esta Tesis es echar luz sobre cuáles son las alternativas de diseño que poseen un mayor potencial de ser aplicados en los sistemas MU-MIMO futuros, y cuáles de ellas poseen una eficacia más limitada a la hora de llevarlas a la práctica. En consecuencia, se enumeran a continuación las limitaciones que presentan las conclusiones que se obtuvieron, la cuales sólo se hicieron evidentes durante el desarrollo del proyecto de investigación Doctoral que dio origen a esta Tesis.

En el modelo de sistema que se utilizó en todo el trabajo se consideró que, las ganancias de canal individuales correspondientes a los distintos usuarios se comportaban como Variable

Aleatorias (RVs) Rayleigh independientes e idénticamente distribuidas (i.i.d.), cada una de las cuales percibía un proceso de desvanecimiento por bloques. Además, se consideró que todos los usuarios activos dentro del sistema eran homogéneos y que experimentaban procesos de desvanecimiento independientes entre sí. No obstante, para conocer el comportamiento que tienen los esquemas propuestos cuando se los aplica en un canal inalámbrico bajo la influencia del *oscurecimiento* (shadowing) y la *atenuación por propagación* (path loss), se deben extender los estudios que se presentaron en esta Tesis a un modelo de sistema donde el valor medio de la Relación Señal-a-Ruido (SNR) en recepción de los distintos usuarios activos no sea siempre constante. Es importante aclarar que este tipo de escenario tendrá un impacto directo tanto en las ganancias por MUD que se pueden explotar, como en los grados de equidad en la asignación de recursos que se pueden garantizar. Por otro lado, en presencia de un trayecto directo con Línea de Vista (LOS) entre ambos extremos del enlace de radio (en un canal inalámbrico altamente dispersivo), el proceso de desvanecimiento de los canales individuales deja de poseer media nula; en consecuencia, el comportamiento estadístico del módulo de las ganancias de canal individuales se debe dejar de modelar como una RV Rayleigh, para pasar a ser modelada como una RV Rician (ver Sección 2.1.4).

En la mayoría de los sistemas de comunicación prácticos, los usuarios móviles pueden estimar (sin restricciones) la Información de Estado del Canal en Recepción (CSIR) a partir del empleo de señales pilotos comunes que se difunden desde cada uno de los elementos que componen al arreglo de antenas de la BS. No obstante, la idealización de este supuesto puede ser cuestionable en medios inalámbricos con alta movilidad, o bien en presencia de sistemas de comunicación móviles de banda ancha (respecto al ancho de banda de coherencia propio del canal); estimar la CSIR de forma perfecta en ambas situaciones implica un consumo excesivo de recursos del sistema. Para abastecer a la BS con CSIT parcial cuando el sistema de comunicación es Dúplex por División en Frecuencia (FDD), se consideró que cada MS codificaba la CSIR que estimaba en un mensaje de señalización que se transportaba a través de un canal ideal reverso con ancho de banda restringido (i.e., un canal que no introducía errores ni retardo en dicho proceso). Lamentablemente, toda implementación práctica de un canal de este tipo introduce una probabilidad de error de bit positiva y un valor de latencia finito en la información de señalización que transporta. En consecuencia, una extensión natural de los resultados que se presentaron en esta Tesis debería tener en cuenta el efecto que tiene el ruido y el retardo de señalización (i.e., los errores de estimación de la CSIT) en las tasas de datos alcanzables por los esquemas de transmisión que se estudiaron. Notar que este tipo de investigación se vuelve crítica en un sistema de comunicación inalámbrico con alta movilidad (i.e., con altos valores de dispersión Doppler), ya que el impacto negativo que generan pequeños valores de retardo de señalización (en la tasa de datos alcanzable por el sistema) se vuelve muy importante en esta circunstancia.

El análisis teórico que se presentó en el Capítulo 4 y el Capítulo 5 estableció que el empleo

de un esquema ZFBF en conjunto con un algoritmo de diagramación oportunístico apropiado permite aprovechar una buena parte de la tasa de transmisión disponible en un canal MU-MIMO con CSIT parcial. En base a las restricciones de implementación prácticas que existen en los sistemas reales, el estudio de estos capítulos se concentró en caracterizar la tasa de datos que se puede conseguir en el escenario de trabajo más factible de encontrar en un sistema inalámbrico con MIMO contemporáneo: i.e., un canal MU-MIMO donde la BS esté equipada con un arreglo de antenas de dos elementos en transmisión, mientras que cada MS disponga de un único elemento de antena en recepción. No obstante es importante aclarar que, los modelo que se presentaron en el desarrollo teórico de estos capítulos de la Tesis son genéricos, posibilitando de este modo extender el análisis en forma directa a otros escenarios de trabajo con un mayor número de elementos de antena en transmisión (diagramando una mayor cantidad de usuarios en forma simultánea), o bien cuando se despliegue un arreglo de antenas con múltiples elementos en recepción (aplicando conformación de haz coherente en recepción para reforzar el valor de SNR que percibe el usuario).

Para caracterizar el nivel de desempeño que se puede conseguir utilizando las diferentes estrategias de transmisión que se analizaron en cada uno de los escenarios de trabajo, se optó por estudiar la capacidad ergódica alcanzable a nivel de sistema en cada circunstancia. En principio, este parámetro es representativo del desempeño que se consigue en un sistema que emplea un esquema de codificación de canal en transmisión con tasa fija, donde cada bloque de información abarca varios bloques de desvanecimiento independientes. No obstante, el límite de desempeño que impone este parámetro sirve también para identificar cuál es la tasa de datos que se puede conseguir en un sistema que emplea mecanismos ideales para adaptación del enlace, en donde el esquema de codificación y modulación se configura de manera adaptiva en función de la calidad de canal instantánea que experimenta cada MS en recepción (i.e., esquema AMC en conjunto con un mecanismo ARQ híbrido con rápida respuesta). No obstante, si bien en la práctica existen técnicas de codificación poderosas que reportan grados de desempeños próximos a la capacidad ergódica de canal, no se debe perder de vista la existencia de una brecha de desempeño entre teoría-práctica a la hora de extender los resultados teóricos que se presentaron a un sistema de comunicación MU-MIMO real.

Por último, en esta Tesis también se consideró que los usuarios tenían siempre *información disponible en cola de espera* para transmitir (i.e., infinite backlogged users). Sin embargo, a la hora de estudiar el desempeño de los esquemas propuestos en un sistema de comunicación real, se deberían considerar los efectos que tienen los modelos de tráficos reales en la tasa de datos alcanzable por las diferentes estrategias de transmisión que se analizaron; e.g., cómo impactan en los esquemas de transmisión bajo estudio los modelos de tiempo de arribo de paquetes y las cargas de tráfico que generan los usuarios. Podría resultar de gran interés identificar el patrón de comportamiento del número de usuarios activos que están en situación de ser diagramados por

la BS en cada instancia de transmisión, o bien determinar cómo conviene explotar los diferentes grados de libertad del sistema para hacer frente a los requerimientos de Calidad de Servicio (QoS) que exigen los distintos servicios de comunicación (que deben soportar los usuarios finales).

7.5. Líneas de Investigación Posteriores

Durante el desarrollo del proyecto de investigación Doctoral que dio origen a esta Tesis se detectaron una serie de líneas de investigación novedosas, las cuales aportarían sin duda alguna un valor adicional a los avances que se obtuvieron. Entre las posibles extensiones que se identificaron para ampliar los alcances de esta Tesis se destacan las siguientes:

Líneas de investigación compatibles con sistemas MU-MIMO con un número moderado de usuarios:

1. Estudiar la tasa de transmisión de datos que se puede conseguir en un sistema MU-MIMO con CSIT parcial cuando se utilizan más de dos elementos de antena en transmisión (e.g., cuando $M_t \geq 4$) .

2. Proponer esquemas de cuantización de canal efectivos que provean una mejor relación costo-beneficio que los esquemas de discretización tradicionales (i.e., caudal de señalización versus nivel de interferencia mutua en recepción), cuando la cantidad de elementos de antena en transmisión aumenta de forma moderada.

3. Desarrollar mecanismos de señalización que aprovechen la correlación que posee la CSIT de un sistema de comunicación de banda ancha en el dominio de la frecuencia (e.g., cuando se emplea OFDM como esquema de modulación en transmisión).

Líneas de investigación compatibles con sistemas MU-MIMO con un gran número de usuarios:

1. Identificar estrategias de diseño RBF que capitalicen una parte importante de la ganancia por MUD disponible en un canal inalámbrico con un número moderado de usuarios, cuando la cantidad de antenas en transmisión es relativamente grande (e.g., cuando $M_t \geq 4$).

2. Explorar nuevos esquemas de transmisión basados en RBF con *múltiples haces* (multi-beam), los cuales mejoren la ganancia de desempeño a nivel de sistema seleccionando varios usuarios en forma simultánea.

En resumen, es posible asegurar que los límites de desempeño teóricos (i.e., capacidad de Shannon) de un sistema MU-MIMO se conocen con bastante precisión al día de la fecha. Sin

embargo, la brecha de desempeño que se observa cuando se compara el comportamientos de un esquema de transmisión práctico con el límites superior de desempeño teórico de un sistema de comunicación real sigue siendo significativa. Este factor justifica la constante investigación de nuevas propuestas de desarrollo que se puedan incorporar en canales inalámbricos MU-MIMO con CSIT parcial, hecho que lo transforma en un problema abierto con varios matices interesantes de abordar en proyectos de investigación Doctorales futuros.

Apéndice A

Publicaciones

Contenido

A.1. Artículo I: Wireless Personal Communications 291
A.2. Artículo II: Wireless Commun. and Networking 293
A.3. Artículo III: Int. Conf. on Commun. 2007 295
A.4. Artículo IV: Vehicular Tech. Conf. Spring 2007 297
A.5. Artículo V: Int. Conf. on Commun. 2005 299
A.6. Artículo VI: Vehicular Tech. Conf. Spring 2005 301
A.7. Artículo VII: Int. Conf. on Commun. 2008 303

En este apéndice se presentan las siete publicaciones originales, las cuales se desarrollaron durante el transcurso del proyecto de investigación Doctoral que dio origen a esta Tesis:

I. J. Hämäläinen, R. Wichman, A. A. Dowhuszko, and G. Corral-Briones, "Capacity of generalized UTRA FDD closed-loop transmit diversity modes," *Wireless Personal Communications*, pp. 1-18, May 2009.

II. A. A. Dowhuszko, G. Corral-Briones, J. Hämäläinen, and R. Wichman, "On throughput-fairness trade-off in virtual MIMO systems with limited feedback," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, pp. 1-17, Jan. 2009.

III. A. A. Dowhuszko, G. Corral-Briones, J. Hämäläinen, and R. Wichman, "Achievable sum-rate analysis of practical multiuser scheduling schemes with limited feedback," *in Proc. IEEE Int. Conf. on Commun.*, Jun. 2007, pp. 4381-4386.

IV. A. A. Dowhuszko, G. Corral-Briones, J. Hämäläinen, and R. Wichman, "Outage probability analysis of practical multiuser scheduling schemes with limited feedback," *in Proc. IEEE Veh. Tech. Conf. Spring*, Apr. 2007, pp. 1036-1040.

V. G. Corral-Briones, A. A. Dowhuszko, J. Hämäläinen, and R. Wichman, "Achievable data rates for two transmit antenna broadcast channels with WCDMA HSDPA feedback information," *in Proc. IEEE Int. Conf. on Commun.*, vol. 4, May 2005, pp. 2722-2727.

VI. G. Corral-Briones, A. A. Dowhuszko, J. Hämäläinen, and R. Wichman, "Downlink multiuser scheduling algorithms with HSDPA closed-loop feedback information," *in Proc. IEEE Veh. Tech. Conf. Spring*, vol. 2, May 2005, pp. 1120-1124.

VII. A. A. Dowhuszko, G. Corral-Briones, J. Hämäläinen, and R. Wichman, "On the analysis and design of practical quantization for opportunistic beamforming," *in Proc. IEEE Int. Conf. on Commun.*, May 2008, pp. 5133-5139.

Vale la pena resaltar que el orden de presentación de estos trabajos no es cronológico, sino más bien se corresponde con el esquema general de la Tesis que se detalló en la Sección 1.5. Para aquellos lectores interesados en conocer de forma resumida los aportes individuales más importantes de cada uno de estos artículos, se aconseja consultar los contenidos del Apéndice 1.1.

A.1. Artículo I: Wireless Personal Communications

Wireless Pers Commun
DOI 10.1007/s11277-009-9735-y

Capacity of Generalized UTRA FDD Closed-Loop Transmit Diversity Modes

Jyri Hämäläinen · Risto Wichman · Alexis A. Dowhuszko · Graciela Corral-Briones

© Springer Science+Business Media, LLC. 2009

Abstract Transmit diversity techniques have received a lot of attention recently, and open-loop and closed-loop downlink transmit diversity modes for two transmit antennae have been included into *universal terrestrial radio access* (UTRA) *frequency division duplex* (FDD) specification. Closed-loop modes provide larger system capacity than open-loop modes, but they need additional side information of the downlink channel in the transmitter. In FDD systems this requires a separate feedback channel. Quantization of *channel state information* (CSI) in closed-loop transmit diversity schemes decreases the performance when compared to a closed-loop system where the transmitter has access to complete CSI. In this paper, we analyze the effect of quantization of CSI and deduce approximate capacity formulae for closed-loop transmit diversity schemes that are generalizations of the closed-loop schemes included in UTRA FDD specification. Moreover, we calculate approximation error and show by simulations that our approximation is tight for flat Rayleigh fading environments with and without fast transmit power control.

Keywords Transmit diversity · Imperfect channel feedback · UTRA FDD

J. Hämäläinen · R. Wichman (✉)
Helsinki University of Technology, P.O. Box 3000, 02015 Espoo, Finland
e-mail: risto.wichman@tkk.fi

J. Hämäläinen
e-mail: jyri.hamalainen@tkk.fi

A. A. Dowhuszko · G. Corral-Briones
Digital Communications Research Laboratory, National University of Cordoba (UNC) – CONICET,
Avenida Velez Sarsfield 1611, X5016GCA Cordoba, Argentina
e-mail: adowhuszko@efn.unc.edu.ar

G. Corral-Briones
e-mail: gcorral@efn.unc.edu.ar

Published online: 27 May 2009

A.2. Artículo II: Wireless Commun. and Networking

Hindawi Publishing Corporation
EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking
Volume 2009, Article ID 102064, 17 pages
doi:10.1155/2009/102064

Research Article

On Throughput-Fairness Tradeoff in Virtual MIMO Systems with Limited Feedback

Alexis A. Dowhuszko,[1] Graciela Corral-Briones,[1] Jyri Hämäläinen,[2] and Risto Wichman[3]

[1] *Digital Communications Research Laboratory, National University of Cordoba (UNC) - CONICET, Avenida Velez Sarsfield 1611, X5016GCA Cordoba, Argentina*
[2] *Department of Communications and Networking, Helsinki University of Technology (TKK), P.O. Box 3000, FIN-02015 TKK, Finland*
[3] *Department of Signal Processing and Acoustics, Helsinki University of Technology (TKK) - Smart and Novel Radios (SMARAD) Centre of Excellence, P.O. Box 3000, FIN-02015 TKK, Finland*

Correspondence should be addressed to Alexis A. Dowhuszko, adowhuszko@efn.unc.edu.ar

Received 1 July 2008; Revised 10 December 2008; Accepted 24 January 2009

Recommended by Zhu Han

We investigate the performance of channel-aware scheduling algorithms designed for the downlink of a wireless communication system. Our study focuses on a two-transmit antenna cellular system, where the base station can only rely on quantized versions of channel state information to carry out scheduling decisions. The motivation is to study the interaction between throughput and fairness of practical spatial multiplexing schemes when implemented using existing physical layer signaling, such as the one that exists in current wideband code division multiple access downlink. Virtual MIMO system selects at each time instant a pair of users that report orthogonal (quantized) channels. Closed-form expressions for the achievable sum-rate of three different channel-aware scheduling rules are presented using an analytical framework that is derived in this work. Our analysis reveals that simple scheduling procedures allow to reap a large fraction (in the order of 80%) of the sum-rate performance that greedy scheduling provides. This overall throughput performance is obtained without affecting considerably the optimal short-term fairness behavior that the end users would perceive.

Copyright © 2009 Alexis A. Dowhuszko et al. This is an open access article distributed under the Creative Commons Attribution License, which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

1. Introduction

The deployment of multiple *transmit* (Tx) antennas at the *base station* (BS) has emerged as an effective way for improving the overall throughput in a wireless communication system. This is because multiuser *multiple-input multiple-output* (MIMO) downlink systems offer multiple channel directions to send independent information streams to multiple users simultaneously within the same resource block, capitalizing the so-called spatial multiplexing gain [1]. However, resource allocation in multiuser MIMO systems is not a trivial task because users should be selected taking into account not only their spatial compatibility, but also their individual channel strengths [2]. The construction of optimal schedulers in terms of throughput makes imperative the investigation of the sum-rate upper bound that can be achieved in this situation. However, such a myopic approach is not enough for real-life wireless applications if the scheduler does not share common channel resources fairly among all the participating users as well. Based on this, intensive research has been carried out in the past few years to study the interaction between these two conflicting goals and design fair channel-aware scheduling rules for delay-constrained data connections. In this context, this work provides an analytical framework for quantifying the throughput gain of different multiuser scheduling strategies in MIMO downlink channel with different types of partial *channel state information* (CSI) in the transmitter. The use of a well-known fairness performance metric, Jain's fairness index [3], is also suggested as a simple way to evaluate the short-term fairness that is traded off at the expense of additional throughput gain.

Recent theoretical results show that the optimal transmission scheme in an MIMO downlink channel is *dirty paper coding* (DPC) [4], but it faces serious implementation

A.3. Artículo III: Int. Conf. on Commun. 2007

This full text paper was peer reviewed at the direction of IEEE Communications Society subject matter experts for publication in the ICC 2007 proceedings.

Achievable Sum–Rate Analysis of Practical Multiuser Scheduling Schemes with Limited Feedback

Alexis A. Dowhuszko and Graciela Corral–Briones
Digital Communications Research Laboratory
National University of Cordoba – CONICET
Velez Sarsfield 1611, X5016GCA, Cordoba, Argentina

Jyri Hämäläinen † and Risto Wichman °
† University of Oulu, FIN–90401, Oulu, Finland
° Helsinki University of Technology
P.O. Box 3000, FI–02015 HUT, Espoo, Finland

***Abstract*— We study the performance of fair physical layer schedulers that select a pair of orthogonal users for simultaneous transmission. The schemes rely on partial channel state information compatible with 3GPP specifications and differ with respect to their usage of channel quality indicator in scheduling decisions. Closed–form expressions for the achievable sum–rate of three practical scheduling algorithms are derived.**

I. Introduction

Motivation. Wireless channels exhibit temporal strength variations due to fading. In the presence of multiple users that fade independently, these channel fluctuations can be exploited to provide multiuser diversity [1]. The basic idea behind this concept is to use opportunistic scheduling mechanisms to take advantage of these channel variations by giving priority to the users with more favorable conditions. It is well known that serving the user with the best instantaneous channel quality provides the maximum cell throughput when the *base station* (BS) is equipped with only one *transmit* (Tx) antenna. However, this myopic approach is not good in terms of fairness because those users closer to the BS would monopolize all the resources. In the other extreme lies the well known *round–robin* (RR) scheme, that guarantees a fair sharing of the common resources without exploiting multiuser diversity. In the middle of both situations are the opportunistic fair scheduling schemes, trying to find a balance between these two conflicting goals.

Seeking a reasonable trade–off between throughput and fairness, a scheduler achieving *proportional fairness* (PF) criterion was first proposed in [2]. This PF scheduler selects at each time slot the user with the highest transmission rate relative to its current average throughput. In this classical version, the average rate is tracked over a fixed–time window by an exponential moving average with time constant t_c. A large value of t_c allows the scheduler to wait a long time before scheduling a user when its channel quality hits a really high peak. This provides a good multiuser diversity gain at the expense of longer packet delays.

Even though the authors of [2] believed that the maximum starvation period (i.e., maximum period between two successive service offerings) could be guaranteed by the proper selection of t_c, many works have highlighted that this statement is not always true. For example, the authors of [3] showed that according to the rate updating scheme, the average rate of a new user entering the system can be so low that the new user is served with high probability causing other users to starve. Many other works also observed that when users experience heterogeneous channel conditions, the users whose channels exhibit the highest variance are favored over the other participating users, giving rise to unfair scheduling [4], [5]. It has also been observed that PF scheduler provides a long–term fair share of resources only when the users have identical channel statistics. Nevertheless, even in the presence of such an idealistic scenario, there are no strict guarantees for the maximum inter–packet delay time. This phenomena motivated the study of slightly different versions of the original PF scheduler, trying to alleviate the starvation problem in the short–term time scale [6], [5], [7]. However, all these modifications tend to increase the complexity of the scheduling proposals, leaving aside one of the main advantages of the PF scheduler: the low complexity which facilitates its implementation in real systems.

The multiuser diversity effect in multiple–input multiple–output systems has been examined by different authors under full *channel state information* (CSI) and different types of partial CSI [8], [9], [10]. In this context, it has been shown that simple *time–division multiple–access* (TDMA) technique achieves the sum–rate capacity when the BS has only one Tx antenna; however, it becomes more and more suboptimal as the number of Tx antennas grows [11]. Particularly, in case of partial CSI compatible with current 3GPP specifications, it has been shown in [12], [13] that transmitting to two users simultaneously using *multiuser scheduling* (MS) with limited feedback increases the system throughput when compared to the one–by–one transmission strategy. However, these MS proposals do not provide an equitable allocation of resources to all the active connections over *short–time scales*.

The approach of considering only long–term constraints is not enough in practice because optimal long–term opportunistic scheduling policies do not give any fairness guarantee in time windows of practical size. Note that usually networking protocols have timers at different protocol layers that interact with each other in an unpredictable manner. An expiration of a timer is a bad event for an end–to–end connection. Such an event is usually interpreted as an indication of congestion or loss of connectivity [14]. Thus, a strict guarantee on the

1-4244-0353-7/07/$25.00 ©2007 IEEE

Authorized licensed use limited to: UNIVERSIDAD CORDOBA. Downloaded on July 22, 2009 at 18:38 from IEEE Xplore. Restrictions apply.

A.4. Artículo IV: Vehicular Tech. Conf. Spring 2007

Outage Probability Analysis of Practical Multiuser Scheduling Schemes with Limited Feedback

Alexis A. Dowhuszko and Graciela Corral–Briones
Digital Communications Research Laboratory
National University of Cordoba
Velez Sarsfield 1611, X5016CGA, Cordoba, Argentina

Jyri Hämäläinen † and Risto Wichman °
† University of Oulu, FIN–90401, Oulu, Finland
° Helsinki University of Technology
P.O. Box 3000, FIN–02015 HUT, Espoo, Finland

***Abstract*— This work analyzes the outage probability of fair physical layer schedulers that select a pair of orthogonal users for simultaneous transmission. These schemes rest on finite–rate channel state information compatible with 3GPP specifications and differ with respect to their usage of channel quality indicator in scheduling decisions. Closed–form approximations for the outage probability of these practical transmission schemes are derived. Important outage capacity gains are observed when these multiuser scheduling strategies are compared to the scheme that transmits sequentially to only one user at a time.**

I. Introduction

The combination of linear processing techniques along with channel–aware scheduling algorithms has recently raised a lot of interest within the downlink of multiple–input multiple–output wireless communication systems. The basic idea behind these transmission schemes is to send independent information streams to multiple users simultaneously, and select the users taking into account their spatial compatibility and received signal strength. Three practical *multiuser scheduling* (MS) algorithms falling into this category were introduced in [1], where the authors studied their performance in terms of the ergodic (mean) sum capacity. Without delay constraints, this long–term achievable data rate is the relevant performance limit indicator. However, this concept is no longer valid with real–time applications, for which the stringent delay requirements make necessary to study a more realistic performance measure: the outage capacity.

Channel capacity constitutes an upper bound for the transmission rate, achieved by any coding and modulation scheme with an arbitrarily small probability of error. For fading channels, two main notions of capacity have been developed according to the quality of service requirements of the wireless application. The ergodic capacity [2] is the long–term average transmission rate that can be achieved when implementing coding schemes that span code words over several coherence time intervals of the fading channel. This parameter is representative for data–transfer applications targeting high average transmission rates requirements without strict delay constraints. The ergodic capacity analysis is less suitable in case of voice/video streaming or conventional voice services, where constant–rate delay–limited transmissions that implement coding over a single channel realization should be considered. In this situation, the outage capacity [2], defined as the maximum constant rate that can be maintained subject to a given outage probability, becomes a more appropriate performance limit indicator. Moreover, it was also observed that the outage probability analysis can be used to predict the error probability of actual codes very well in this case [3].

The deployment of multiple *transmit* (Tx) antennas has already been adopted at the *base station* (BS) to combat the detrimental effects of radio channels. In this context, *closed–loop transmit diversity* (CLTD) techniques were originally applied to provide spatial Tx diversity to increase the received *signal–to–noise* power *ratio* (SNR) [4]. Although these CLTD techniques were not designed for spatial multiplexing purposes, it has already been noticed that even this crude *channel state information* (CSI) feedback can be very useful to implement MS strategies to transmit to multiple users at the same time [1], [5].

In a similar manner, the use of fast channel–aware schedulers at the BS was also suggested to exploit multiuser diversity [6]. When a large number of users are sharing the network, the BS can exploit opportunistic scheduling schemes to boost capacity by means of transmitting to users when their channels have maximum gain. However, maximizing only the cell throughput is not good in terms of fairness since those users close to the BS would monopolize all the resources. To cope with this, opportunistic fair scheduling rules aim to provide a reasonable trade–off between throughput and fairness. In this situation, a strict guarantee on the maximum inter–packet delay time is always desirable, particularly when there are different networking protocol layers that interact with each other in an unpredictable manner.

Contributions. This work extends the long–term analysis presented in [1], where the authors introduced a hybrid MS approach to provide an equal short–term fairness guarantee for all participating users, namely *orthogonal round–robin* (ORR). The basic principle of this ORR scheme is to transmit simultaneously to a pair of orthogonal users, where the selection of the primary user is done in *round–robin* (RR) while the selection of the secondary user may exploit multiuser diversity. This work studies the outage probability of the ORR scheduler when CSI is reported through a finite–rate feedback channel corresponding to 3GPP feedback structure [4]. While this

1550-2252/$25.00 ©2007 IEEE

Authorized licensed use limited to: UNIVERSIDAD CORDOBA. Downloaded on July 22, 2009 at 18:39 from IEEE Xplore. Restrictions apply.

A.5. Artículo V: Int. Conf. on Commun. 2005

Achievable Data Rates for Two Transmit Antenna Broadcast Channels with WCDMA HSDPA Feedback Information

Graciela Corral-Briones and Alexis A. Dowhuszko
Digital Communications Research Laboratory
National University of Cordoba
X5016CGA, Cordoba, Argentina
Email: gcorral,adowhuszko@efn.unc.edu.ar

Jyri Hämäläinen †,° and Risto Wichman °
† Networks, Nokia
P.O. Box 315, FI-90651, Oulu, Finland
° Helsinki University of Technology
P.O. Box 3000, FI-02015 HUT, Finland.

***Abstract*— Previous works have shown that in case of multiple transmit antenna broadcast channels, the total system throughput can be greatly improved by combining *spatial prefiltering* (SP) with *multiuser scheduling* (MS) [1], [2]. However, most of the studies assume full *channel state information* at the *transmitter* (CSIT). In this paper, we study the achievable data rates within the current WCDMA HSDPA specification and present different schemes based on the WCDMA *closed-loop transmit diversity* (CLTD) modes. Although the achievable throughput is interference limited at high SNR due to partial CSIT, we show that at moderate power regimes a significant performance gain can be achieved by the proper combination of SP and MS concepts, compared to the systems that only transmit to the user with the best channel condition in each *transmission time interval* (TTI).** [1]

I. Introduction

Wireless communications are currently facing an enormous growth on the advent of the worldwide introduction of 3G mobile cellular standards. With both the amount of internet traffic and cellular wireless communications exploding in the past few years, a huge market is being created for high speed wireless access. However, it is already clear that the promise of significantly higher data rate wireless services and applications can only be met if the available frequency resources are used in a much more efficient manner than today, utilizing all available forms of diversity.

It has been known for quite some time that in order to communicate efficiently over the wireless channel, one should exploit spatial diversity by benefiting from independent fading propagation paths. This led to the development of efficient *open-loop* (OL) and *closed-loop* (CL) *transmit diversity* (TD) solutions with the idea of enhancing capacity by means of taking advantage of the spatial diversity available in the channel. When the number of users is large, another form of diversity called multiuser diversity can be exploited to increase the system throughput in delay tolerant data applications. Pioneering studies have demonstrated that the system capacity in a single transmit antenna system can be maximized by employing a scheduling scheme that allocates all the channel resources to the user experiencing the most favorable channel condition [3].

The option of devoting the majority of system resources to a single user at a time was extended in [4] for *multiple-input multiple-output* (MIMO) systems, and has recently been adopted to the downlink of cdma2000 [5] and WCDMA systems [6] (i.e., 1xEV-DO and HSDPA). For multiple transmit antennas it has been shown that higher rates can be achieved by using linear *spatial prefiltering* (SP) and *multiuser scheduling* (MS) to simultaneously transmit to several users [1], [2]. The behaviour of these strategies has been analyzed assuming full *channel state information* at the *transmitter* (CSIT); under partial CSIT, the performance of these schemes is still an open problem. We put great emphasis on the fact that when uplink and downlink utilize different frequency bands as in case of, e.g., FDD WCDMA mode, CSIT is mandatory partial due to the limited capacity of the feedback channel.

In this work, we propose new transmission schemes for multiuser environments that combine SP and MS concepts, assuming partial CSIT based on the *closed-loop transmit diversity* (CLTD) and *channel quality indicator* (CQI) feedback mechanisms available in WCDMA HSDPA [7], [6]. Considerable gains in the order of 40% can be achieved if we properly use the available channel state information, compared to the scheme which only transmits to the user with the best channel condition in each particular *transmission time interval* (TTI). We also compare the performance loss of these partial CSIT schemes with respect to linear SP schemes with full CSIT.

We emphasize that the proposed partial CSIT schemes can be implemented within FDD WCDMA mode with small modification, or even without changes to the specifications and legacy terminals, while SP with full CSIT cannot be used in practice within FDD WCDMA. Instead of utilizing CLTD and partial instantaneous CSIT together with MS, the authors of [8] have proposed to make use of long-term channel state information within WCDMA to perform downlink beamforming. The fundamental difference from system design point of view is that CLTD can use the common omnidirectional

[1]This work was supported by Academy of Finland under Grant 207881

0-7803-8938-7/05/$20.00 (C) 2005 IEEE

Authorized licensed use limited to: UNIVERSIDAD CORDOBA. Downloaded on July 22, 2009 at 18:39 from IEEE Xplore. Restrictions apply.

A.6. Artículo VI: Vehicular Tech. Conf. Spring 2005

Downlink Multiuser Scheduling Algorithms with HSDPA Closed-Loop Feedback Information

Graciela Corral-Briones and Alexis A. Dowhuszko
Digital Communications Research Laboratory
National University of Cordoba
X5016CGA, Cordoba, Argentina
Email: gcorral,adowhuszko@efn.unc.edu.ar

Jyri Hämäläinen †,° and Risto Wichman °
† Nokia Networks
P.O. Box 315, FI-90651, Oulu, Finland
° Helsinki University of Technology
P.O. Box 3000, FI-02015 HUT, Finland.

***Abstract*—System capacity can be increased if the *base station* (BS) is equipped with additional *channel state information* (CSI) of the downlink channel. In an FDD system, this means that mobiles have to provide CSI through some feedback mechanism. Although the two feedback modes included in the present WCDMA HSDPA standard have been designed for one-by-one transmission, a significant downlink throughput improvement can be achieved with *multiuser scheduling* (MS) [1]. In this paper we propose two practical MS algorithms compatible with the current HSDPA specification, that provide a significant performance gain at moderate power regimes, compared to the systems that transmit sequentially to the user with best channel.**

I. Introduction

Multiple-input multiple-output (MIMO) systems have great potential to achieve high throughput in wireless links [2], [3]. In cellular systems, multiple antennas can easily be deployed at the *base station* (BS) to enhance the system capacity. The much simpler technique of *time-division multiple-access* (TDMA) achieves the sum-rate capacity when the BS has only one transmit antenna; however, it becomes more and more suboptimal as the number of transmit antennas grows [4]. Under this situation, when *channel state information* (CSI) is available at the transmitter, the BS can transmit to multiple users simultaneously to achieve a higher rate [5], [6]. When the number of users K is large, multiuser diversity can be exploited to further increase the throughput by scheduling those users with better channel conditions [7], [8]. The achievable sum-rate capacity with partial *channel state information* at the *transmitter* (CSIT) provided by current HSDPA has been analyzed recently in [1], and it has been shown that a significant performance gain can be achieved by combining *multiuser scheduling* (MS) and multiuser diversity concepts. In this context, the proposal of practical MS schemes is neccesary to take advantage of these available forms of diversity under the limitations of current 3G standards.

Beamforming (BF) is a suboptimal strategy that has traditionally been used in MIMO systems as an heuristic method to reduce interference when serving multiple users at a time. In BF, each user stream is coded independently and multiplied by a beamforming weight vector for transmission through multiple antennas. Despite its reduced complexity, BF has been shown to achieve a fairly large fraction of the sum-rate capacity of a MIMO broadcast channel when the BS has multiple antennas and each user has a single antenna [5], [6], [9]. In [10], the authors consider the suboptimal *zero-forcing beamforming* (ZFBF) strategy, where the weight vectors can be easily found by inverting the composite channel. Even though ZFBF is generally power inefficient because beamforming weights are not matched to user channels, the authors prove that this strategy can achieve the optimal asymptotic sum-rate when the number of users goes to infinity. While these results suggest that capacity increases linearly in the number of transmit antennas, they all rely on the assumption that the channel is known perfectly at the transmitter. However, the authors of [1] show that significant gains can still be achieved employing the partial CSIT of current 3G cellular standards.

In this paper we propose a pair of MS algorithms that use the CSIT provided by current HSDPA specification to combine a semi-orthogonal ZFBF scheme along with multiuser diversity at BS. We show that these proposals achieve an interesting capacity gain over the single-user strategy, without significantly increasing the required computational complexity. Considerable gains can be achieved if we properly use the reported information, compared to the scheme which only transmits to the user with the best channel condition in each particular time interval.

The rest of the paper is organized as follows. Section II introduces the system model, and Section III reviews the time sharing strategy and the feedback information of the current HSDPA specification. In Section IV we study the performance of MS schemes when only partial CSIT, compatible with this specification is available. Finally, Section V presents the results and Section VI draws the conclusions.

II. System model

We begin with a simple model for the downlink of a wireless communication system as illustrated in Figure 1. The system consists of a single BS with 2 transmit antennas and $K \geq 2$ active *user equipments* (UEs) with single-element antennas. This channel will be referred to as $2 \times 1 \cdots K$ BC (to be read 2 times 1 to K broadcast channel, in order to stress the fact that the receivers must process their signals separately) [5]. In

0-7803-8887-9/05/$20.00 (c)2005 IEEE
Authorized licensed use limited to: UNIVERSIDAD CORDOBA. Downloaded on July 22, 2009 at 18:39 from IEEE Xplore. Restrictions apply.

A.7. Artículo VII: Int. Conf. on Commun. 2008

This full text paper was peer reviewed at the direction of IEEE Communications Society subject matter experts for publication in the ICC 2008 proceedings.

On the Analysis and Design of Practical Quantization for Opportunistic Beamforming

Alexis A. Dowhuszko and Graciela Corral–Briones
Digital Communications Research Laboratory
National University of Cordoba – CONICET
Velez Sarsfield 1611, X5016GCA, Cordoba, Argentina

Jyri Hämäläinen † and Risto Wichman °
† University of Oulu, FIN–90401, Oulu, Finland
° Helsinki University of Technology
P.O. Box 3000, FI–02015 HUT, Espoo, Finland

***Abstract*—We propose a closed–loop scheme that combines *opportunistic beamforming* (OBF) and *closed–loop* (CL) *transmit–diversity* (TD) techniques. This quantized OBF scheme is compatible with CL TD algorithms, and allows to adaptively control the amount of feedback overhead according to the number of participating users. Closed–form expressions for the SNR gain of the quantized OBF proposal are derived. Important reductions in the amount of feedback overhead are observed without affecting the SNR gain considerably, when compared to CL TD techniques.**

I. Introduction

Transmit diversity (TD) represents a popular approach to combat the detrimental effects of radio channels. Broadly speaking, these antenna diversity techniques can be divided into two categories: *open–loop* (OL) and *closed–loop* (CL) [1]. Closed–loop TD techniques typically outperform the OL ones within low–mobility environments, but they require a tight mobile to *base station* (BS) feedback. Closed–loop TD methods are well suitable for real–time services, because all active users constantly report *transmit* (Tx) weights to the BS. However, the total amount of feedback information that CL TD methods require becomes prohibitive as the number of Tx antennas and participating users grow. To cope with this, the authors of [2] suggested an alternative approach, *opportunistic beamforming* (OBF), to exploit the benefits of multi–antenna transmissions for non–real–time services. Since CL TD and OBF are complementary approaches rather than competitive, we aim to combine these two designs in this work.

Closed–loop TD can simultaneously provide diversity gain and increase the received *signal–to–noise* power *ratio* (SNR) by transmitting along the quantized eigen–direction of the fading channel. On the other hand, in the conventional OBF scheme a single beam is randomly formed without any channel knowledge at the transmitter, and transmission is scheduled to the user reporting the best SNR gain. Since OBF only requires SNR reports that do not depend on the number of Tx antennas, it remarkably reduces the amount of feedback overhead when compared to CL TD techniques. Moreover, it has already been observed that OBF tends to approach the performance of (unquantized) CL TD as the number of participating users grows [2]. This behavior is based on the fact that in a large system with many independent users, there is likely to be a user whose instantaneous channel matches to the random Tx weight vector.

The applied quantization scheme in OBF is important, because one of the main motivations for this technique is to reduce feedback overhead. The implementation of a simple and robust OBF quantization design compatible with other existing CL TD methods is motivated by two facts. Firstly, the wireless system with M_t uncorrelated Tx antenna branches is well suitable for both, OBF and CL TD. Secondly, OBF is best suitable for non–real–time services while CL TD can be used for real–time services.

In this work we introduce an OBF quantization scheme in which feedback information is based on mutual state of CL TD weight estimated in reception and pseudo–random OBF weight employed in transmission. We derive closed–form expressions for the SNR gain when Tx weights consist of phase shifts only, such that Tx power in different antennas remains the same all the time. The proposed scheme is inherently fair and results in considerable savings in feedback overhead when compared with CL TD techniques.

The remainder of the paper is organized as follows. Section II introduces the system model along with the underlying CL TD algorithm. Section III presents the preliminary design of proposed OBF scheme, while Section IV derives the analytical framework that should be taken into account when evaluating the performance of our OBF proposal in a given wireless scenario. Simulation results are presented in Section V, while comparison with other conventionally quantized OBF schemes is carried out in Section VI. Finally, Section VII draws the conclusions.

II. System model

Consider a downlink wireless environment with K active users, where the BS has M_t Tx antennas and each mobile has a single–element antenna. Moreover, consider that all users are homogeneous and that they experience independent fading. In addition, we also assume that each user equipment has a low–rate reliable and delay–free feedback channel to the BS.

Each user estimates the M_t channels based on M_t common pilot signals. Thus, the channels are given by

$$\mathbf{h}_k[i] = (h_{k,1}[i], \ldots, h_{k,M_t}[i]) \qquad k = 1, \ldots, K,$$

where $h_{k,m}[i]$ represents the channel gain from Tx antenna m to mobile user k at scheduling time interval i. In case of flat fading and in the presence of a rich scattering environment,

978-1-4244-2075-9/08/$25.00 ©2008 IEEE

Authorized licensed use limited to: UNIVERSIDAD CORDOBA. Downloaded on July 22, 2009 at 18:38 from IEEE Xplore. Restrictions apply.

Glosario

A

Acceso de Radio Terrestre de UMTS (UTRA) Interfaz de radio terrestre de UMTS diseñada por el Instituto Europeo de Estándares de Telecomunicaciones (ETSI) para establecer una transición natural desde las redes GSM de Generación 2.5 (2.5G) hacia las redes de telefonía celular UMTS de Tercera Generación (3G). Existen dos tipos de interfaces UTRA: UTRA-FDD y UTRA-TDD.

Acceso Múltiple por División en Códigos de Banda Ancha (W-CDMA) Tecnología móvil inalámbrica de Tercera Generación (3G) del Instituto Europeo de Estándares de Telecomunicaciones (ETSI). La tecnología W-CDMA permite aumentar las tasas de transmisión de datos alcanzables por el Sistema Global para las comunicaciones Móviles (GSM) de Generación 2.5 (2.5G), utilizando una interfaz aérea CDMA en lugar de TDMA. El estándar W-CDMA fue desarrollado como el Proyecto de Asociación para la Tercera Generación (3GPP) y se conoce generalmente con el nombre de Sistema Universal de Telecomunicaciones Móviles (UMTS).

Acceso Múltiple por División en Espacio (SDMA) Estrategia de transmisión para un canal MU-MIMO, donde la totalidad de los recursos disponibles a nivel de sistema (i.e., potencia de transmisión, antenas de transmisión y ancho de banda espectral) se comparten simultáneamente entre múltiples usuarios convenientemente seleccionados en el extremo transmisor.

Acceso Múltiple por División en Tiempo (TDMA) Estrategia de transmisión para un canal MU-MIMO, donde la totalidad de los recursos disponibles a nivel de sistema (i.e., potencia de transmisión, antenas de transmisión y ancho de banda espectral) se asignan a un único usuario por vez convenientemente seleccionado en el extremo transmisor.

Acceso por Paquetes en Enlace de Bajada de Alta Velocidad (HSDPA) Tecnología móvil de Generación 3.5 (3.5G) que surje como una optimización de la tecnología W-CDMA de Tercera Generación (3G). Esta tecnología provee mayores velocidades de transferencia de datos en el Enlace de Bajada (DL), aumentando así la eficiencia espectral alcanzable con W-CDMA; de esta forma, se proveen mejores tiempos de respuesta en aplicaciones de datos móviles en tiempo real. La tecnología HSDPA realiza mejoras que permiten aprovechar con mayor eficiencia el ancho de banda espectral del DL de W-CDMA, utilizando técnicas de modulación y codificación diferentes (i.e., modulación de amplitud en cuadratura 16-QAM y esquemas de codificación para el control de errores adaptivos). La tecnología HSDPA implementa también mecanismos de *diagramación de paquetes de rápida respuesta* (fast packet sheduling) y esquemas de *solicitud de repetición automática híbridos* (hybrid automatic repeat request).

Ajuste de Fase Oportunístico (OCP) Estrategia de precodificación aleatoria donde sólo se hacen variar (aleatoriamente) las fases de las señales que se aplican en los diferentes elementos del arreglo de antenas del transmisor (i.e., los niveles de potencia se mantienen constantes a lo largo del tiempo). El esquema OCP representa una alternativa de precodificación aleatoria subóptima que sacrifica parte de la ganancia por Diversidad Multiusuario (MUD) disponible en el medio inalámbrico; sin embargo, este esquema permite simplificar notablemente los requerimientos de diseño de los amplificadores de potencia que se deben desplegar en el transmisor.

C

Caminata Aleatoria (RW) de Pearson Proceso aleatorio que busca modelar estadísticamente la distancia extremo-a-extremo de una cadena de n pasos aleatorios (de igual longitud), tomados en una dirección arbitraria sobre el plano de los números complejos.

Canal MIMO con Múltiples Usuarios (MU-MIMO) Canal de comunicación en formato punto-a-multipunto (i.e., BC) o multipunto-a-punto (i.e., MAC) donde el(los) transmisor(es) y el(los) receptor(es) despliegan arreglos de antenas con múltiples elementos en ambos extremos del enlace.

Canal MIMO con Único Usuario (SU-MIMO) Canal de comunicación punto-a-punto donde ambos extremos del enlace de comunicación despliegan arreglos de antenas con múltiples elementos. Los canales MU-MIMO con diagramación uno-a-uno (i.e., TDMA) caen dentro de esta categoría de canal MIMO.

Canal de Difusión (BC) Modelo abstracto del Enlace de Bajada (DL) de un sistema de comunicación inalámbrico, donde un único transmisor (i.e., BS o AP) envía información a varios receptores (i.e., MSs) en forma simultánea.

Canal Degradado Los canales degradados representan aquella familia de canales de comunicación multiusuario donde las ganancias de canal que perciben los usuarios en recepción se pueden ordenar (i.e., organizar) de manera absoluta de acuerdo a su fuerza o calidad. Un ejemplo típico de este tipo de canal lo representa el Canal de Difusión (BC) inalámbrico equipado con única antena transmisora.

Canal No-Degradado Los canales no-degradados representan aquella familia de canales de comunicación multiusuario donde los estados de canal que perciben los usuarios en recepción sólo se pueden ordenar de manera parcial (y no de forma absoluta, como ocurre en presencia de variables escalares). Un ejemplo típico de este tipo de canal lo representa el Canal de Difusión (BC) inalámbrico equipado con más de una antena transmisora.

Canal Multiacceso (MAC) Modelo conceptual del Enlace de Subida (UL) de un sistema de comunicación inalámbrico, donde varios transmisores (i.e., MSs) envían información hacia un único receptor (i.e., BS o AP) al mismo tiempo.

Capacidad de Canal (C) La capacidad de un canal (punto-a-punto) establece una cota superior de desempeño para la tasa de datos máxima que se puede conseguir transmitir en un canal de comunicación (con probabilidad de error de bits arbitrariamente baja). Este concepto teórico fue desarrollado por Shannon en 1948.

Capacidad Suma (C_{sum}) Valor máximo que puede adoptar la sumatoria de tasas de datos (individuales) alcanzables en forma simultánea por todos los usuarios activos de un canal de comunicación multiusuario (con probabilidad de error de bits arbitrariamente baja).

Codificación y Modulación Adaptiva (AMC) Mecanismos de adaptación de enlace que buscan ajustar el esquema de codificación y modulación que utiliza el transmisor en cada momento en función de la calidad instantánea del canal que experimenta el usuario en recepción. Los mecanismos AMC combinados con esquemas de Solicitud de Repetición Automática (ARQ) híbridos con rápida respuesta son idóneos para aplicar en servicios de comunicación móviles con requerimientos de latencia holgados (e.g., servicios de transferencia de archivos).

Conformación de Haz Aleatoria (RBF) Estrategia de comunicación que utiliza los múltiples elementos de antena en un canal MU-MIMO para inducir mayores valores de ganancia por Diversidad Multiusuario (MUD) en medios inalámbricos con baja dinámica

de desvanecimiento. Los esquemas RBF potencian el rango de valores que adopta el canal inalámbrico (en una ventana de tiempo adecuada) aplicando vectores de conformación de haz aleatorios en transmisión, los cuales poseen una dinámica de variabilidad temporal apropiada. En un esquema RBF, las decisiones de diagramación en transmisión se ejecutan a partir de la Información de Calidad del Canal (CQI) que reportan los usuarios móviles hacia la estación base.

Conformación de Haz (Beamforming) Mecanismo de transmisión donde los múltiples elementos de antena (en uno o ambos extremos del enlace) se utilizan con el propósito de concentrar la energía electromagnética irradiada y/o recibida en una o más direcciones espaciales. El objetivo final de este tipo de técnica es incrementar la potencia media recibida en el sistema de comunicación inalámbrico con MIMO.

Conformación de Haz con Forzado de interferencia a Cero (ZFBF) Alternativa de precodificación lineal subóptima que permite superar la complejidad de implementación de un esquema de Conformación de Haz Lineal (LBF) con solución óptima. La matriz de precodificación lineal de un esquema ZFBF se selecciona con la premisa de anular la interferencia mutua que experimentan los usuarios móviles en recepción (i.e., operación pseudo-inversa de Penrose-Moore de la matriz de estado de canal en transmisión). Cuando se lo combina con mecanismos de selección de usuarios apropiados en transmisión, permite alcanzar la capacidad suma del Canal de Difusión (BC) con MIMO a medida que la cantidad de usuarios activos crece en forma asintótica.

Conformación de Haz Lineal (LBF) Generalización de los esquemas de Acceso Múltiple por División en Espacio (SDMA) para canales inalámbricos con MIMO, donde cada uno de los usuarios participantes de la comunicación recibe un vector de conformación de haz lineal en el extremo transmisor (los cuales se emplean para separar espacialmente las corrientes de símbolos destinadas a cada uno de ellos). Los vectores de conformación de haz que se aplican a cada usuario se deben seleccionar en forma conjunta, siguiendo determinadas pautas de diseño y criterios de optimización.

Conformación de Haz Oportunística (OBF) Estrategia de precodificación aleatoria donde se inducen variaciones aleatorias simultáneas de amplitud y fase en cada una de las componentes del vector de conformación de haz (aleatorio) que se aplica en transmisión. El esquema OBF es la alternativa de precodificación aleatoria que provee mejor desempeño en términos de ganancia por Diversidad Multiusuario (MUD); sin embargo, su principal falencia radica en los mayores requerimientos de hardware necesarios para su implementación práctica, particularmente a la hora de diseñar los amplificadores de potencia (con respuesta lineal a lo largo de todo el rango de potencia de salida) que se deben desplegar en el transmisor.

CQI Norma de Canal (CQI-Norm) Información de calidad de canal relativa a la norma del vector de canal que experimenta un usuario arbitrario, i.e.,

$$Q(\mathbf{h}_k)[i] = \|\mathbf{h}_k[i]\|^2,$$

donde $\mathbf{h}_k[i]$ representa el vector de estado de canal que observa el k-ésimo usuario en la i-ésima ranura de tiempo. La CQI-Norm es un parámetro apropiado para caracterizar la calidad de canal en aquellos sistemas de comunicación limitados por ruido; e.g., sistemas que emplean esquemas de Acceso Múltiple por División en Tiempo (TDMA) en transmisión, o bien, sistemas que emplean mecanismos de Acceso Múltiple por División en Espacio (SDMA) con Información de Estado del Canal en Transmisión (CSIT) parcial cuando la potencia de transmisión de la estación base es pequeña (i.e, régimen de trabajo de baja SNR en recepción).

CQI Relación Señal-a-Interferencia (CQI-SIR) Información de calidad de canal que relaciona la energía de la señal deseada en recepción (i.e., $d_k[i]$) y la energía de la inteferencia mutua en recepción por la presencia de Información de Estado del Canal en Transmisión (CSIT) parcial (i.e., $q_k[i]$), i.e.,

$$\breve{Q}(\mathbf{h}_k)[i] = \frac{\mathbb{E}\left\{|d_k[i]|^2\right\}}{\mathbb{E}\left\{|q_k[i]|^2\right\}} = \frac{|\mathbf{h}_k[i] \cdot \mathbf{w}_k[i]|^2}{\sum_{l\in\mathcal{S},\, l\neq k} |\mathbf{h}_k[i] \cdot \mathbf{w}_l[i]|^2}.$$

En la ecuación anterior, $\mathbf{h}_k[i]$ representa el vector de estado de canal que observa el k-ésimo usuario en la i-ésima ranura de tiempo, $\mathcal{S}$ es el subconjunto de usuarios seleccionados por la estación base (con $|\mathcal{S}| \leq M_t$), mientras que $\mathbf{w}_l[i]$ (con $l \in \mathcal{S}$) representa el vector de conformación de haz que se aplica (en transmisión) a la información del l-ésimo usuario. La CQI-SIR es un parámetro apropiado para caracterizar la calidad de canal en aquellos sistemas de comunicación limitados por interferencia; e.g., sistemas que emplean mecanismos de Acceso Múltiple por División en Espacio (SDMA) con CSIT parcial cuando la potencia de transmisión de la estación base es elevada (i.e., régimen de trabajo de alta SNR en recepción).

Cuantización Vectorial Aleatoria (RVQ) Estrategia de cuantización vectorial simple de implementar y fácil de adaptar para un sistema de comunicación MU-MIMO con Información de Estado del Canal en Transmisión (CSIT) parcial. En el esquema RVQ, las N_D palabras código que componen al diccionario de cuantización (común en ambos extremos del enlace inalámbrico) se obtienen a partir de sendos ensayos independientes de un experimento aleatorio con distribución isotrópica sobre la superficie de la hiper-esfera unitaria de dimensión M_t. El esquema RVQ provee una cota inferior de desempeño para cualquier esquema de cuantización vectorial determinístico que se diseñe de forma apropiada. La calidad (utilidad) de este límite inferior se reduce a medida que el tamaño del diccionario de cuantización se achica.

Cuantización Vectorial por Celdas Aproximadas (ACVQ) Enfoque analítico que modela el límite superior de comportamiento de un esquema de cuantización vectorial determinístico eficiente, diseñado para verificar simultáneamente la Condición de Vecindario más Cercano (NNC) y la Condición de Centroide (CC). El esquema ACVQ considera que cada celda de cuantización es una región de Voronoi con forma de casquete esférico, cuya superficie es $\frac{1}{N_D}$ veces la superficie total de la hiper-esfera unitaria de dimensión M_t (donde N_D es el número de palabras código que componen al diccionario de cuantización). El esquema ACVQ provee una cota superior de desempeño para cualquier esquema de cuantización vectorial determinístico que se diseñe de forma apropiada.

D

Diagramación Equitativa Proporcional (PFS) Algoritmo de selección de usuarios para un canal MU-MIMO, donde el usuario diagramado en cada instancia de transmisión es el que experimenta la mayor relación entre la tasa de transmisión instantánea y la tasa de transmisión media. Este algoritmo de diagramación surge como una forma práctica de proveer una solución de compromiso entre ganancia de capacidad e índice de equidad a nivel de sistema. En la versión clásica del algoritmo PFS, la tasa de transmisión media se calcula promediando las tasas de transmisión instantáneas de cada usuario en una ventana deslizante con ponderación exponencial.

Diagramador Oportunístico (Opportunistic Scheduler) Algoritmo de selección de usuarios en el contexto de un sistema de comunicación MU-MIMO, cuyo objetivo principal es explotar la ganancia por Diversidad Multiusuario (MUD) disponible en el medio inalámbrico (ver MUD).

Dirty Paper Coding (DPC) Técnica de transmisión que posibilita enviar información eficientemente a través de un canal comunicación con interferencia (conocida *a priori* en el extremo transmisor). La idea principal detrás de esta técnica se basa en precodificar la información destinada a cada uno de los usuarios del sistema, cancelando el efecto nocivo que genera la interferencia no-causal del canal. En un Canal de Difusión (BC) con MIMO, el empleo de DPC permite alcanzar la región de capacidad del canal sin penalidades de potencia.

Distribución Nakagami Modelo probabilístico empírico general que caracteriza de forma apropiada la magnitud de señal electromagnética recolectada en un medio inalámbrico multitrayecto real. La fórmula cerrada de la Función de Densidad de Probabilidad

(PDF) Nakagami viene dada por

$$f_{r_e}(r) = \frac{2}{\Gamma(\mathfrak{m})}\left(\frac{\mathfrak{m}}{\Omega}\right)^{\mathfrak{m}} r^{2\mathfrak{m}-1}\exp\left(-\frac{\mathfrak{m}r^2}{\Omega}\right) \qquad r \geq 0; \mathfrak{m} \geq \frac{1}{2},$$

donde $\Omega = \mathbb{E}\left\{{r_e}^2\right\}$ representa el valor medio de potencia de señal en recepción o *ganancia de SNR* (SNR Gain), $\mathfrak{m}$ es la *figura de desvanecimiento* (fading figure) del proceso y $\Gamma(x)$ identifica la función Gamma (general).

Distribución Rayleigh Modelo estadístico que caracteriza de forma apropiada la amplitud de señal de radio recolectada en un medio inalámbrico multitrayecto cuando:

1. No existe un trayecto de propagación dominante entre transmisor-receptor y
2. Hay un gran número de objetos que dispersan (difunden) la energía de señal electromagnética entre ambos extremos del enlace.

La fórmula cerrada de la Función de Densidad de Probabilidad (PDF) Rayleigh viene dada por

$$f_{r_e}(r) = \frac{r}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \qquad r \geq 0,$$

donde σ^2 representa el valor medio de la potencia de señal recibida.

Distribución Rician Modelo estadístico que caracteriza de forma apropiada la amplitud de señal de radio recolectada en un canal inalámbrico multitrayecto que posee un trayecto directo con Línea de Vista (LOS) entre ambos extremos del enlace. En esta situación, el proceso de desvanecimiento deja de poseer media nula y la Función de Densidad de Probabilidad (PDF) de la amplitud de envolvente instantánea viene dada por

$$f_{r_e}(r) = \frac{r}{\sigma^2}\exp\left[-\frac{\left(r^2+A^2\right)}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right) \qquad r \geq 0; A \geq 0,$$

donde A^2 es la potencia de señal determinística, σ^2 es la potencia de señal de los diferentes aportes multitrayecto e $I_0(x)$ representa la función de Bessel modificada de primer tipo y orden cero.

Diversidad en Transmisión a Lazo Abierto (OL TD) Esquema de Diversidad en Transmisión (TD) donde el emisor no dispone de Información de Estado del Canal en Transmisión (CSIT) alguna, por lo que supone parámetros de transmisión fijos. Los Código Bloque Espacio-Temporal (STBC) y los Código Trellis Espacio-Temporal (STTC) caen dentro de esta familia de esquemas.

Diversidad en Transmisión a Lazo Cerrado (CL TD) Esquemas de Diversidad en Transmisión (TD) donde el emisor utiliza la Información de Estado del Canal en Transmisión (CSIT) disponible (estimada en recepción y señalizada al transmisor a través de

mecanismos adecuados) para adaptar convenientemente los parámetros de transmisión según las condiciones de canal instantáneas del usuario. El nivel de adaptación varía de acuerdo al caudal de información que se reporta; por esto, los sistemas que aplican esquemas CL TD poseen un desempeño superior al que se consigue con un esquema de Diversidad en Transmisión a Lazo Abierto (OL TD). Los esquemas de Selección de Antenas en Transmisión (TAS), Transmisión con Igual Ganancia (EGT) y Transmisión con Relación Máxima (MRT) caen dentro de esta familia de esquemas.

Diversidad Espacial (Spatial Diversity) Mecanismo de transmisión donde los múltiples elementos de antena (en uno o ambos extremos del enlace) se utilizan con el propósito de mejorar la robustez de la comunicación inalámbrica frente al desvanecimiento multitrayecto. El objetivo final de este tipo de técnica es reducir la probabilidad de corte de servicio del sistema de comunicación inalámbrico con MIMO.

Diversidad Multiusuario (MUD) Clase de diversidad inherente a las redes inalámbricas con múltiples usuarios, donde cada uno de los usuarios individuales participantes de la comunicación cumplen el rol de rama de diversidad (espacial) en transmisión. En la práctica, la ganancia por MUD se explota aplicando algoritmos de diagramación oportunística en el extremo transmisor.

Dúplex por División en Frecuencia (FDD) Estrategia de comunicación que posibilita el envío simultáneo de información en ambas direcciones del enlace (i.e., UL y DL), separando las señales correspondientes a ambas corrientes de datos en el dominio de la frecuencia (empleando distintas porciones espectrales para cada uno de los sentidos de la comunicación).

Dúplex por División en Tiempo (TDD) Estrategia de comunicación que posibilita el envío secuencial de información en ambas direcciones del enlace (i.e., UL y DL), separando las señales correspondientes a ambas corrientes de datos en el dominio del tiempo (empleando la misma porción espectral).

E

Enlace de Bajada (DL) Flujo de información desde la estación base hacia los usuarios móviles, en el contexto de un sistema de comunicación inalámbrico (ver Canal de Difusión).

Enlace de Subida (UL) Flujo de información desde los usuarios móviles hacia la estación base, en el contexto de un sistema de comunicación inalámbrico (ver Canal Multiacceso).

F

Factor de Rice (Rice Factor) Parámetro característico la distribución Rician, i.e.,

$$K_r = \frac{A^2}{2\sigma^2},$$

el cual define la relación que existe entre la potencia de señal determinística (i.e., A^2) y la potencia de señal de los diferentes aportes multitrayecto (i.e., σ^2) del canal inalámbrico bajo estudio (ver distribución Rician).

Figura de Desvanecimiento (Fading Figure) Parámetro que caracteriza el grado de variabilidad de las fluctuaciones de un canal inalámbrico multitrayecto, posibilitando de este modo determinar cuán severa es la dinámica del proceso de desvanecimiento bajo estudio. La figura de desvanecimiento se define como

$$\mathfrak{m} = \frac{\Omega^2}{\mathrm{Var}\left\{{r_e}^2\right\}} = \frac{\Omega^2}{\mathbb{E}\left\{{r_e}^4\right\} - \Omega^2},$$

donde $\Omega = \mathbb{E}\left\{{r_e}^2\right\}$ es el valor medio de la potencia de señal recibida ${r_e}^2$ (ver distribución Nakagami).

G

Ganancia de SNR (SNR Gain) Parámetro que caracteriza el valor medio de la potencia de señal recibida (i.e., $\Omega = \mathbb{E}\left\{{r_e}^2\right\}$) en el contexto un canal inalámbrico que experimenta un proceso de desvanecimiento multitrayecto (ver distribución Nakagami).

I

Indice de Equidad de Jain (JFI) Métrica de equidad en el corto término que permite caracterizar cuantitativamente cómo se reparten los recursos comunes de un sistema multiusuario entre todos sus usuarios activos. El JFI de un usuario arbitrario k sobre una ventana de tiempo deslizante de longitud finita W viene dado por la relación

$$\mathcal{J}_k(W) = \frac{\mathbb{E}_W^2\left\{R_k\right\}}{\mathbb{E}_W\left\{R_k^2\right\}} = \frac{\mathbb{E}_W^2\left\{R_k\right\}}{\mathbb{E}_W^2\left\{R_k\right\} + \mathrm{Var}_W\{R_k\}},$$

donde R_k es una Variable Aleatoria (RV) que describe estadísticamente la cantidad de recursos comunes del sistema que se le asignan al usuario k en un intervalo de transmisión específico, $\mathbb{E}_W\left\{R_k\right\}$ representa el valor de esperanza matemática para R_k dentro de una ventana de tiempo de longitud W (ranuras de tiempo), mientras que $\mathrm{Var}_W\{R_k\}$ identifica la variancia de la RV R_k en la misma ventana de tiempo. El JFI posee una serie de propiedades muy interesantes. Por ejemplo, el JFI posee

un comportamiento continuo y su valor se encuentra siempre acotado en el intervalo $[0, 1]$. Además, el valor específico que adopta el JFI no depende de la cantidad de recursos comunes a compartir, ni de la cantidad de usuarios participantes en el reparto de los mismos (se puede aplicar tanto en tamaños de poblaciones finitas como infinitas).

Información de Calidad del Canal (CQI) Información relativa a la magnitud (i.e., fuerza) del vector de estado de canal que observa un usuario arbitrario en recepción. La CQI que experimentan los usuarios activos en recepción se suele emplear como métrica de decisión para implementar un algoritmo de selección de usuarios en trasmisión, con el objetivo de implementar una estrategia de Acceso Múltiple por División en Espacio (SDMA) en un sistema MU-MIMO. Existen dos tipos de definiciones de CQI, cada una de las cuales es representativa de un escenario de trabajo distinto: la CQI-Norm y la CQI-SIR. Es importante aclarar que, la ganancia por Diversidad Multiusuario (MUD) disponible en un sistema de comunicación MU-MIMO se puede explotar en forma completa cuando se disponen de ambos tipos de Información de Estado del Canal en Transmisión (CSIT) (i.e., CDI parcial y CQI).

Información de Dirección del Canal (CDI) Información relativa al vector de dirección de canal normalizado que experimenta un usuario activo en recepción, i.e.,

$$\widetilde{\mathbf{h}}_k[i] = \frac{\mathbf{h}_k[i]}{\|\mathbf{h}_k[i]\|},$$

donde $\mathbf{h}_k[i]$ representa el vector de estado de canal que observa el k-ésimo usuario en la i-ésima ranura de tiempo. La CDI que experimentan los usuarios seleccionados (en una determinada instancia de transmisión) permite construir los pesos de conformación de haz que se deben aplicar en las diferentes corrientes de datos individuales, con el objetivo de implementar una estrategia de Acceso Múltiple por División en Espacio (SDMA) en un sistema MU-MIMO. Es importante aclarar que, la tasa de transmisión suma alcanzable en un sistema de comunicación MU-MIMO que sólo dispone de CDI parcial se encuentra acotada a medida que la cantidad de usuarios participantes de la comunicación aumenta.

Información de Estado del Canal (CSI) Información relativa a la matriz de estado de canal $\mathbf{H}_k[i]$ que experimentan los usuarios activos de un sistema de comunicación MU-MIMO en una determinada instancia de transmisión. En un canal inalámbrico, la matriz $\mathbf{H}_k[i]$ suele variar de forma relativamente rápida con el transcurso del tiempo. En este contexto, el estado instantáneo de la matriz de canal $\mathbf{H}_k[i]$ se lo suele clasificar como CSI de corto término (i.e., CSI directa), mientras que las estadísticas de orden superior de la matriz de canal $\mathbf{H}_k[i]$ se las suele identificar como CSI en el largo término (i.e., CSI estadística).

Información de Estado del Canal en Recepción (CSIR) Información relativa a la matriz de estado de canal $\mathbf{H}_k[i]$ disponible en el extremo receptor de un sistema de comunicación MU-MIMO. Tradicionalmente, la CSIR se adquiere a partir de la difusión de secuencias de entrenamiento (i.e., señales piloto) desde la estación base del sistema, las cuales posibilitan estimar el estado de canal que experimenta cada usuario móvil en una determinada instancia de transmisión. No obstante, la CSIR se puede adquirir también empleando técnicas de estimación de canal a ciegas, las cuales explotan el conocimiento *a priori* que se tiene (en recepción) de la estructura de la señal transmitida y/o del canal inalámbrico bajo análisis. Considerar que los usuarios móviles disponen de CSIR completa es una hipótesis de trabajo bastante razonable para modelar el Enlace de Bajada (DL) de un sistema de comunicación inalámbrico contemporáneo.

Información de Estado del Canal en Transmisión (CSIT) Información relativa a la matriz de estado de canal $\mathbf{H}_k[i]$ disponible en el extremo transmisor de un sistema de comunicación MU-MIMO. Los mecanismos de adquisición de CSIT se basan siempre en mediciones de canal en recepción, las cuales se informan al transmisor a través de estrategias de señalización apropiadas. En un sistema con Dúplex por División en Tiempo (TDD), el transmisor puede explotar el concepto de reciprocidad del canal inalámbrico para obtener la CSIT (siempre que el tiempo de coherencia del canal sea mayor que el intervalo de transmisión del sistema). En un sistema con Dúplex por División en Frecuencia (FDD), se deben implementar mecanismos de señalización explícitos que posibilite reportar la Información de Estado del Canal en Recepción (CSIR) que estiman los móviles (ya sea en el corto como en el largo término). Considerar que los usuarios móviles disponen de CSIT parcial (i.e., cuantizada) es una hipótesis de trabajo bastante razonable para modelar el Enlace de Bajada (DL) de un sistema de comunicación inalámbrico contemporáneo.

L

Límite Superior en Cuantización por celdas (QUB) Denominación ampliamente utilizada en la literatura para referenciar la cota superior de desempeño que se consigue cuando se utiliza un esquema de Cuantización Vectorial por Celdas Aproximadas (ACVQ) para señalizar la información de canal en un sistema de comunicación MU-MIMO con Información de Estado del Canal en Transmisión (CSIT) parcial.

M

Modo 1 Generalizado (g-mode 1) Algoritmo de señalización de Diversidad en Transmisión a Lazo Cerrado (CL TD) que reporta únicamente las diferencias de fase relativas que existen entre las señales provenientes desde los distintos elementos del arreglo de antenas en transmisión (ver Transmisión con Igual Ganancia).

Modo 2 Generalizado (g-mode 2) Algoritmo de señalización de Diversidad en Transmisión a Lazo Cerrado (CL TD) que reporta tanto la información de orden como la información de fase (relativa) de las ganancias de canal que se observan desde cada uno de los elementos del arreglo de antenas en transmisión (ver Transmisión con Relación Máxima).

Multiplexación Espacial (SM) Mecanismo de transmisión donde los múltiples elementos de antena se utilizan con el propósito de enviar varias corrientes de información simultáneas (destinada a uno o varios usuarios) a través de múltiples trayectos espaciales independientes (los cuales se obtienen a partir de un procesamiento de señales conjunto en ambos extremos del enlace). El objetivo final de este tipo de técnica es incrementar la tasa de transmisión de datos alcanzable por el sistema de comunicación inalámbrico con MIMO.

R

Región de Capacidad (C) La región de capacidad de un canal de comunicación multiusuario establece cuáles son los valores de tasas de datos (individuales) que pueden alcanzar cada uno de los miembro del conjunto de usuarios activos (con probabilidad de error de bits arbitrariamente baja) cuando transmiten información en forma simultánea.

S

Selección de Antenas en Transmisión (TAS) Esquema de Diversidad en Transmisión a Lazo Cerrado (CL TD), donde toda la potencia de transmisión se aplica a la antena cuyo valor absoluto de ganancia de canal es mayor. El principal beneficio de TAS se encuentra en el bajo caudal de información de retroalimentación que necesita reportar. No obstante, el desempeño de TAS es inferior al que proveen los algoritmos de CL TD más sofisticados; además, este esquema es muy sensible a los errores de bits en la señalización de información.

Selección de Antenas Oportunística (OAS) Estrategia de precodificación aleatoria donde el transmisor aplica toda la potencia disponible a un único elemento del arreglo de

antenas, el cual se selecciona de forma completamente aleatoria. El esquema OAS representa la alternativa de precodificación aleatoria más simple de todas, ya que sólo requiere desplegar un único amplificador de potencia de alta eficiencia en transmisión (en conjunto con un conmutador de señales de RF con alta velocidad de respuesta); sin embargo, este esquema es la alternativa de precodificación aleatoria que cosecha peor ganancia por Diversidad Multiusuario (MUD) (su desempeño sólo es aceptable cuando la cantidad de usuarios participantes de la comunicación es relativamente baja).

Selección de Usuarios Semi-Ortogonales (SUS) Algoritmo de selección de usuarios para un canal MU-MIMO, donde los usuarios diagramados en cada instancia de transmisión se seleccionan secuencialmente teniendo en cuenta no sólo su compatibilidad espacial (i.e., CDI), sino también su valor de Información de Calidad del Canal (CQI) individual (i.e., CQI-Norm o CQI-SIR). El algoritmo SUS elige los usuarios a transmitir que poseen mayor valor de CQI, determinando al subconjunto de usuarios elegibles en cada instancia según la compatibilidad espacial existente (respecto a los usuarios previamente seleccionados). Cuando se lo combina con una estrategia de Acceso Múltiple por División en Espacio (SDMA), este algoritmo de selección de usuarios provee el máximo valor de ganancia por Diversidad Multiusuario (MUD) disponible a nivel de sistema; sin embargo, el mismo representa la alternativa de diagramación con peor índice de equidad a la hora de repartir los recursos comunes del sistema en esta circunstancia.

Selección Round-Robin (RR) Algoritmo de selección de usuarios para un canal MU-MIMO, donde el usuario diagramado en cada instancia de transmisión se elige de forma secuencial (i.e., predeterminada) en función del tiempo de espera en el transmisor. Cuando se lo combina con una estrategia de Acceso Múltiple por División en Tiempo (TDMA), este algoritmo de selección de usuarios no provee ganancia por Diversidad Multiusuario (MUD) alguna; sin embargo, el mismo representa la alternativa de diagramación con mejor índice de equidad a la hora de repartir los recursos comunes del sistema en esta circunstancia.

Selección Round-Robin Ortogonal (ORR) Híbrida Algoritmo de selección de usuarios para un canal MU-MIMO, donde los usuarios diagramados en cada instancia de transmisión se seleccionan secuencialmente teniendo en cuenta su compatibilidad espacial (i.e., CDI) y su valor de Información de Calidad del Canal (CQI) individual (i.e., CQI-Norm o CQI-SIR). El algoritmo de selección ORR híbrido elige al usuario primario en modalidad Round-Robin (RR); los usuarios restantes se seleccionan de acuerdo al valor de CQI individual que reportan (entre todos los candidatos compatibles espacialmente respecto a los usuarios previamente seleccionados). Cuando se

lo combina con una estrategia de Acceso Múltiple por División en Espacio (SDMA), este algoritmo de selección permite aprovechar buena parte de la ganancia por Diversidad Multiusuario (MUD) disponible a nivel de sistema, garantizando al mismo tiempo un tiempo máximo sin servicio (i.e., $T_{\text{máx}}$) estricto para todas las conexiones activas.

Selección Round-Robin Ortogonal (ORR) Pura Algoritmo de selección de usuarios para un canal MU-MIMO, donde los usuarios diagramados en cada instancia de transmisión se seleccionan secuencialmente teniendo en cuenta la compatibilidad espacial (i.e., CDI) que existe entre los mismos. El algoritmo de selección ORR puro elige cada uno de los miembros del conjunto de usuarios a transmitir en modalidad Round-Robin (RR), determinando al subconjunto de usuarios elegibles en cada instancia según la compatibilidad espacial existente (respecto a los usuarios previamente seleccionados). Cuando se lo combina con una estrategia de Acceso Múltiple por División en Espacio (SDMA), este algoritmo de selección de usuarios no provee ganancia por Diversidad Multiusuario (MUD) alguna; sin embargo, el mismo representa la alternativa de diagramación con mejor índice de equidad a la hora de repartir los recursos comunes del sistema en esta circunstancia.

Selección por Proyección máxima (max-Proj) Algoritmo de selección de usuarios para un canal MU-MIMO con precodificación aleatoria, donde el usuario diagramado en cada instancia de transmisión es el que reporta mayor valor de proyección entre el vector de conformación de haz aleatorio (que se aplica en transmisión) y el vector en configuración de conformación de haz coherente (que se estima en recepción). El algoritmo de selección por max-Proj es un caso subóptimo del algoritmo de selección por SNR Normalizada máxima (max-NSNR); sin embargo, el mismo permite simplificar considerablemente su implementación en un sistema de comunicación práctico, sin grandes penalidades en términos de la tasa de transmisión alcanzable a nivel de sistema.

Selección por SNR máxima (max-SNR) Algoritmo de selección de usuarios para un canal MU-MIMO, donde el usuario diagramado en cada instancia de transmisión es el que reporta mayor valor de SNR instantánea en recepción. Cuando se lo combina con una estrategia de Acceso Múltiple por División en Tiempo (TDMA), este algoritmo de selección de usuarios provee el máximo valor de ganancia por Diversidad Multiusuario (MUD) disponible a nivel de sistema; sin embargo, el mismo representa la alternativa de diagramación con peor índice de equidad a la hora de repartir los recursos comunes del sistema en esta circunstancia.

Selección por SNR Normalizada máxima (max-NSNR) Algoritmo de selección de usuarios para un canal MU-MIMO con precodificación aleatoria, donde el usuario diagramado en cada instancia de transmisión es el que reporta la mayor relación entre el valor de SNR instantáneo del canal y el valor de SNR pico en recepción (alcanzable aplicando conformación de haz coherente en transmisión). El algoritmo de selección por max-NSNR se apoya en una propiedad clave del algoritmo de Diagramación Equitativa Proporcional (PFS) clásico, la cual establece que el algoritmo PFS termina seleccionando (con alta probabilidad) a los usuarios en aquellas instancias de transmisión donde se encuentran en configuración de conformación de haz perfecta.

Sistema con Múltiples-Entradas Múltiples-Salidas (MIMO) Sistema de comunicación inalámbrico compuesto por varios elementos de antena, más un procesamiento de señal adaptivo tanto en transmisión como en recepción, cuya combinación permite explotar convenientemente la dimensión espacial del canal de radio en cuestión.

Sistema Universal de Telecomunicaciones Móviles (UMTS) ver Acceso Múltiple por División en Códigos de Banda Ancha (W-CDMA).

T

Tecnología de Codificación Espacio-Temporal en Capas de los Laboratorios Bell (BLAST) Arquitectura de comunicación que posibilita implementar una estrategia de Multiplexación Espacial (SM) para canales SU-MIMO (i.e., canales MIMO punto-a-punto). La idea básica detrás de esta técnica consiste en dividir la secuencia principal de símbolos en múltiples corrientes de datos secundarias (paralelas), para posteriormente enviar dichos flujos de información de manera conveniente desde cada una de las antenas transmisoras. Empleando técnicas de decodificación poderosas en el extremo receptor, se pueden capitalizar incrementos de capacidad de sistema que crezcan de forma directa con el número de antenas que se despliegue.

Transmisión con Igual Ganancia (EGT) Esquema de Diversidad en Transmisión a Lazo Cerrado (CL TD) basado en controlar únicamente las fases de las señales que se aplican en cada uno de los elementos del arreglo de antenas en transmisión, con el objetivo final de conseguir que las mismas se superpongan de manera constructiva en el extremo receptor. El esquema EGT mantiene constantes las ganancias de los diferentes componentes del vector de conformación de haz, permitiendo de este modo ajustar únicamente los desfasajes relativos de las distintas señales (de acuerdo a las mediciones de potencia de símbolo que se estiman en recepción). El algoritmo de señalización Modo 1 Generalizado (g-mode 1) es un caso específico de EGT, donde las diferencias de fase que existen entre las señales provenientes desde las distintas

antenas transmisoras se ajustan (con pasos discretos) respecto a una antena que se emplea de referencia.

Transmisión con Relación Máxima (MRT) Esquema de Diversidad en Transmisión a Lazo Cerrado (CL TD) basado en ajustar no sólo las fases relativas de los pesos de conformación de haz (en los distintos elementos del arreglo de antenas), sino también en ponderar las amplitudes relativas de los distintos pesos (para que la energía en recepción se maximice). El esquema MRT constituye la alternativa CL TD óptima en términos de desempeño, pero su implementación práctica trae aparejado algunos inconvenientes serios (e.g., el caudal de información de señalización necesario se incrementa sensiblemente respecto a EGT). El algoritmo de señalización Modo 2 Generalizado (g-mode 2) es un caso específico de MRT, donde el receptor primero ordena de mayor a menor todas (o algunas) de las ganancias de canal individuales, para luego seleccionar la información de señalización de fase aplicando el algoritmo CL TD g-mode 1. Posteriormente, la estación base emplea esta información para establecer los valores de amplitud y fase que se utilizará en cada uno de los pesos de conformación de haz que se apliquen en transmisión.

Bibliografía

[1] A. A. Dowhuszko, G. Corral-Briones, J. Hämäläinen, and R. Wichman, "On Throughput-Fairness Trade-Off in virtual MIMO systems with limited feedback," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, pp. 1–17, Jan. 2009. [Online]. Available: http://www.hindawi.com/journals/wcn/2009/102064.abs.html

[2] J. Hämäläinen, R. Wichman, A. A. Dowhuszko, and G. Corral-Briones, "Capacity of generalized UTRA FDD closed-loop transmit diversity modes," *Wireless Personal Communications*, pp. 1–18, May 2009. [Online]. Available: http://www.springerlink.com/content/j7430g8816u82658

[3] A. A. Dowhuszko, G. Corral-Briones, J. Hämäläinen, and R. Wichman, "On the analysis and design of practical quantization for opportunistic beamforming," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Commun.*, May 2008, pp. 5133–5139. [Online]. Available: http://ieeexplore.ieee.org/search/wrapper.jsp?arnumber=4534000

[4] ——, "Achievable sum-rate analysis of practical multiuser scheduling schemes with limited feedback," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Commun.*, Jun. 2007, pp. 4381–4386. [Online]. Available: http://ieeexplore.ieee.org/search/wrapper.jsp?arnumber=4289394

[5] ——, "Outage probability analysis of practical multiuser scheduling schemes with limited feedback," in *Proc. IEEE Veh. Tech. Conf. Spring*, Apr. 2007, pp. 1036–1040. [Online]. Available: http://ieeexplore.ieee.org/search/wrapper.jsp?arnumber=4212649

[6] G. Corral-Briones, A. A. Dowhuszko, J. Hämäläinen, and R. Wichman, "Achievable data rates for two transmit antenna broadcast channels with WCDMA HSDPA feedback information," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Commun.*, vol. 4, May 2005, pp. 2722–2727. [Online]. Available: http://ieeexplore.ieee.org/search/wrapper.jsp?arnumber=1494843

[7] ——, "Downlink multiuser scheduling algorithms with HSDPA closed-loop feedback information," in *Proc. IEEE Veh. Tech. Conf. Spring*, vol. 2, May 2005, pp. 1120–1124. [Online]. Available: http://ieeexplore.ieee.org/search/wrapper.jsp?arnumber=1543481

[8] H. Zhang and H. Dai, "Cochannel interference mitigation and cooperative processing in downlink multicell multiuser MIMO networks," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2004, no. 2, pp. 222–235, 2004.

[9] Q. H. Spencer, C. B. Peel, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "An introduction to the multi-user MIMO downlink," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 42, no. 10, pp. 60–67, Oct. 2004.

[10] T. Y. Al-Naffouri, M. Sharif, and B. Hassibi, "How much does transmit correlation affect the sum-rate scaling of MIMO Gaussian broadcast channels?" *IEEE Trans. Commun.*, vol. 57, no. 2, pp. 562–572, Feb. 2009.

[11] A. Hottinen, O. Tirkkonen, and R. Wichman, *Multi-Antenna Tranceiver Techniques for 3G and Beyond*. John Wiley and Sons, 2003.

[12] A. F. Molisch, *Wireless Communications*. John Wiley and Sons, 2005.

[13] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 16, pp. 1451–1458, Oct. 1998.

[14] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744–765, Mar. 1998.

[15] J. H. Winters, "On the capacity of radio communication systems with diversity in a rayleigh fading environment," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 5, no. 5, pp. 871–878, Jun. 1987.

[16] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennnas," *Bell Labs Tech. J.*, vol. 1, pp. 41–59, Autumn 1996.

[17] A. J. Paulraj and T. Kailath, "Increasing capacity in wireless broadcast systems using distributed transmission/directional reception," U.S. Patent 5 345 599, 1994.

[18] C. E. Shannon, "A mathematical theory of communication," *Bell System Tech. J.*, vol. 27, pp. 379–423 and 623–656, Jul. and Oct. 1948.

[19] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Commun.*, vol. 6, no. 3, pp. 311–335, Mar. 1998.

[20] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *European Trans. Telecommun.*, vol. 10, no. 6, pp. 585–595, Nov. 1999.

[21] R. Ahlswede, "Multi-way communication channels," in *Proc. Int. Symp. of Inform. Theory*, 1973, pp. 23–52.

[22] A. Goldsmith, S. A. Jafar, N. Jindal, and S. Vishwanath, "Capacity limits of MIMO channels," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 21, no. 5, pp. 684–702, Jun. 2003.

[23] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H. V. Poor, *MIMO Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2007.

[24] S. Vishwanath, N. Jindal, and A. Goldsmith, "On the capacity of multiple input multiple output broadcast channels," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Commun.*, vol. 3, Apr. 2002, pp. 1444–1450.

[25] G. Caire and S. Shamai, "On the achievable throughput of a multiantenna Gaussian broadcast channel," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 7, pp. 1691–1706, Jul. 2003.

[26] M. Costa, "Writing on dirty paper," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 29, no. 3, pp. 439–441, May 1983.

[27] H. Viswanathan, S. Venkatesan, and H. Huang, "Downlink capacity evaluation of cellular networks with known-interference cancellation," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 21, no. 5, pp. 802–811, Jun. 2003.

[28] T. Yoo and A. Goldsmith, "On the optimality of multiantenna broadcast scheduling using zero-forcing beamforming," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 24, no. 3, pp. 528–541, Mar. 2006.

[29] R. Knopp and P. A. Humblet, "Information capacity and power control in single-cell multiuser communications," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Commun.*, vol. 1, Jun. 1995, pp. 331–335.

[30] P. Viswanath, D. N. C. Tse, and R. Laroia, "Opportunistic beamforming using dumb antennas," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 48, no. 6, pp. 1277–1294, Jun. 2002.

[31] D. J. Mazzarese and W. A. Krzymien, "High throughput downlink cellular packet data access with multiple antennas and multiuser diversity," in *Proc. IEEE Veh. Tech. Conf. Spring*, vol. 2, Apr. 2003, pp. 1079–1083.

[32] D. Samardzija and N. Mandayam, "Multiple antenna transmitter optimization schemes for multiuser systems," in *Proc. IEEE Veh. Tech. Conf. Fall*, vol. 1, Oct. 2003, pp. 399–403.

[33] S. Vishwanath, N. Jindal, and A. Goldsmith, "Duality, achievable rates and Sum-Rate capacity of Gaussian MIMO broadcast channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2658–2668, Oct. 2003.

[34] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication.* Cambridge University Press, 2005.

[35] A. Jalali, R. Padovani, and R. Pankaj, "Data throughput of CDMA-HDR a high efficiency-high data rate personal communication wireless system," in *Proc. IEEE Veh. Tech. Conf. Spring*, vol. 3, May 2000, pp. 1854–1858.

[36] N. Jindal and A. Goldsmith, "Dirty-paper coding versus TDMA for MIMO broadcast channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, no. 5, pp. 1783–1794, May 2005.

[37] F. Floren, O. Edfors, and B.-A. Molin, "The effect of feedback quantization on the throughput of a multiuser diversity scheme," in *Proc. IEEE Global Telecommun. Conf.*, vol. 1, Dec. 2003, pp. 497–501.

[38] O. Özdemir and M. Torlak, "Performance of opportunistic beamforming with quantized feedback," in *Proc. IEEE Global Telecommun. Conf.*, Nov. 2006, pp. 1–5.

[39] D. Gesbert and M.-S. Alouini, "How much feedback is multi-user diversity really worth?" in *Proc. IEEE Int. Conf. on Commun.*, vol. 1, Jun. 2004, pp. 234–238.

[40] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, 2nd ed. Prentice Hall PTR, 2002.

[41] M. Nakagami, "The m-distribution — a general formula for intensity distribution of rapid fading," in *Statistical Methods in Radio Wave Propagation*, W. C. Hoffman, Ed. Pergamon Press, 1960, pp. 3–34.

[42] J. M. Cioffi, G. P. Dudevoir, M. V. Eyuboglu, and G. D. Forney, "MMSE decision-feedback equalizers and coding — Part II: Coding results," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, no. 10, pp. 2595–2604, Oct. 1995.

[43] A. Goldsmith, *Wireless Communications.* Cambridge University Press, 2005.

[44] T. Guess and M. K. Varanasi, "Multiuser decision-feedback receivers for the general Gaussian multiple-access channel," in *Proc. Allerton Conf. on Commun., Control, and Computing*, Oct. 1996, pp. 190–199.

[45] U. Erez, S. Shamai, and R. Zamir, "Capacity and lattice strategies for canceling known interference," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, no. 11, pp. 3820–3833, Nov. 2005.

[46] H. Weingarten, Y. Steinberg, and S. Shamai, "The capacity region of the Gaussian multiple-input multiple-output broadcast channel," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 52, no. 9, pp. 3936–3964, Sep. 2006.

[47] S. Vishwanath, N. Jindal, and A. Goldsmith, "Duality, achievable rates, and sum-rate capacity of Gaussian MIMO broadcast channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2658–2668, Oct. 2003.

[48] P. Viswanath and D. N. C. Tse, "Sum capacity of the vector Gaussian broadcast channel and uplink-downlink duality," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 8, pp. 1912–1921, Aug. 2003.

[49] W. Yu and J. M. Cioffi, "Sum capacity of Gaussian vector broadcast channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 50, no. 9, pp. 1875–1892, Sep. 2004.

[50] U. Erez and S. ten Brink, "Approaching the dirty paper limit for canceling known interference," in *Proc. Allerton Conf. on Commun., Control, and Computing*, Oct. 2003, pp. 799–808.

[51] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456–1467, Jul. 1999.

[52] ——, "Space-time block coding for wireless communications: Performance results," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 17, no. 3, pp. 451–460, Mar. 1999.

[53] G. Tsoulos, *MIMO System Technology for Wireless Communications*. CRC Press Inc., 2006.

[54] R. S. Blum, "Some analytical tools for the design of space-time convolutional codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 10, pp. 1593–1599, Oct. 2002.

[55] Y. Liu, M. P. Fitz, and O. Y. Takeshita, "A rank criterion for QAM space-time codes," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 48, no. 12, pp. 3062–3079, Dec. 2002.

[56] J. Hämäläinen and R. Wichman, "Performance analysis of closed-loop transmit diversity in the presence of feedback errors," in *Proc. IEEE Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Commun.*, vol. 5, Sep. 2002, pp. 2297–2301.

[57] ——, "Closed-loop transmit diversity for FDD WCDMA systems," in *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, vol. 1, Oct. 2000, pp. 111–115.

[58] R. Zamir, S. Shamai, and U. Erez, "Nested linear/lattice codes for structured multiterminal binning," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 48, no. 6, pp. 1250–1276, Jun. 2002.

[59] J. Jiang, R. M. Buehrer, and W. H. Tranter, "Spatial T-H precoding for packet data systems with scheduling," in *Proc. IEEE Veh. Tech. Conf. Fall*, vol. 1, Oct. 2003, pp. 537–541.

[60] M. Sharif and B. Hassibi, "A comparison of time-sharing, DPC, and beamforming for MIMO broadcast channels with many users," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 55, no. 1, pp. 11–15, Jan. 2007.

[61] ——, "On the capacity of MIMO broadcast channels with partial side information," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, no. 2, pp. 506–522, Feb. 2005.

[62] N. Jindal, "MIMO broadcast channels with finite-rate feedback," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 52, no. 11, pp. 5045–5060, Nov. 2006.

[63] D. J. Love, R. W. Heath (Jr.), W. Santipach, and M. L. Honig, "What is the value of limited feedback for MIMO channels?" *IEEE Commun. Mag.*, vol. 42, no. 10, pp. 54–59, Oct. 2004.

[64] A. Narula, M. J. Lopez, M. D. Trott, and G. W. Wornell, "Efficient use of side information in multiple-antenna data transmission over fading channels," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1423–1436, Oct. 1998.

[65] S. Zhou, Z. Wang, and G. B. Giannakis, "Quantifying the power loss when transmit beamforming relies on finite-rate feedback," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 4, no. 4, pp. 1948–1957, Jul. 2005.

[66] K. K. Mukkavilli, A. Sabharwal, E. Erkip, and B. Aazhang, "On beamforming with finite rate feedback in multiple-antenna systems," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2562–2579, Oct. 2003.

[67] P. Ding, D. J. Love, and M. D. Zoltowski, "Multiple antenna broadcast channels with shape feedback and limited feedback," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 55, no. 7, pp. 3417–3428, Jul. 2007.

[68] D. J. Love, R. W. Heath (Jr.), and T. Strohmer, "Grassmannian beamforming for multiple-input multiple-output wireless systems," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2735–2747, Oct. 2003.

[69] C. K. Au-Yeung and D. J. Love, "On the performance of random vector quantization limited feedback beamforming in a MISO system," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, no. 2, pp. 458–462, Feb. 2007.

[70] W. Santipach and M. L. Honig, "Capacity of a multiple-antenna fading channel with a quantized precoding matrix," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 55, no. 3, pp. 1218–1234, Mar. 2009.

[71] ——, "Signature optimization for CDMA with limited feedback," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, no. 10, pp. 3475–3492, Oct. 2005.

[72] T. Yoo, N. Jindal, and A. Goldsmith, "Multi-antenna downlink channels with limited feedback and user selection," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 25, no. 7, pp. 1478–1491, Sep. 2007.

[73] J. C. Roh and B. D. Rao, "Transmit beamforming in multiple-antenna systems with finite rate feedback: A VQ-based approach," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 52, no. 3, pp. 1101–1112, Mar. 2006.

[74] S. Sanayei and A. Nosratinia, "Opportunistic beamforming with limited feedback," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, no. 8, pp. 2765–2771, Aug. 2007.

[75] J. Diaz, O. Simeone, and Y. Bar-Ness, "Sum-rate of MIMO broadcast channels with one bit feedback," in *Proc. IEEE Int. Symp. on Inform. Theory*, Jul. 2006, pp. 1944–1948.

[76] R. W. Heath (Jr.), M. Airy, and A. J. Paulraj, "Multiuser diversity for MIMO wireless systems with linear receivers," in *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, vol. 2, Nov. 2001, pp. 1194–1199.

[77] S. S. Kulkarni and C. Rosenberg, "Opportunistic scheduling policies for wireless systems with short term fairness constraints," in *Proc. IEEE Global Telecommun. Conf.*, vol. 1, Dec. 2003, pp. 533–537.

[78] R. Jain, D. Chiu, and W. Hawe, "A quantitative measure of fairness and discrimintation for resource allocation in shared computer systems," Digital Equipment Corporation Technical Report, TR 301, Sep. 1984.

[79] V. Hassel, M. R. Hanssen, and G. E. Øien, "Spectral efficiency and fairness for opportunistic round robin scheduling," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Commun.*, vol. 2, Jun. 2006, pp. 784–789.

[80] N. Sharma and L. H. Ozarow, "A study of opportunism for multiple-antenna systems," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, no. 5, pp. 1804–1814, May 2005.

[81] J. Hämäläinen and R. Wichman, "On the performance of FDD WCDMA closed-loop transmit diversity modes in Nakagami and Ricean fading channels," in *Proc. IEEE Int. Symp. on Spread Spectrum Techniques and Applications*, vol. 1, Sep. 2002, pp. 24–28.

[82] B. M. Hochwald, T. L. Marzetta, T. J. Richardson, W. Sweldens, and R. Urbanke, "Systematic design of unitary space-time constellations," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 46, no. 6, pp. 1962–1973, Sep. 2000.

[83] 3GPP, "Physical layer procedures (FDD)," 3GPP Technical Specification, TS 25.214, Ver. 6.4.0, 2004.

[84] R. W. Heath (Jr.) and A. Paulraj, "A simple scheme for transmit diversity using partial channel feedback," in *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, vol. 2, Nov. 1998, pp. 1073–1078.

[85] M.-S. Alouini and A. J. Goldsmith, "Capacity of Rayleigh fading channels under different adaptive transmission and diversity-combining techniques," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 48, no. 4, pp. 1165–1181, Jul. 1999.

[86] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*. New York: Wiley, 1974.

[87] J. Lieblein, "On moments of order statistics from the Weibull distribution," *Annals of Mathematical Statistics*, vol. 26, no. 2, pp. 330–333, 1955.

[88] M. Abramowitz and I. A. Stegun, *Handbook of mathematical functions : with formulas, graphs, and mathematical tables*. Dover Publications, 1970.

[89] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series and Products*, 5th ed. Academic Press Inc, 1994.

[90] A. J. Goldsmith and P. P. Varaiya, "Capacity of fading channels with channel side information," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 43, no. 6, pp. 1986–1992, Nov. 1997.

[91] K. Kumaran and L. Qian, "Uplink scheduling in CDMA packet-data systems," *Wireless Networks archieve*, vol. 12, no. 1, pp. 33–43, Feb. 2006.

[92] 3GPP, "Physical layer aspects of UTRA high speed downlink packet access," 3GPP Technical Report, TR 25.858, Ver. 5.0.0, 2002.

[93] R. McEliece and W. Stark, "Channels with block interference," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 30, no. 1, pp. 44–53, Jan. 1984.

[94] W. Santipach and M. L. Honig, "Asymptotic capacity of beamforming with limited feedback," in *Proc. IEEE Int. Symp. on Inform. Theory*, Jul. 2004, p. 290.

[95] V. Lau, Y. Liu, and T.-A. Chen, "On the design of MIMO block-fading channels with feedback-link capacity constraint," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 52, no. 1, pp. 62–70, Jan. 2004.

[96] N. Balakrishnan and C. Rao, *Handbook of Statistics, Vol. 16: Order Statistics: Theory and Methods*. Elseiver, 1998.

[97] S. Sanayei and A. Nosratinia, "Exploiting multiuser diversity with only 1-bit feedback," in *Proc. IEEE Wireless Commun. and Networking Conf.*, vol. 2, Mar. 2005, pp. 978–983.

[98] R. Garrappa, "Some formulas for sums of binomial coefficients and gamma functions," *International Mathematical Forum*, vol. 2, no. 15, pp. 725–733, 2007.

[99] K. Pearson, "The problem of the random walk," *Nature*, vol. 72, p. 294, Jul. 1905.

[100] B. B. Hughes, *Random Walks and Random Environments, Vol. 1: Random Walks*. Oxford University Press, Mar. 1995.

[101] J. Kang, I.-K. Choi, D.-S. Kwon, and C. Lee, "An opportunistic beamforming technique using a quantized codebook," in *Proc. IEEE Veh. Tech. Conf. Spring*, Apr. 2007, pp. 1647–1651.