



Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Comunicações



Esquema para Transmissão Utilizando MIMO com Cooperação de Usuários

Autor: Carmen Lúcia Avelar Lessa

Orientador: Prof. Dr. Gustavo Fraidenraich

Dissertação de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: **Telecomunicações e Telemática.**

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Gustavo Fraidenraich (presidente).....DECOM/FEEC/UNICAMP
Dr. Fabbryccio Akkazzha C. MachadoCPqD
Prof. Dr. Jaime PortugheisDECOM/FEEC/UNICAMP

Campinas, SP
29/11/2011

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

L566e Lessa, Carmen Lúcia Avelar
Esquema para transmissão utilizando MIMO
com cooperação de usuários
Carmen Lúcia Avelar Lessa. – Campinas, SP:
[s.n.], 2011.

Orientador: Gustavo Fraidenraich.
Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de Campinas,
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Sistemas MIMO.
I. Gustavo Fraidenraich. II. Universidade Estadual de Campinas.
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III.
Título

Título em Inglês: Transmission scheme using MIMO
with user cooperation

Palavras-chave em Inglês: Systems MIMO

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora: Fabbryccio Akkazzha C. Machado, Jaime Portuheis

Data da defesa: 29/11/2011

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

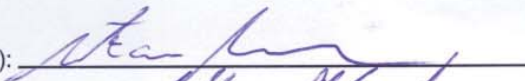
COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidata: Carmen Lúcia Avelar Lessa

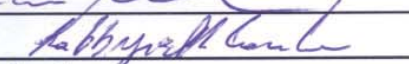
Data da Defesa: 29 de novembro de 2011

Título da Tese: "Esquema para Transmissão Utilizando MIMO com Cooperação de Usuários"

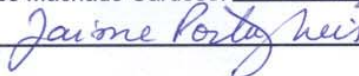
Prof. Dr. Gustavo Fraidenraich (Presidente):



Dr. Fabbryccio Akkazzha Chaves Machado Cardoso:



Prof. Dr. Jaime Portugheis:



Resumo

Neste trabalho é proposta uma estratégia para transmissão digital utilizando cooperação de usuários em conjunto com a tecnologia de múltiplas antenas (MIMO - do inglês, *Multiple Input Multiple Output*). Em um primeiro modelo de sistema foi utilizada a tecnologia CDMA (do inglês, *Code Division Multiple Access*) para distinção entre as mensagens dos usuários. Já em um segundo modelo sugerido foram utilizadas as técnicas do Descorrelacionador e a Decomposição em Valores Singulares (SVD - do inglês, *Singular Value Decomposition*) para permitir a cooperação entre os usuários sem a necessidade de multiplexação por código. Neste trabalho é apresentado como a cooperação entre os usuários pode ser feita utilizando várias antenas. Como exemplo foi considerado um regime de cooperação para o canal MIMO com dois usuários com uma única antena e o receptor com duas antenas. O cálculo da probabilidade de erro para este caso foi desenvolvido.

Palavras-chave: Cooperação de usuários, Sistemas com múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO), Probabilidade de erro de bit, Descorrelacionador, SVD.

Abstract

This work proposes user cooperation strategy using multiple antennas technology (MIMO). In a first model it was used a Code Division Multiple Access (CDMA) system and in a second model was applied the techniques of the Decorrelator and Singular Value Decomposition (SVD) to allow cooperation of users. It is show how cooperation using different numbers of antennas can be accomplished. It was considered a cooperation scheme for MIMO MAC channel with two users having single antenna and the receiver with two antennas. The results show that user cooperation with multiple antennas reduces the bit error probability.

Keywords: User cooperation, Multiple-input multiple-output (MIMO) systems, Bit error probability, Decorrelator, SVD.

Agradecimentos

Ao meu orientador, Prof. Dr. Gustavo Fraidenraich, sou grata por sua excelente orientação, pelo apoio, ajuda, opinião e amizade durante todo o decorrer da tese e por ter tido a oportunidade de trabalhar junto a ele.

Aos amigos, Mitchel Calderon, Carlos Eduardo, Fábio Stasiak os quais tive uma prazerosa convivência e a possibilidade de poder aprender ao longo destes últimos anos.

À minha querida tia, Maria Carmen, pelo incentivo e carinho.

Ao Dé e aos meus queridos irmãos, Marcos e Lili, pelo amor e carinho.

À CAPES, pelo apoio financeiro.

Aos meus queridos pais, Lilian e Fernando

Sumário

| | |
|--|-------------|
| Lista de Figuras | ix |
| Lista de Tabelas | x |
| Glossário | xi |
| Lista de Símbolos | xi |
| Lista de Siglas | xiii |
| Trabalhos Publicados Pelo Autor | xiv |
| 1 Introdução | 1 |
| 2 Sistemas com Múltiplas Antenas | 4 |
| 2.1 Arquitetura do Sistema com Múltiplas Antenas | 4 |
| 2.1.1 Sistema SIMO | 4 |
| 2.1.2 Sistema MISO | 5 |
| 2.1.3 Sistema MIMO | 6 |
| 2.2 Técnicas de Combinação do Sinal | 8 |
| 2.2.1 Combinação por Razão Máxima | 8 |
| 2.3 Esquema Alamouti | 10 |
| 2.3.1 Esquema de Transmissão Alamouti em Sistema MISO | 11 |
| 2.3.2 Esquema de Transmissão Alamouti Aplicado ao Sistema MIMO | 12 |
| 2.4 Capacidade de multiplexação de canais MIMO | 14 |
| 2.4.1 Capacidade via Decomposição em Valores Singulares (SVD) | 15 |
| 2.4.2 Descorrelacionador | 17 |
| 3 Cooperação de Usuários | 18 |
| 3.1 Análise Teórica | 18 |
| 3.2 Configuração do Esquema de Cooperação | 20 |
| 3.3 Implementação CDMA na Estratégia de Cooperação | 24 |
| 3.4 Lógica da Estratégia de Cooperação de Usuários | 25 |
| 3.5 Estratégia de Cooperação para um L Arbitrário | 27 |
| 3.6 Cálculo do erro de bit | 28 |

| | | |
|----------|--|-----------|
| 3.6.1 | Taxa de erro de bit para período sem cooperação | 29 |
| 3.6.2 | Estrutura do receptor subótimo e taxa de erro para períodos com cooperação | 29 |
| 4 | Sistemas com Cooperação e Múltiplas Antenas | 34 |
| 4.1 | Cooperação entre usuários com duas antenas na recepção em sistema CDMA | 34 |
| 4.2 | Modelo do canal utilizando múltiplas antenas, cooperação de usuários e as técnicas Descorrelacionador e SVD | 41 |
| 4.2.1 | Probabilidade de erro de bit | 43 |
| 5 | Conclusões e Considerações Finais | 47 |
| 5.1 | Trabalhos Futuros | 49 |
| | Referências bibliográficas | 50 |
| A | Equações | 52 |
| B | Equações | 53 |

Lista de Figuras

| | | |
|-----|--|-----|
| 1 | Canal SIMO. | iii |
| 2.1 | Canal SIMO. | 5 |
| 2.2 | Canal MISO. | 6 |
| 2.3 | Canal MIMO. | 7 |
| 2.4 | Esquema MRC. | 9 |
| 2.5 | Esquema Alamouti para o canal MISO. | 11 |
| 2.6 | Esquema Alamouti para o canal MIMO. | 13 |
| 2.7 | Conversão de um canal MIMO em um canal paralelo através do SVD. | 16 |
| 2.8 | Detector Descorrelacionador. | 17 |
| 3.1 | Canal usuários - ERB. | 20 |
| 3.2 | Canais interusuários | 21 |
| 3.3 | Modelo do Canal para utilização do esquema de cooperação. | 21 |
| 3.4 | Esquema de cooperação utilizando código de propagação CDMA com $L = 3$ | 25 |
| 3.5 | Variação da vazão com v , a fração de símbolos por período não utilizados, para diferentes valores de SNR_0 | 26 |
| 3.6 | Como a cooperação é implementada para CDMA convencional | 28 |
| 4.1 | Modelo do canal constituído por dois usuários cada um com uma única antena e um receptor com duas antenas utilizando o esquema de cooperação. | 35 |
| 4.2 | Esquema de transmissão e recepção utilizando cooperação entre usuários. | 36 |
| 4.3 | Comparação da probabilidade de erro de bit para diferentes sistemas: Sistema sem cooperação, Sistema proposto (MIMO + Cooperação) e Sistema utilizando apenas cooperação. $\sigma_0=\sigma_1=\sigma_2=1.0$ e $\lambda=1.0$ | 40 |
| 4.4 | Comparação da probabilidade de erro de bit para diferentes condições do canal inter-usuário do modelo usando cooperação de usuários juntamente com a tecnologia MIMO. $\sigma_0=\sigma_1=\sigma_2=1.0$ e $\lambda=1.0$ | 41 |
| 4.5 | Possibilidades de ocorrência de erro durante a transmissão do sistema proposto. | 44 |
| 4.6 | Comparação da probabilidade de erro de bit analítica e simulada do sistema MIMO com cooperação de usuários usando o esquema descorrelacionador juntamente com SVD | 45 |

Lista de Tabelas

| | | |
|-----|---|----|
| 2.1 | Esquema de Codificação de Alamouti. | 11 |
| 2.2 | Definição dos canais entre as antenas transmissoras e receptoras. | 13 |
| 2.3 | Sinais recebidos pelas duas antenas receptoras. | 13 |

Lista de Símbolos

- T_X - Transmissor
- R_X - Receptor
- k_i - Ganho do canal do i -ésimo caminho
- P_T - Potência de transmissão
- N_0 - Densidade espectral de potência unilateral
- k_{ij} - Entradas da matriz do canal
- \mathbf{K} - Matriz do canal
- i - i -ésima antena receptora
- j - j -ésima antena transmissora
- x - Sinal transmitido
- \mathbf{x} - Vetor composto pelos sinais transmitidos
- \mathbf{y} - Vetor composto pelos sinais recebidos
- \mathbf{n} - Vetor de ruído
- t - tempo
- α - magnitude do canal
- θ - fase do canal
- \hat{X}_i - Sinal X_i estimado

-
- r_0 - sinal X_0 recebido
- r_1 - sinal X_1 recebido
- P_i^* - Potências alocada
- P_1 - Potência do sinal X_1
- P_2 - Potência do sinal X_2
- X_{10} - Sinal para enviar a informação W_{10}
- X_{12} - Sinal para enviar a informação W_{12}
- X_{20} - Sinal para enviar a informação W_{20}
- X_{21} - Sinal para enviar a informação W_{21}
- C_1 - Parte do sinal que carrega a informação cooperada
- P_{C1} - Potência alocada ao sinal que transporta a informação cooperada do usuário
1
- P_{C2} - Potência alocada ao sinal que transporta a informação cooperada do usuário
2
- L - Período
- L_c - Período de cooperação
- \mathbf{c}_1 - vetor código de propagação do usuário 1
- \mathbf{c}_2 - vetor código de propagação do usuário 2

Lista de Siglas

- AWGN* - Additive White Gaussian Noise - ruído aditivo Gaussiano branco
- BPSK* - Binary Phase-Shift Keying - modulação por desvio de fase binária
- BSC* - Binary Simetric Channel - canal binário simétrico
- CDMA* - Code Division Multiple Access - acesso múltiplo por divisão de código
- EGC* - Equal Gain Combining - combinação por ganho igual
- ERB* - Estação Rádio Base
- MIMO* - Multiple Input Multiple Output - múltiplas entradas múltiplas saídas
- MISO* - Multiple Input Single Output - múltiplas entradas única saída
- MRC* - Maximal Ratio Combining - combinador por razão máxima
- PSK* - Phase Shift Keying - modulação por desvio de fase
- QoS* - Qualidade de Serviço
- SC* - Selection Combining - combinação por seleção
- SIMO* - Single Input Multiple Output - única entrada múltiplas saídas
- SNR* - Signal to noise ratio - relação sinal ruído
- STBC* - Space time block code - código de blocos espaço temporal
- STC* - Space Time Codes - códigos espaço-temporais
- SVD* - Singular Value Decomposition - decomposição em valores singulares

Trabalhos Publicados Pelo Autor

Evento

1. Carmen Lúcia Lessa e Gustavo Fraidenraich. "User Cooperation Using Multiple Antennas," *IEEE/SBrT International Telecommunications Symposium ITS 2010*, Manaus, AM, Brasil, Vol. 1, pg. 1-6, Setembro 2010.

Capítulo 1

Introdução

Sistemas de comunicações móveis permitem a troca de informações a taxas elevadas e de alta qualidade entre pequenos terminais portáteis em qualquer parte do mundo. Assim, os sistemas móveis atuais têm a necessidade de empregar técnicas avançadas não só para aumentar a taxa de dados e aumentar a eficiência espectral, mas também permitir que o sistema garanta a qualidade de serviço (QoS - do inglês, Quality of Service) [1]. O canal rádio móvel sofre desvanecimento, o que implica que, no tempo de uma chamada, os canais dos usuários sofrem várias atenuações. Em um ambiente onde o desvanecimento está presente, a qualidade da ligação pode variar muito, quer pelo deslocamento do transmissor e receptor e/ou por variações do ambiente.

Uma forma para combater efetivamente os efeitos desta atenuação decorrente do desvanecimento é utilizar algum tipo de diversidade. As formas de diversidade são diversidade espacial, diversidade temporal e diversidade em frequência [2]. Na diversidade espacial, antenas receptoras são separadas fisicamente de tal forma que os sinais recebidos por cada uma delas estejam descorrelacionados e os sinais provenientes dessas antenas são, então, combinados no receptor. Na diversidade temporal, réplicas da informação são enviadas em tempos diferentes. Já na diversidade em frequência réplicas da informação são enviadas por portadoras distintas, com uma separação em frequência superior à largura de faixa de coerência do canal, para que haja descorrelação entre as réplicas obtidas na recepção.

Neste trabalho é proposto um esquema para transmissão utilizando a tecnologia de múltiplas antenas, MIMO (do inglês, *Multiple Input Multiple Output*), e a tecnologia de cooperação de usuários. O uso de MIMO refere-se à utilização de múltiplas antenas na transmissão e recepção. Esta tecnologia fornece a diversidade espacial visto que múltiplas ligações são criadas entre o par transmissor-receptor. Em tal modelo de canal, a capacidade cresce com $\min(M_j, M_i)$, onde M_j é o número de antenas transmissoras e M_i é o número

de antenas no lado do receptor [2]. Este aumento da capacidade ocorre sem largura de faixa adicional ou de potência, e é definido como ganho de multiplexação. Independente de qualquer outra forma de diversidade estar sendo empregada, ter múltiplas antenas transmissoras é desejável devido a diversidade espacial que é fornecida [3]. A cooperação dos usuários também propõe uma forma de obter a diversidade espacial e temporal em redes sem fio [4], [5]. Em um sistema com cooperação de usuários, a cada usuário é atribuído um ou mais parceiros e cada usuário passa a ser responsável por transmitir não apenas suas próprias informações, mas também as informações dos seus parceiros. Este esquema resulta na transmissão da mesma informação, por usuários diferentes, aumentando a possibilidade de receber a informação de forma correta ao final da transmissão.

Este método de cooperação de usuários, de fato, alcança a diversidade espacial através da utilização da antena do parceiro e também fornece a diversidade temporal, já que seu sistema estabelece o envio da mesma informação em tempos distintos. O esquema de cooperação de usuários mostra-se um método complicado pelo fato de que o canal interusuário é ruidoso e também pelo fato de que ambos parceiros têm informações próprias para serem enviadas, não sendo um simples problema de um canal *relay* [6]-[7]. Dessa forma, este trabalho realiza a análise do desempenho de sistemas que utilizam a tecnologia MIMO juntamente com a cooperação de usuários no caso de dois usuários.

Através do esquema para transmissão proposto neste trabalho, constituído de duas antenas transmissoras e duas antenas receptoras utilizando a tecnologia de cooperação, é possível obter diversidade espacial em conjunto com a diversidade temporal [8]. A fim de distinguir as informações de cada usuário, a técnica de acesso múltiplo por divisão de código, CDMA (do inglês, *Code Division Multiple Access*), é utilizada e em seguida as técnicas de decomposição em valores singulares, SVD (do inglês, *Singular Value Decomposition*), e de Descorrelação também são empregadas. Nas simulações realizadas houve a comprovação de que a junção das tecnologias citadas, MIMO e cooperação de usuários, trazem benefícios para todo o sistema de comunicações analisado, diminuindo significativamente a probabilidade de erro de bit nas antenas receptoras.

Este trabalho está organizado como descrito a seguir. O Capítulo 2 apresenta os conceitos básicos de sistemas com múltiplas antenas. São descritas também técnicas de combinação do sinal, incluindo combinação por razão máxima, MRC (do inglês - *Maximal Ratio Combining*), esquemas Alamouti em sistemas com múltiplas entradas e única saída, MISO (do inglês, *Multiple Input Single Output*) e MIMO. Ainda neste capítulo é descrita a capacidade de multiplexação de canais MIMO via SVD. No Capítulo 3 é feita uma introdução aos sistemas com cooperação de usuários. A idéia da cooperação é então estendida

a múltiplas antenas receptoras. No Capítulo 4 é descrito o sistema proposto neste trabalho que emprega múltiplas antenas juntamente com o esquema de cooperação. É detalhada toda a estrutura de transmissão deste esquema proposto. Finalmente no Capítulo 5 são apresentadas as conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Sistemas com Múltiplas Antenas

A utilização de múltiplas antenas tanto no transmissor quanto no receptor do sistema fornece uma forma de diversidade espacial já que são criados múltiplos enlaces entre o par transmissor-receptor. A diversidade é utilizada em sistemas sem fio para combater o desvanecimento de curto prazo. O princípio básico da diversidade é que se várias réplicas do sinal são recebidas através de diferentes caminhos que experimentam desvanecimentos independentes, então, com grande probabilidade, pelo menos um ou alguns desses caminhos não estarão experimentando desvanecimento em um mesmo instante. A utilização de múltiplas antenas gera um sistema linear, caracterizado por uma matriz canal, que relaciona os sinais de entrada com os sinais de saída [2].

2.1 Arquitetura do Sistema com Múltiplas Antenas

2.1.1 Sistema SIMO

Um sistema com única entrada e várias saídas, SIMO (do inglês, *Single Input Multiple Output*) é composto por uma única antena no transmissor e múltiplas antenas no receptor. Essa arquitetura fornece diversidade espacial já que o sinal é recebido em mais de uma antena. Na Fig. 2.1 está ilustrado o modelo do sistema SIMO.

Neste sistema existirão, no receptor, R versões do sinal transmitido, onde R é o número de antenas receptoras. Como existe apenas uma antena transmissora a informação recebida pelas antenas receptoras é a mesma, no entanto, cada uma das R antenas recebe um sinal atenuado por desvanecimentos independentes e distintos. Um parâmetro importante, que indica qual é a máxima taxa de transmissão possível com probabilidade de erro tendendo a zero, é a capacidade do canal. Considerando um canal AWGN (do inglês,

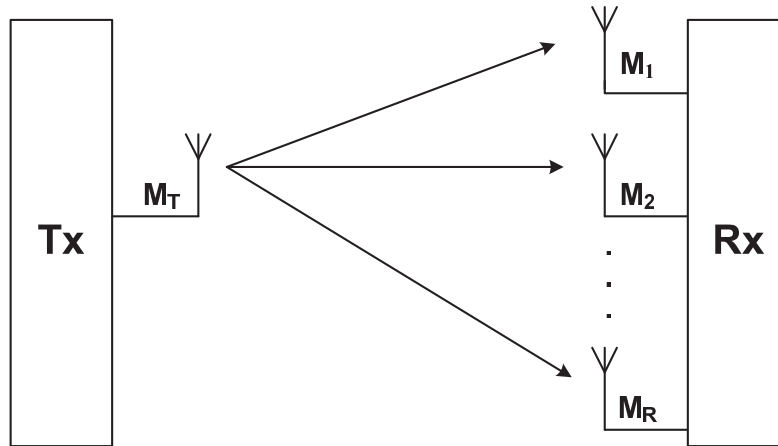


Fig. 2.1: Canal SIMO.

Additive White Gaussian Noise, para o sistema SIMO, a capacidade deste canal é dada por [9]

$$C_{SIMO} = \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{N_0} \sum_{i=1}^{M_R} |k_i|^2 \right) \quad (2.1)$$

onde k_i representa o ganho do canal da antena de transmissão até a antena de recepção, $i = 1, 2, \dots, M_R$, P_T indica a potência de transmissão, e N_0 a variância do ruído aditivo Gaussiano. Na equação (2.1) existe um aumento logarítmico da capacidade do canal com o aumento do número de antenas receptoras. Dessa forma, múltiplas antenas receptoras aumentam a SNR (*Signal to noise ratio* - relação sinal ruído).

2.1.2 Sistema MISO

Um sistema com múltiplas antenas no transmissor e uma única antena no receptor, MISO (do inglês *Multiple Input Single Output*) é composto por múltiplas antenas no transmissor e uma única antena no receptor. Com essa arquitetura é obtida uma diversidade espacial na transmissão já que o sinal é enviado por T antenas transmissoras diferentes, onde T é o número de antenas transmissoras. Neste sistema existirão, no transmissor, T versões do sinal transmitido. Na recepção uma única antena recebe a soma das T versões do mesmo sinal atenuado por desvanecimentos distintos e independentes. A capacidade deste sistema é dada por [9]

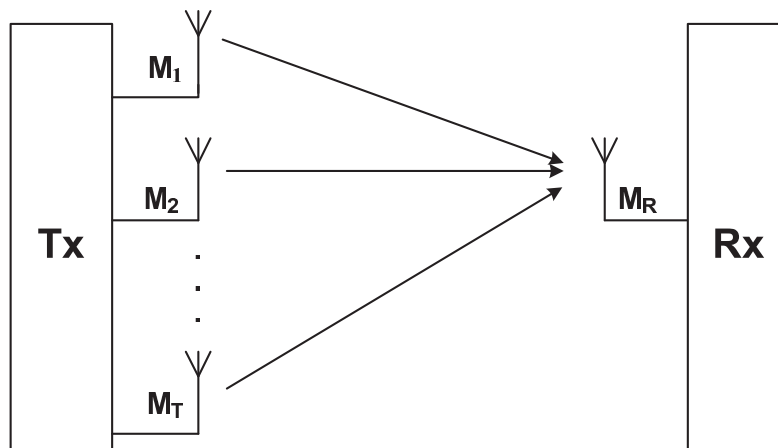


Fig. 2.2: Canal MISO.

$$C_{MISO} = \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{N_0} \sum_{i=1}^{M_T} |k_i|^2 \right) \quad (2.2)$$

Na equação (2.2) verifica-se que um aumento no número das antenas transmissoras leva a um aumento logarítmico na capacidade do canal, similar ao caso SIMO. Em ambos sistemas SIMO e MISO o benefício em ter múltiplas antenas é o ganho da SNR. Para obter um ganho de graus de liberdade, é preciso usar múltiplas antenas transmissoras e múltiplas antenas receptoras.

2.1.3 Sistema MIMO

Um sistema MIMO com T antenas transmissoras e R antenas receptoras está ilustrado na Fig. 2.3.

Os sistemas MIMO oferecem ganho de diversidade e ganho de multiplexação. O ganho de multiplexação do sinal é obtido através da superposição de várias fontes no canal, já o ganho de diversidade espacial é obtido pela transmissão do sinal por T antenas diferentes e pela recepção do sinal por R antenas distintas. Dessa forma, são recebidos por todas as R antenas o mesmo sinal enviado T vezes atenuado por desvanecimentos independentes e distintos. Efetivamente, o ganho de diversidade proporciona um aumento da potência recebida. O ganho de multiplexação fornece um aumento na capacidade do canal sem a necessidade de uma maior largura de banda, proporcionando, assim, um aumento da taxa de transmissão. De acordo com [2], como um sistema MIMO possui múltiplas antenas

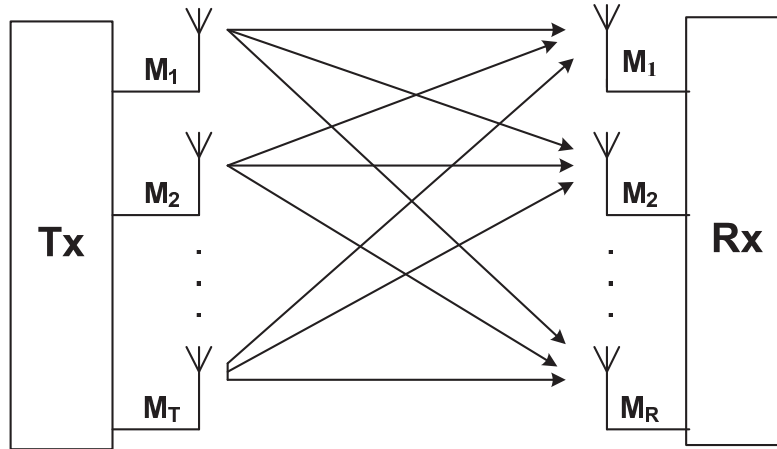


Fig. 2.3: Canal MIMO.

a matriz do canal, \mathbf{K} , é descrita pelos elementos k_{ij} , que corresponde a i -ésima antena receptora e a j -ésima antena transmissora, para $i = 1, 2, \dots, M_R$, e $j = 1, 2, \dots, M_T$.

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_{1,1} & k_{1,2} & \dots & k_{1,M_T} \\ k_{2,1} & k_{2,2} & \dots & k_{2,M_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ k_{M_R,1} & k_{M_R,2} & \dots & k_{M_R,M_T} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

O sinal transmitido \mathbf{x} é representado por um vetor $M_T \times 1$ e é dado por $\mathbf{x} = [X_1, X_2, \dots, X_{M_T}]^T$ onde X_j é o sinal transmitido pela j -ésima antena transmissora. Assim, o modelo do canal é dado pela equação

$$\mathbf{y} = \mathbf{K}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.4)$$

onde \mathbf{y} é o vetor dos dados recebidos e \mathbf{n} é o vetor ruído AWGN. Os valores dos coeficientes da matriz \mathbf{K} variam com o tempo e com o deslocamento do móvel (espaço). Dada a dificuldade de encontrar modelos físicos precisos, estes coeficientes são modelados estatisticamente. Uma boa aproximação do que ocorre na realidade é assumir que a magnitude dos elementos da matriz canal é distribuída de acordo com a distribuição *Rayleigh*, o que é equivalente a dizer que todos os elementos da matriz \mathbf{K} são variáveis aleatórias independentes complexas Gaussianas de mesma variância.

Como descrito anteriormente, múltiplas antenas podem ser utilizadas para fornecer ganho de diversidade e conseqüentemente proporcionar o aumento da confiabilidade dos *links* sem fio. Com o conhecimento do canal no transmissor múltiplas antenas transmissoras

podem fornecer ganho de potência via *beamforming* na transmissão [10]. O sistema MIMO em condições adequadas dos canais de desvanecimento fornece uma dimensão espacial adicional de comunicação que produz um ganho de grau de liberdade. Esses graus de liberdade adicionais podem ser explorados por multiplexação espacial de vários fluxos de dados sobre o canal MIMO levando a um aumento da capacidade: a capacidade de um canal MIMO com T antenas transmissoras e R antenas receptoras, considerando T e R igual a n , é proporcional a n .

O ganho de potência é muito significativo no regime de baixa SNR onde os sistemas têm potência limitada, no entanto, este ganho em um regime com alta SNR e largura de banda limitada não apresenta a mesma relevância. Como descrito anteriormente, a tecnologia MIMO pode fornecer tanto ganho de potência quanto ganho de graus de liberdade. Assim, MIMO torna-se uma ferramenta muito poderosa para aumentar a capacidade de forma significativa em um regime de baixa SNR.

2.2 Técnicas de Combinação do Sinal

Técnicas de combinação do sinal no receptor são utilizadas em sistemas de comunicações com o objetivo de se alcançar diversidade para melhorar a qualidade da informação recebida em ambientes com desvanecimento. Os três métodos clássicos de combinação são: combinação por seleção, SC (do inglês *Selection Combining*), combinação por ganho igual, EGC (do inglês, *Equal Gain Combining*) e combinação por razão máxima, MRC (do inglês, *Maximal Ratio Combining*). A técnica de combinação por seleção, SC, escolhe sempre o melhor sinal dentre todos os sinais de saída. Como critério para seleção do sinal utiliza-se a informação recebida com maior potência. A combinação por ganho igual, EGC, simplesmente soma os sinais a serem combinados, ou seja, as informações recebidas são ponderadas com ganhos iguais. Este método se aproxima do desempenho da combinação ótima e possui uma implementação simples. A combinação por razão máxima, MRC, realiza uma soma ponderada dos sinais onde o coeficiente de ponderação de cada ramo é proporcional à razão entre o valor do sinal e a potência média do ruído. Este método resulta na combinação ótima atingindo o limite máximo teórico de ganho [11] e por isto, será a técnica adotada nas implementações realizadas neste trabalho.

2.2.1 Combinação por Razão Máxima

Neste esquema de combinação os R sinais antes de serem combinados são ponderados por um valor proporcional à potência do sinal recebido e a potência do ruído associado.

Na Fig. 2.4 é representado o esquema de combinação por razão máxima. Durante o tempo

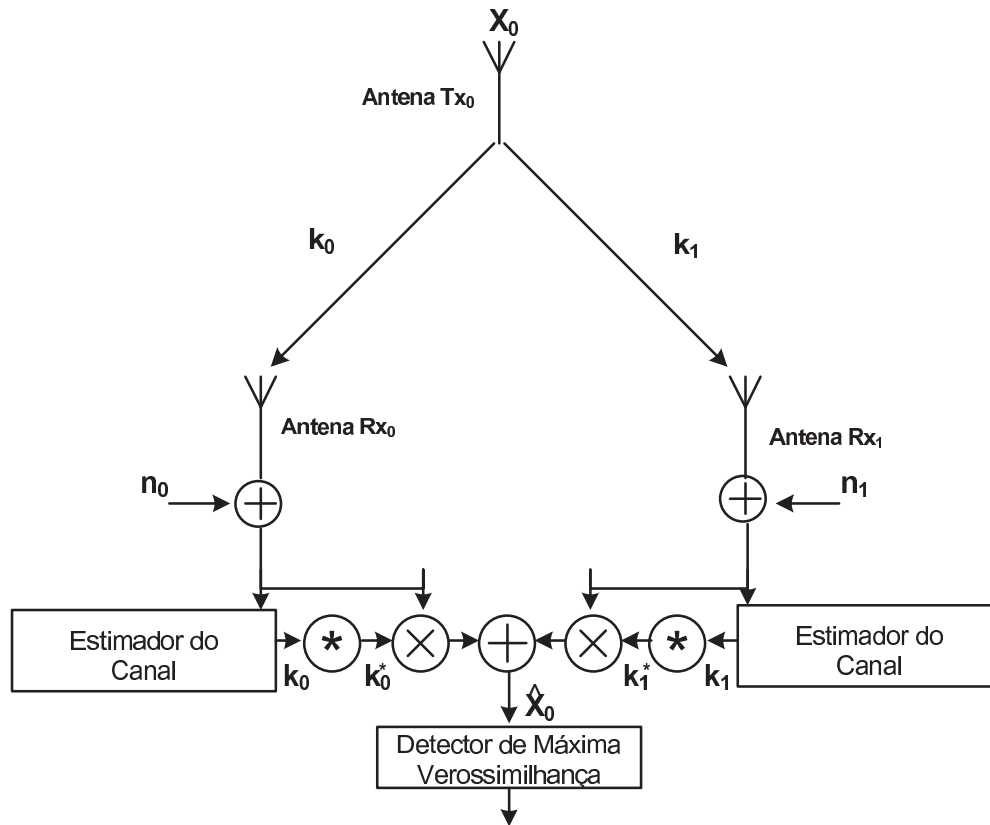


Fig. 2.4: Esquema MRC.

t o sinal X_0 é enviado pelo transmissor. Os canais entre a antena transmissora T_x e a antena receptora R_{x0} e o canal entre a antena transmissora T_x e a antena receptora R_{x1} respectivamente, são dados por

$$k_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0} \quad (2.5)$$

$$k_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1} \quad (2.6)$$

onde α_i é a magnitude e θ_i a fase do canal. Os sinais recebidos adicionados do ruído e da interferência pelos receptores são dados por

$$r_0 = k_0 X_0 + n_0 \quad (2.7)$$

$$r_1 = k_1 X_0 + n_1 \quad (2.8)$$

onde n_0 e n_1 referem-se ao ruído complexo gaussiano. Usando o esquema de combinação por razão máxima, obtém-se

$$\begin{aligned}\hat{X}_0 &= k_0^* r_0 + k_1^* r_1 \\ &= k_0^* (k_0 X_0 + n_0) + k_1^* (k_1 X_0 + n_1) \\ &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) X_0 + k_0^* n_0 + k_1^* n_1\end{aligned}\quad (2.9)$$

A regra de decisão de máxima verossimilhança no receptor para escolher X_i é dada por

$$d^2(r_0, k_0 X_i) + d^2(r_1, k_1 X_i) \leq d^2(r_0, k_0 X_k) + d^2(r_1, k_1 X_k) \quad (2.10)$$

onde $d^2(x, y)$ é o quadrado da distância Euclidiana entre x e y . Dessa forma, X_i será escolhido se e somente se

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2) |X_i|^2 - \tilde{X}_0 X_i^* - \tilde{X}_0^* X_i \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) |X_k|^2 - \tilde{X}_0 X_k^* - \tilde{X}_0^* X_k, \quad \forall i \neq k \quad (2.11)$$

Para a modulação PSK (*Phase Shift Keying* - Modulação por Desvio de Fase)

$$|X_i|^2 = |X_k|^2 = E_s, \quad \forall i \neq k \quad (2.12)$$

onde E_s é a energia do sinal. Para modulação PSK a regra em (2.15) pode ser simplificada para a escolha de X_i se

$$d^2(\tilde{X}_0, X_i) \leq d^2(\tilde{X}_0, X_k), \quad \forall i \neq k \quad (2.13)$$

O combinador por razão máxima constrói o sinal como ilustrado na Fig. 2.4. Desta forma, a relação sinal ruído na saída do combinador é maximizada e, portanto, a probabilidade de erro é minimizada [11].

2.3 Esquema Alamouti

Os códigos espaço-temporais, STC (do inglês *Space Time Codes*) fornecem redundância tanto no espaço (antenas transmissoras) quanto no tempo, de modo que ganhos de diversidade e de código (código de repetição) podem ser obtidos simultaneamente. Alamouti [12] em 1998 criou um esquema STBC (do inglês, *Space Time Codes*) com duas antenas transmissoras e uma antena receptora (canal MISO). Neste esquema a decodificação trata-se apenas de um processamento linear, tornando-se bastante simples.

2.3.1 Esquema de Transmissão Alamouti em Sistema MISO

No esquema de transmissão Alamouti, dois sinais distintos X_1 e X_0 são transmitidos simultaneamente, pela antena Tx_0 e antena Tx_1 , respectivamente. No instante seguinte de transmissão $-X_1^*$ é transmitido pela antena Tx_0 e X_0^* é transmitido pela antena Tx_1 , como ilustrado na Fig. 2.5.

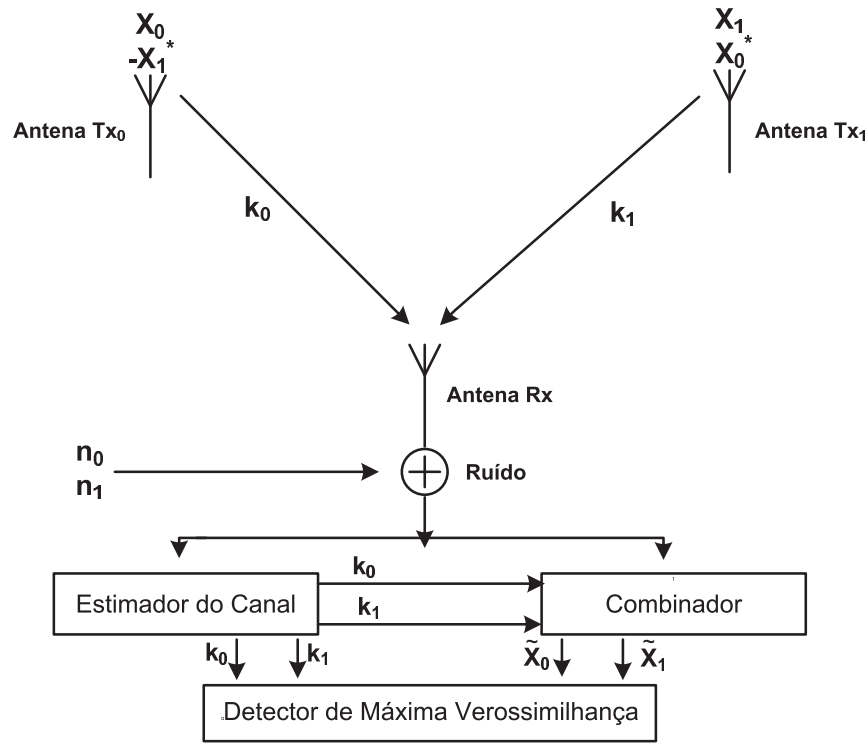


Fig. 2.5: Esquema Alamouti para o canal MISO.

Tab. 2.1: Esquema de Codificação de Alamouti.

| Tempo | Antena Rx_0 | Antena Rx_1 |
|-------------|---------------|---------------|
| Tempo t | X_0 | X_1 |
| Tempo $t+T$ | $-X_1^*$ | X_0^* |

Neste esquema de codificação é necessário que os receptores conheçam a matriz do canal, e cada elemento desta matriz é considerado estacionário durante dois períodos de símbolos

consecutivos. De acordo com o esquema da Fig. 2.5 o sinal recebido é dado por

$$r_0 = r(t) = k_0 X_0 + k_1 X_1 + n_0 \quad (2.14)$$

$$r_1 = r(t+T) = -k_0 X_1^* + k_1 X_0^* + n_1 \quad (2.15)$$

onde r_0 e r_1 representam os sinais recebidos nos períodos t e $t+T$, respectivamente, k_0 e k_1 são os desvanecimentos do sinal transmitido pela antena Tx_0 e antena Tx_1 , respectivamente, e n_0 e n_1 são variáveis aleatórias Gaussianas complexas e representam o ruído AWGN do receptor. Após serem armazenados, os sinais r_0 e r_1 , implementa-se a seguinte regra de combinação para estimar os sinais transmitidos, X_0 e X_1 , como a seguir

$$\hat{X}_0 = k_0^* r_0 + k_1 r_1^* \quad (2.16)$$

$$\hat{X}_1 = k_1^* r_0 + k_0 r_1^* \quad (2.17)$$

Substituindo (2.16) e (2.17) nas equações (2.18) e (2.19)

$$\begin{aligned} \hat{X}_0 &= k_0^*(k_0 X_0 + k_1 X_1 + n_0) + k_1(-k_0 X_1^* + k_1 X_0^* + n_1)^* \\ &= \alpha_0^2 X_0 + k_0^* n_0 + \alpha_1^2 X_0 + k_1 n_1^* \\ &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) X_0 + k_0^* n_0 + k_1 n_1^* \end{aligned} \quad (2.18)$$

A mesma análise pode ser feita para \hat{X}_1 , o que implica em

$$\hat{X}_1 = (\alpha_1^2 + \alpha_0^2) X_1 + k_1^* n_0 - k_0 n_1^* \quad (2.19)$$

Cada um dos sinais \hat{X}_0 e \hat{X}_1 é, então, enviado ao detector de máxima verossimilhança e a decisão é feita como em (2.10).

2.3.2 Esquema de Transmissão Alamouti Aplicado ao Sistema MIMO

Para determinadas aplicações é necessária uma ordem maior de diversidade e a recepção em várias antenas é viável. Neste caso, é possível fornecer uma maior diversidade com duas antenas transmissoras e R antenas receptoras. Como ilustração, é demonstrada a aplicação da técnica Alamouti em um sistema constituído por duas antenas transmissoras e duas antenas receptoras.

A seqüência de codificação e transmissão dos símbolos para essa configuração é idêntica ao caso de um único receptor, mostrado na Tab. 2.1. Na Tab. 2.2. é definido o canal entre

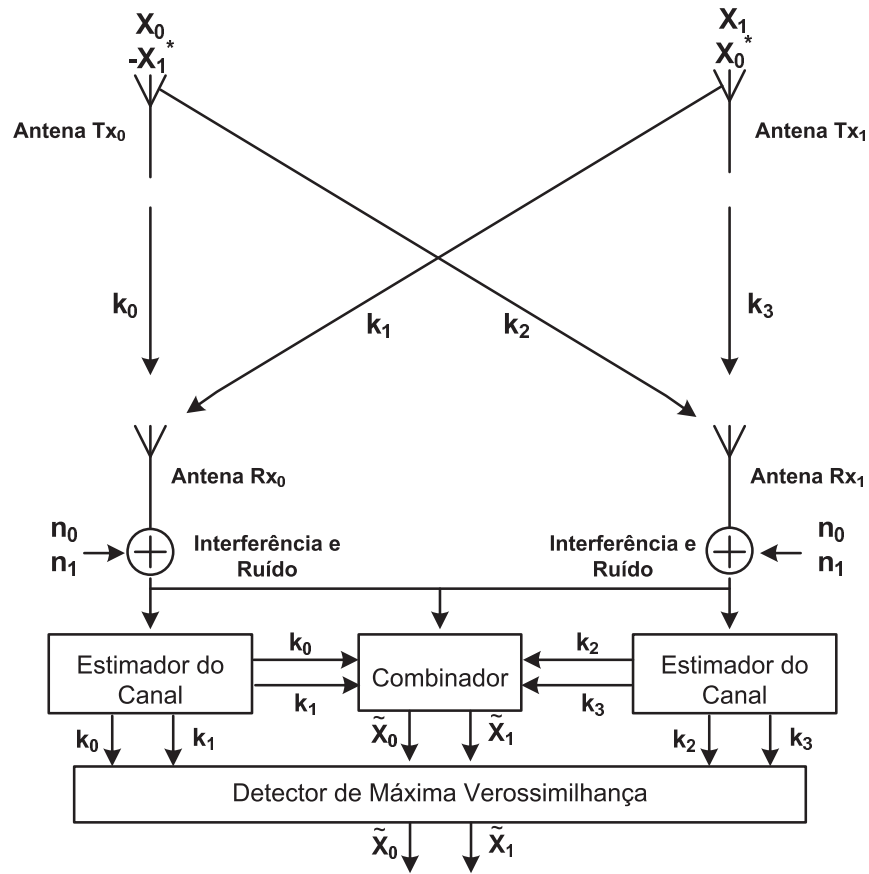


Fig. 2.6: Esquema Alamouti para o canal MIMO.

Tab. 2.2: Definição dos canais entre as antenas transmissoras e receptoras.

| Antenas | Antena Rx_0 | Antena Rx_1 |
|---------------|---------------|---------------|
| Antena Tx_0 | k_0 | k_2 |
| Antena Tx_1 | k_1 | k_3 |

Tab. 2.3: Sinais recebidos pelas duas antenas receptoras.

| Tempo | Antena Rx_0 | Antena Rx_1 |
|-------------|---------------|---------------|
| Tempo t | r_0 | r_2 |
| Tempo $t+T$ | r_1 | r_3 |

as antenas transmissoras e receptoras, já na Tab. 2.3. são exibidos os sinais recebidos pelas duas antenas dados pelas seguintes equações

$$r_0 = k_0 X_0 + k_1 X_1 + n_0 \quad (2.20)$$

$$r_1 = -k_0 X_1^* + k_1 X_0^* + n_1 \quad (2.21)$$

$$r_2 = k_2 X_0 + k_3 X_1 + n_2 \quad (2.22)$$

$$r_3 = -k_2 X_1^* + k_3 X_0^* + n_3 \quad (2.23)$$

onde n_0 , n_1 , n_2 e n_3 são variáveis aleatórias complexas Gaussianas que representam o ruído branco aditivo no receptor. Assim o combinador Alamouti exibido na Fig. 2.6 produz dois sinais que são enviados ao detector de máxima verossimilhança

$$\hat{X}_0 = k_0^* r_0 + k_1 r_1^* + k_2^* r_2 + k_3 r_3^* \quad (2.24)$$

$$\hat{X}_1 = k_1^* r_0 - k_0 r_1^* + k_3^* r_2 - k_2 r_3^* \quad (2.25)$$

Da mesma forma realizada para o caso de uma única antena receptora, a análise da estimação pode ser desdobrada para

$$\hat{X}_0 = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) X_0 + k_0^* n_0 + k_1 n_1^* + k_2^* n_2 + k_3 n_3^* \quad (2.26)$$

$$\hat{X}_1 = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) X_1 + k_1^* n_0 - k_0 n_1^* + k_3^* n_2 - k_2 n_3^* \quad (2.27)$$

Os sinais combinados das duas antenas receptoras são a simples adição dos sinais combinados em cada antena receptora. A partir daí, de maneira análoga ao caso anterior, o detector de máxima verossimilhança decide por \hat{X}_0 pelo seguinte critério, para $\forall i \neq k$, escolha X_i se e somente se

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |X_i|^2 + d^2(\tilde{X}_0, X_i) \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |X_k|^2 + d^2(\tilde{X}_0, X_k) \quad (2.28)$$

A mesma análise é feita para \hat{X}_1 , onde

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1) |X_i|^2 + d^2(\tilde{X}_0, X_i) \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1) |X_k|^2 + d^2(\tilde{X}_1, X_k) \quad (2.29)$$

2.4 Capacidade de multiplexação de canais MIMO

Como dito anteriormente, um canal sem fio com M_T antenas transmissoras e M_R antenas receptoras é descrito por uma matriz \mathbf{K} . Através da análise da capacidade do canal é possível

identificar quais são as propriedades da matriz \mathbf{K} que determinam o ganho de multiplexação espacial.

2.4.1 Capacidade via Decomposição em Valores Singulares (SVD)

A técnica SVD tem por objetivo aumentar o ganho de multiplexação em um sistema MIMO quando o canal é conhecido tanto no receptor como no transmissor. O canal invariante no tempo é descrito por (2.4), onde $\mathbf{x} \in C^{M_T}$, $\mathbf{y} \in C^{M_R}$ e $\mathbf{n} \sim \text{CN}$ denotam o sinal transmitido, o sinal recebido e o ruído Gaussiano branco, respectivamente, em um período de símbolo. A matriz canal $\mathbf{K} \in C^{M_R \times M_T}$ é determinística, constante e conhecida pelo transmissor e pelo receptor. As entradas desta matriz, k_{ij} representam o ganho do canal da antena transmissora j para a antena receptora i . Além disso, existe uma restrição de potência total, P_T , sobre os sinais das antenas de transmissão. A capacidade de um sistema descrito por (2.4) pode ser calculada pela decomposição do vetor de canal em um subconjunto de sub-canais Gaussianos escalares independentes paralelos. Pela álgebra linear básica, cada transformação linear pode ser representada como uma composição de três operações: uma operação de rotação, uma operação de dimensionamento e outra operação de rotação. Na notação de matrizes, a matriz \mathbf{K} tem uma decomposição singular de valores dada da seguinte forma [2]

$$\mathbf{K} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^* \quad (2.30)$$

onde $\mathbf{U} \in C^{R \times R}$ e $\mathbf{V} \in C^{T \times T}$ são matrizes unitárias isto é, $\mathbf{U}^*\mathbf{U} = \mathbf{U}\mathbf{U}^* = \mathbf{I}$ e $\mathbf{\Lambda} \in \Re^{R \times T}$ é uma matriz retangular cujos elementos da diagonal são números reais e não negativos. Os elementos da diagonal $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_{n_{min}}$ são os valores singulares ordenados da matriz \mathbf{K} , onde $n_{min} := \min(T, R)$. Então

$$\mathbf{K}\mathbf{K}^* = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{\Lambda}^\dagger\mathbf{U}^* \quad (2.31)$$

os valores λ_i^2 são os auto valores da matriz $\mathbf{K}\mathbf{K}^*$, que são os mesmo da matriz $\mathbf{K}^*\mathbf{K}$. Existem n_{min} valores singulares. É possível reescrever a matriz \mathbf{K} utilizando a decomposição SVD da seguinte forma

$$\mathbf{K} = \sum_{i=1}^{n_{min}} \lambda_i \mathbf{u}_i \mathbf{v}_i^* \quad (2.32)$$

Definindo-se

$$\tilde{\mathbf{x}} := \mathbf{V}^* \mathbf{x} \quad (2.33)$$

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{U}^* \mathbf{y} \quad (2.34)$$

$$\tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{U}^* \mathbf{n} \quad (2.35)$$

Então o canal (2.4) pode ser reescrito como

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{\Lambda} \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (2.36)$$

onde $\tilde{\mathbf{n}} \sim CN(0, N_0 \mathbf{I}_{nr})$ tem a mesma distribuição que \mathbf{n} e $\|\tilde{\mathbf{x}}\|^2 = \|\mathbf{x}\|^2$ [2]. Assim a energia é preservada e a representação equivalente do canal Gaussiano paralelo é

$$\tilde{y}_i = \lambda_i \tilde{x}_i + \tilde{n}_i \quad (2.37)$$

para $i = 1, 2, \dots, n_{min}$.

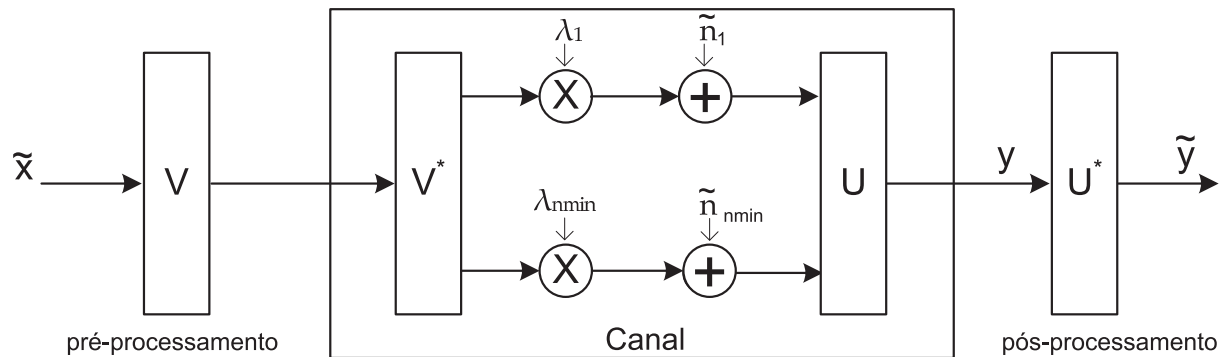


Fig. 2.7: Conversão de um canal MIMO em um canal paralelo através do SVD.

A SVD pode ser interpretada como duas transformações de coordenadas: a entrada é expressa em termos de um sistema de coordenadas definido pelas colunas de \mathbf{V} e o resultado é expresso em termos de um sistema de coordenadas definido pelas colunas de \mathbf{U} , dessa forma a relação de entrada e saída fica muito simples. A equação (2.36) é uma representação do canal original (2.4) com a entrada e saída expressas em termos das novas coordenadas. A capacidade é dada por [2]

$$C = \sum_{i=1}^{n_{min}} \log_2 \left(1 + \frac{P_i^* \lambda_i^2}{N_0} \right) \quad \text{bits/s/Hz} \quad (2.38)$$

onde $P_1^*, \dots, P_{n_{min}}^*$ são as potências de *waterfilling* alocadas

$$P_i^* = \left(\mu - \frac{N_0}{\lambda_i^2} \right)^+ \quad (2.39)$$

com μ escolhido para satisfazer a restrição de potência total $\sum_i P_i^* = P$. Cada um dos λ_i^2 s corresponde a um *eigenmode* (automodo) do canal, também chamado de *eigenchannel*. Cada *eigenchannel* diferente de zero pode suportar um fluxo de dados, portanto o canal MIMO pode suportar vários fluxos de dados de forma simultânea.

2.4.2 Descorrelacionador

O detector Descorrelacionador, diferenciando-se de um detector convencional, acrescenta a transformação linear $\mathbf{T} = \mathbf{K}^{-1}$ onde \mathbf{K}^{-1} é a matriz inversa da matriz canal. Dessa forma, seu princípio é caracterizado pela multiplicação do sinal recebido pelo inverso da matriz canal, conhecida no receptor, anulando desta forma a interferência multiusuário [13]. A Fig. 2.8 ilustra o princípio de funcionamento do detector Descorrelacionador. Na Fig. 2.8

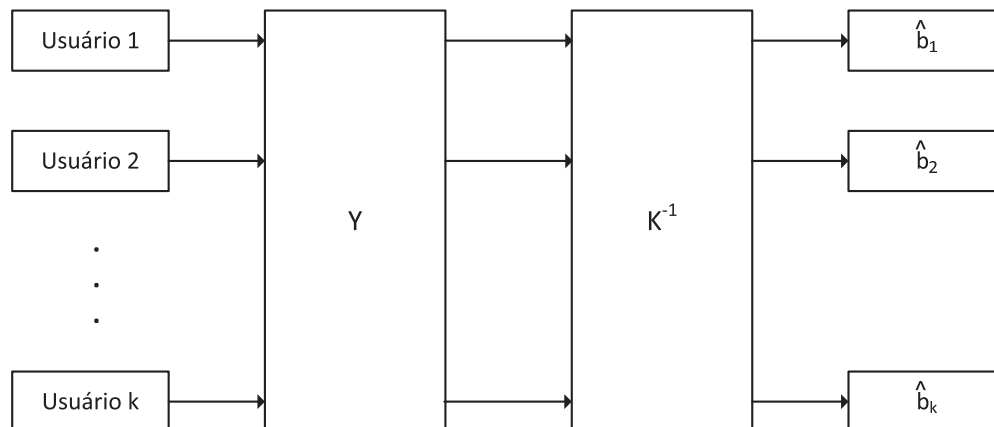


Fig. 2.8: Detector Descorrelacionador.

\hat{b}_1 , \hat{b}_2 e \hat{b}_k são, respectivamente, os bits b_1 , b_2 e b_k estimados.

Capítulo 3

Cooperação de Usuários

Independente de outras formas de diversidade serem empregadas, a utilização de múltiplas antenas na transmissão é sempre desejável devido a diversidade espacial que elas fornecem, no entanto, a utilização de múltiplas antenas no *uplink* do sistema celular é inviável devido ao tamanho da unidade móvel.

Para superar esta limitação, mas ainda garantir a diversidade nas antenas transmissoras a estratégia de cooperação é proposta como uma nova forma de diversidade espacial, onde os ganhos de diversidade são obtidos pela cooperação das células de usuários [14],[15], [16]. Isto é, em cada célula, cada usuário tem um "parceiro". Cada um dos parceiros é responsável por transmitir não somente suas próprias informações, mas também a informação do seu parceiro que é recebida e detectada.

3.1 Análise Teórica

Para introduzir o conceito de cooperação de usuários é necessário fornecer uma análise baseada na Teoria da Informação. Esta análise é importante não só para compreender os limites estabelecidos entre a colaboração de usuários, mas também para fornecer a compreensão de como esta técnica deve ser estruturada.

Em 1983, Willems, [17] mostrou que um sistema constituído por 2 usuários, usuário 1 e usuário 2, teria ganho em taxa se fossem utilizados o esquemas de transmissão *Block Markov Encoding* [11] e decodificação *backward* [17],[18]. Os dois usuários constituintes deste sistema são considerados como parceiros, pois ambos irão utilizar um ao outro para enviar sua mensagem a ERB (Estação Rádio Base), ou seja, a mensagem do usuário 1 será enviada tanto pelo próprio usuário 1, como também pelo seu parceiro, no caso, o usuário 2. O mesmo ocorre com o usuário 2 que terá sua mensagem enviada tanto por ele quanto

pelo seu parceiro, usuário 1.

A informação que será transmitida por ambos usuários é denotada por W_j para $j=1,2$, onde j refere-se a qual usuário pertence a informação. O usuário 1 divide sua informação W_1 em duas partes: W_{10} a ser enviada diretamente a ERB, e W_{12} a ser enviada a ERB via usuário 2.

Para que as informações acima sejam capazes de serem enviadas, a estrutura de transmissão do sinal segue o formato da seguinte equação formulada por Willems [17]

$$X_1 = X_{10} + X_{12} + C_1 \quad (3.1)$$

onde X_1 é o sinal enviado pelo usuário 1 que é composto por três períodos. No primeiro período o usuário 1 transmite o sinal X_{10} para enviar sua informação W_{10} diretamente para a ERB. Durante o segundo período, o sinal X_{12} é transmitido para enviar a informação W_{12} para o usuário 2, seu parceiro, e C_1 é a parte do sinal que carrega a informação cooperada, ou seja, é neste período que o sinal de cada usuário enviado para seu parceiro no período anterior será transmitido a ERB. Sua potência total é dividida da seguinte forma

$$P_1 = P_{10} + P_{12} + P_{C1} \quad (3.2)$$

Para X_{10} é alocada a potência P_{10} para enviar a informação W_{10} com taxa R_{10} diretamente para a ERB. Para transmitir X_{12} é alocada potência P_{12} para transmitir a informação W_{12} para o usuário 2 com taxa R_{12} e para C_1 é alocada potência P_{C1} que é utilizada para enviar a informação cooperada para a ERB. A estrutura de transmissão do sinal do usuário 2, X_2 , e a divisão da potência P_2 é feita de forma similar. Assim

$$X_2 = X_{20} + X_{21} + C_2 \quad (3.3)$$

$$P_2 = P_{20} + P_{21} + P_{C2} \quad (3.4)$$

Para atender ao conceito básico proposto em (3.1) é necessário que o parceiro seja capaz de reconstruir a informação cooperada perfeitamente, dessa forma, a transmissão da taxa de W_{12} enviada para o usuário 2, isto é, R_{12} , e a potência alocada a W_{12} , isto é, P_{12} , deve ser tal que W_{12} possa ser perfeitamente decodificada pelo móvel 2. Define-se como informação cooperada a informação do usuário j , para $j = 1, 2$ que é enviada para o seu parceiro.

A transmissão descrita acima ocorre durante B Blocos de comprimento n . A cooperação no bloco i , para $i = 1, \dots, B$, é obtida através da construção dos sinais C_1 e C_2 baseados em $(W_{12}(i-1), W_{21}(i-1))$ que agora são conhecidos pelo móvel 1 e pelo móvel 2. O receptor

espera até todos os B blocos terem sido recebidos e começa a decodificar a partir do último bloco (decodificação *backward*).

3.2 Configuração do Esquema de Cooperação

A partir da equação (3.1) tem-se que em um sistema constituído por dois usuários a cooperação é desejada a fim de enviar as informações necessárias ao receptor com a maior taxa possível. Através da cooperação cada usuário enviará para a ERB suas próprias mensagens como também a mensagem do parceiro com o qual está cooperando.

Dessa forma, em [14] e [15] é proposto um modelo de cooperação de usuários o qual será descrito e utilizado neste trabalho. Baseado em (3.1) é possível dividir o modelo de transmissão deste esquema em dois canais: o canal onde cada usuário envia mensagens diretamente a ERB e que aqui será chamado de canal usuário-ERB e o canal onde os usuários trocam informações denominado como canal interusuário.

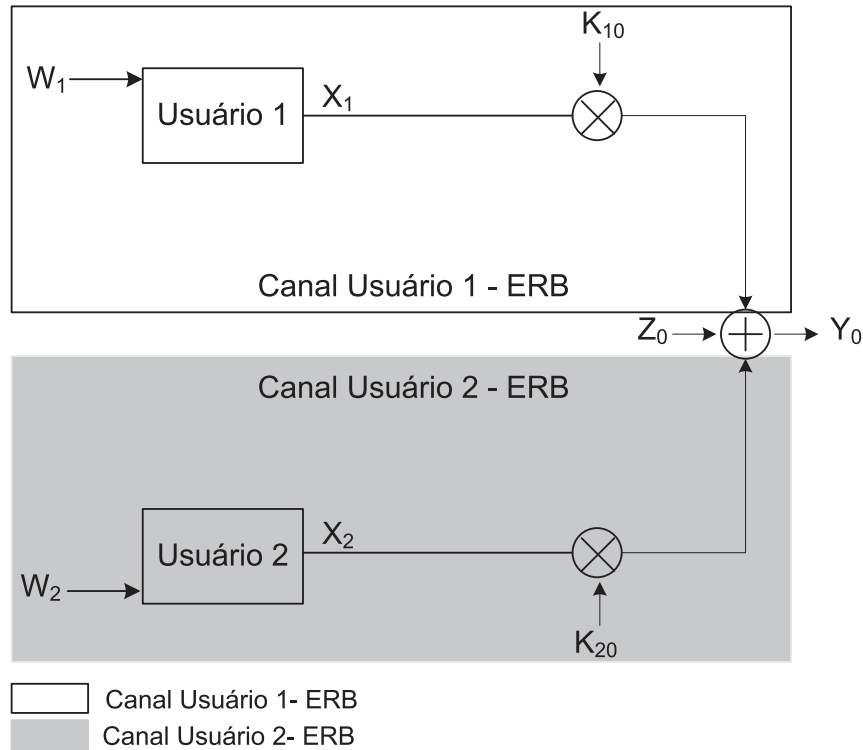


Fig. 3.1: Canal usuários - ERB.

O canal usuários-ERB está descrito na Fig. 3.1, neste canal os sinais de cada usuário seguem diretamente para a ERB. Na Fig. 3.2 estão esquematizados os canais entre usuários.

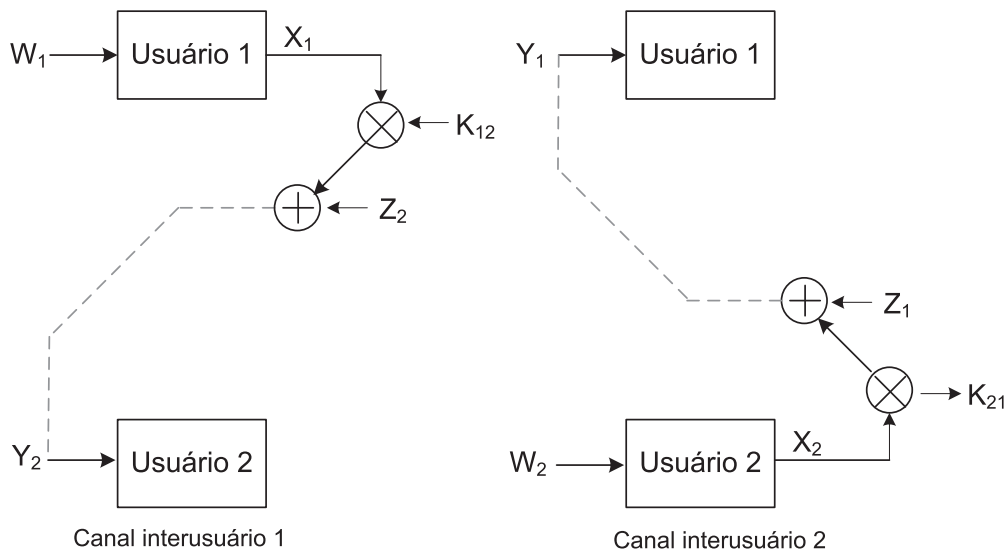


Fig. 3.2: Canais interusuários

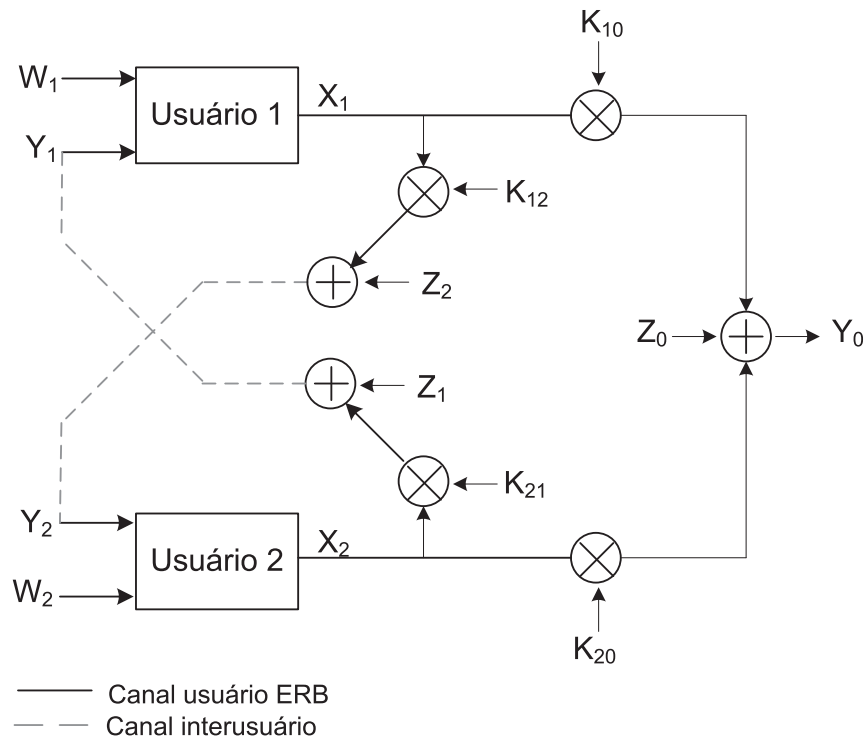


Fig. 3.3: Modelo do Canal para utilização do esquema de cooperação.

Durante o período onde ocorrerá a cooperação, o usuário 1 envia o seu sinal, X_1 para o parceiro através deste canal. De forma similar se dá a comunicação do usuário 2 para o

usuário 1. A Fig. 3.3 ilustra o modelo do canal com cooperação entre usuários onde cada móvel recebe uma versão atenuada e ruidosa do sinal transmitido pelo parceiro e o utiliza juntamente com os seus próprios dados, para construir o sinal transmitido. A ERB recebe uma versão ruidosa da soma dos sinais atenuados de ambos usuários. É importante notar, que este modelo do canal é constituído pela junção dos canais interusuários e usuário-ERB, já que para estabelecer a cooperação existirão períodos onde o sinal é enviado somente para a ERB (canal usuário-ERB) e onde o sinal é enviado para o respectivo parceiro de cada usuário (canais interusuários). Dessa forma, para que a cooperação seja possível, o sinal transmitido deve ser concebido para transportar informações não só para a ERB, mas também para o parceiro.

A formulação matemática do modelo proposto é dada por

$$Y_0 = K_{10}X_1 + K_{20}X_2 + Z_0 \quad (3.5)$$

$$Y_1 = K_{21}X_2 + Z_1 \quad (3.6)$$

$$Y_2 = K_{12}X_1 + Z_2 \quad (3.7)$$

onde Y_0 , Y_1 e Y_2 são os sinais recebidos pela ERB, pelo usuário 1, e pelo usuário 2, respectivamente, durante um período de símbolo. X_i é o sinal transmitido pelo usuário i , para $i = 1, 2$ e Z_i é o ruído aditivo do canal até a ERB, usuário 1 e usuário 2, para $i = 0, 1, 2$, respectivamente. Assume-se que os coeficientes do desvanecimento (K_{ij}) permanecem constantes ao longo de pelo menos um período de símbolo, e são observados ao longo do tempo sobre a forma de processos estocásticos ergódicos, resultando em desvanecimentos não seletivos em frequência.

No modelo representado pelas equações (3.5) - (3.7) não existe contribuição de X_2 em Y_2 , embora ambos estejam presentes no terminal pertencente ao usuário 2. É importante observar que não há nenhuma interferência de X_2 em Y_2 e de X_1 em Y_1 (cancelamento de eco perfeito). No entanto, como em [14] assume-se que o cancelamento do eco nos móveis é possível. Isto facilita a identificação dos benefícios da cooperação nos casos mais gerais. Como exemplo, na seqüência deste capítulo será apresentada uma implementação que faz uso da técnica de múltiplo acesso, CDMA, para criar dois canais separados, eliminando assim o cancelamento de eco necessário. Além disso, a divisão do tempo entre os móveis foi investigada em [15], onde foi demonstrado que a cooperação continua a oferecer diversidade completa.

O modelo do canal da Fig. 3.3 assume que o sinal X_i tem uma restrição de potência média de P_i , para $i = 1, 2$; os termos referentes aos ruídos Z_i são processos aleatórios brancos

Gaussianos complexos com densidade espectral $(N_i/2)$ para $i = 0, 1, 2$; e os coeficientes do desvanecimento são variáveis aleatórias Gaussianas complexas com variância ξ_{ij}^2 (que corresponde ao desvanecimento *Rayleigh*). Neste modelo também é assumido que a ERB pode acompanhar as variações em K_{10} e K_{20} , o usuário 1 conhece K_{21} da mesma forma que o usuário 2 conhece K_{12} , implicando que toda a codificação é feita com o conhecimento dos parâmetros de desvanecimento [14], [15]. Devido a reciprocidade do canal assume-se que a média de K_{12} e K_{21} são idênticas. Finalmente, para simplificar a análise e exposição, sem perda de generalidade, considera-se um sistema síncrono.

Uma questão importante a ser considerada para encontrar uma solução eficaz para utilizar o esquema de cooperação é o grau de informação dos canais disponíveis no transmissor. Desde que os usuários conheçam o coeficiente do desvanecimento do canal interusuário, a questão se reduz a quanta informação eles possuem sobre o coeficiente do desvanecimento no canal usuário-ERB. Na composição do sistema apresentado será considerado que os transmissores conhecem a fase do desvanecimento do canal usuário-ERB. Quando os transmissores possuem essa informação, o máximo que pode ser feito para explorar esse conhecimento é transmitir um sinal que compense essa fase. Então, os sinais transmitidos pelos parceiros podem ser combinados de forma coerente no receptor. Este fato, permite, efetivamente, que os usuários possam tirar proveito dos "*beamforming*" como discutido em [10]. O mesmo se aplica para o parâmetro do coeficiente do desvanecimento do canal interusuário.

Como resultado, os parâmetros de atenuação, $|K_{ij}|$ podem, neste caso, ser tratados como variáveis aleatórias reais, com uma distribuição *Rayleigh*. Essa consideração, a respeito do conhecimento da fase dos parâmetros do desvanecimento do canal no transmissor é utilizada para poder demonstrar os benefícios da cooperação de usuários sem a necessidade de utilização de um modelo de sistema mais complexo, o que iria dificultar a clara compreensão dos benefícios da cooperação de usuários. No entanto, embora seja feita a consideração citada acima, em [14] os benefícios provindos da utilização da técnica de cooperação de usuários é demonstrado, mesmo quando os transmissores não têm nenhuma informação a respeito da fase dos coeficientes de desvanecimento.

É importante notar que neste trabalho é utilizado um modelo de sistema síncrono para ilustrar de uma forma simples e clara os benefícios da cooperação de usuário, mas, na prática, os dois usuários são assíncronos.

Em um sistema CDMA, que é um dos focos de implementação deste trabalho, o real sincronismo do sistema, implica que o conhecimento da fase no transmissor não é um problema, devido a grande largura de banda de tempo do sinal CDMA.

3.3 Implementação CDMA na Estratégia de Cooperação

Em [14] é sugerida uma estratégia de cooperação para o modelo do canal da Fig. 3.3 para que os usuários sejam capazes de maximizar suas taxas de dados em direção a ERB. Para alcançar tal resultado, a ERB emprega o esquema de recepção ótima.

É considerado que o usuário i tem conhecimento da fase de K_{i0} no transmissor. É considerado um sistema CDMA no qual cada usuário tem um código de propagação, onde os códigos são ortogonais e que o tempo de coerência do canal é exatamente igual a L períodos de símbolo. Isto é, todos os parâmetros de desvanecimento permanecem aproximadamente constantes durante os L períodos. Para apresentar o esquema de cooperação proposto em [14] será inicialmente detalhado um exemplo simples composto por dois usuários com $L = 3$ que pode ser estendido para qualquer L . Realizando a análise de um sistema sem cooperação, durante três períodos de símbolos consecutivos, os usuários irão transmitir

$$X_1 = a_1 b_{11} \mathbf{c}_1, \quad a_1 b_{21} \mathbf{c}_1, \quad a_1 b_{31} \mathbf{c}_1 \quad (3.8)$$

$$X_2 = \underbrace{a_2 b_{12} \mathbf{c}_2}_{L_1}, \quad \underbrace{a_2 b_{22} \mathbf{c}_2}_{L_2}, \quad \underbrace{a_2 b_{32} \mathbf{c}_2}_{L_3} \quad (3.9)$$

onde b_{ij} é o bit transmitido no i -ésimo período do usuário j , \mathbf{c}_j é o vetor código do usuário j , e $a_j = \sqrt{P_j/T_s}$ onde P_j é a potência do usuário j e T_s é o período de símbolo. P_1 , P_2 e P_3 referem-se a ordem dos período de transmissão dos usuários. Assumindo que os usuários irão utilizar o esquema de cooperação [14], durante três períodos de símbolos consecutivos, os usuários irão transmitir

$$X_1 = a_{11} b_{11} \mathbf{c}_1, \quad a_{12} b_{21} \mathbf{c}_1, \quad a_{13} b_{21} \mathbf{c}_1 + a_{14} \hat{b}_{22} \mathbf{c}_2 \quad (3.10)$$

$$X_2 = \underbrace{a_{21} b_{12} \mathbf{c}_2}_{L_1}, \quad \underbrace{a_{22} b_{22} \mathbf{c}_2}_{L_2}, \quad \underbrace{a_{23} \hat{b}_{21} \mathbf{c}_1 + a_{24} b_{22} \mathbf{c}_2}_{L_3} \quad (3.11)$$

onde \hat{b}_{ij} é o bit é o bit transmitido no i -ésimo período do usuário j . Os parâmetros $\{a_{ij}\}$ controlam quanta potência é alocada aos bits do próprio usuário e aos bits do parceiro, atendendo a restrição da potência média P_j do usuário j durante L períodos.

O primeiro período, P1, é utilizado para enviar dados apenas para a ERB. Já durante o período 2, P2, os dados são enviados tanto para a ERB quanto para o parceiro. Ao término da transmissão do período 2 cada usuário estima o bit do seu parceiro que é utilizado para

construir o sinal que compõe o período 3, P3. Assim, durante o terceiro período, o bit do usuário j enviado durante o período anterior é reenviado juntamente com o bit estimado do parceiro recebido durante o segundo período.

A transmissão detalhada em três períodos acima é feita por cada usuário utilizando códigos de ambos usuários (\mathbf{c}_1 e \mathbf{c}_2), o que permite que os dois parceiros possam enviar um sinal cooperado. A ilustração da transmissão descrita nesta seção pode ser visualizada na Fig. 3.4.

| | | | | |
|-----------|----|-------------|-------------|-------------------------------|
| Usuário 1 | Tx | $b_{11}c_1$ | $b_{21}c_1$ | $b_{21}c_1 + \hat{b}_{22}c_2$ |
| Usuário 2 | Tx | $b_{12}c_2$ | $b_{22}c_2$ | $b_{22}c_2 + \hat{b}_{21}c_1$ |
| Período | | 1 | 2 | 3 |
| | | L | | |

Fig. 3.4: Esquema de cooperação utilizando código de propagação CDMA com $L = 3$.

É importante observar que o período três, é usado a fim de reenviar, de certa forma, a informação enviada originalmente no período 2. Isto implica que os usuários enviam apenas dois novos bits por três períodos de símbolos. Caso não houvesse cooperação seriam enviados três novos bits por três períodos de símbolo [14]. Isto pode parecer improdutivo, mas, em certas condições de canal, o "desperdício" de alguns períodos de símbolo para a utilização da técnica de cooperação pode ser justificada. Em determinadas situações pode ser melhor receber menos bits com uma alta SNR do que receber um grande número de bits com baixa SNR. Isso ocorre porque o critério de desempenho é a taxa de transferência, o número de bits/transmissão recebidos com êxito, em vez do número de bits transmitidos/símbolos.

3.4 Lógica da Estratégia de Cooperação de Usuários

Dentro da proposta do regime de cooperação utilizada neste trabalho é possível controlar a forma como a potência é alocada. Utilizando os parâmetros é possível atribuir a potência alocada ao sinal cooperado que é transmitido durante o período 3. Em geral, alocar nenhuma potência ao sinal cooperado é equivalente a ter um transmissor que voluntariamente decide não transmitir durante alguns períodos de símbolo permitindo-lhe aumentar a sua potência durante os períodos restantes.

A vazão (no inglês, *throughput*) desse sistema, em bits por período de símbolo, uma vez que o emissor emprega a modulação BPSK (do inglês, *Binary Phase-Shift Keying*) e decide

não transmitir durante uma fração v de L períodos de símbolos é dada por

$$\eta = (1 - v)C_{BSC} \left(Q \left(\sqrt{\frac{SNR_0}{1 - v}} \right) \right) \quad (3.12)$$

onde $C_{BSC}(p)$ ¹ é a capacidade de um BSC (*Binary Simetric Channel* - Canal binário simétrico) com probabilidade cruzada p , $Q(\cdot)$ é a função erro e SNR_0 é a SNR nominal caso o transmissor esteja transmitindo durante todo o tempo, o que seria efetivamente verdade se o transmissor estivesse transmitindo durante todos os períodos de símbolo. Através da análise dos resultados numéricos de η versus v para diferentes SNR_0 obtidos em [14], pode-se afirmar que para baixos valores de SNR_0 o transmissor pode desperdiçar até a metade de seus períodos de símbolo e ainda sujeitar-se a perdas insignificantes na taxa de transferência global. À medida que SNR_0 aumenta, a fração de períodos de símbolos que pode ser utilizada, por menor que seja, diminui a taxa global de vazão. Como demonstrado na Fig. 3.5, estas observações podem parecer simples, mas têm um forte impacto sobre a concepção do regime de cooperação utilizado neste trabalho.

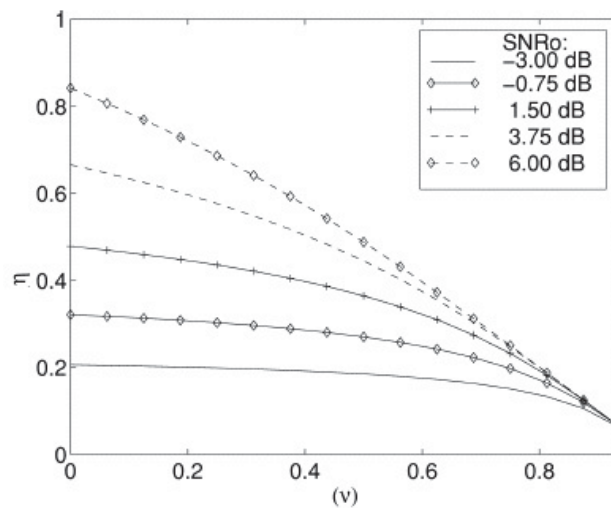


Fig. 3.5: Variação da vazão com v , a fração de símbolos por período não utilizados, para diferentes valores de SNR_0

Quando começam as alocações de potência para o sinal cooperado, a potência atribuída aos períodos de símbolos restantes é reduzida, então, potencialmente o sistema tem sua vazão reduzida. Por outro lado, o sinal cooperado agora é capaz de aumentar a vazão

¹ $C_{BSC}(p) = 1 + p \log_2 p + (1 - p) \log_2 (1 - p)$

global devido aos ganhos de diversidade. Portanto, a questão é que as perdas através da alocação de alguns períodos para a cooperação pode ser superada pelo aumento da vazão resultante dos períodos de cooperação. Através da análise da potencialidade do sistema de cooperação para determinada SNR, a perda devido ao sacrifício dos vL períodos para alocar os sinais com cooperação resultam em uma diminuição muito grande da vazão. Se, por outro lado, a SNR analisada sofre algumas perdas insignificantes devido ao sacrifício de alguns períodos de símbolos, por outro a vazão fornecida pelos períodos de cooperação irá facilmente compensar a menor perda, resultando em um aumento líquido de transferência.

Por isso, a fração de períodos de símbolos que serão alocados para a cooperação de usuários deve ser uma função das condições globais do canal. Esta é, precisamente, a idéia utilizada pelo esquema de cooperação generalizada proposta em [14] e [15] e utilizada neste trabalho.

3.5 Estratégia de Cooperação para um L Arbitrário

As equações (3.10) e (3.11) referem-se a um caso especial de cooperação para $L = 3$. Faremos a seguinte consideração: onde dentro do período L os períodos onde não ocorre cooperação e onde ocorre a cooperação serão denominados, respectivamente, como L_n e L_c . Para uma estratégia onde existe $2L_c$, o primeiro período onde ocorre a cooperação será chamado de período ímpar de cooperação e o segundo período onde ocorre a cooperação será chamado de período par de cooperação.

A generalização para um L arbitrário utiliza-se do princípio que em cada L períodos de símbolo, cada um dos dois parceiros utiliza $2L_c$ dos períodos para a cooperação e o restante dos períodos para enviar informação sem cooperação, onde L_c é algum inteiro entre 0 e $L/2$. Para $L_c=0$ não existe cooperação entre os usuários. Para $L_c = L/2$ existe cooperação entre os usuários durante todos os períodos de símbolo.

O valor de L_c não tem que permanecer constante por todo o tempo, o compartilhamento em diferentes tempos de L_c permite o possível alcance de um ponto sobre a região de capacidade.

Lembrando que neste trabalho as informações transmitidas pelos usuários são designadas por b_{ij} , onde i é o número do período de transmissão e j é o usuário ao qual a informação pertence, o esquema de cooperação descrito pode ser expresso para um dado L

e L_c da seguinte forma

$$X_1 = \begin{cases} a_{11}b_{i1}\mathbf{c}_1, & i = 1, 2, \dots, L_n \\ a_{12}b_{((L_n+1+i)/2)1}\mathbf{c}_1 & i = L_n + 1, L_n + 3, \dots, L - 1 \\ a_{13}b_{((L_n+i)/2)1}\mathbf{c}_1 + a_{14}\hat{b}_{((L_n+i)/2)2}\mathbf{c}_2 & i = L_n + 2, L_n + 4, \dots, L \end{cases} \quad (3.13)$$

$$X_2 = \begin{cases} a_{21}b_{i2}\mathbf{c}_2, & i = 1, 2, \dots, L_n \\ a_{22}b_{((L_n+1+i)/2)2}\mathbf{c}_2 & i = L_n + 1, L_n + 3, \dots, L - 1 \\ a_{23}\hat{b}_{((L_n+i)/2)1}\mathbf{c}_1 + a_{24}b_{((L_n+i)/2)2}\mathbf{c}_2 & i = L_n + 2, L_n + 4, \dots, L \end{cases} \quad (3.14)$$

onde $L_n = L - 2L_c$ e onde o a_{ij} são escolhidos para satisfazer a restrição de potência dada por

$$\frac{1}{L}(L_n a_{11}^2 + L_c(a_{12}^2 + a_{13}^2 + a_{14}^2)) = P_1 \quad (3.15)$$

$$\frac{1}{L}(L_n a_{21}^2 + L_c(a_{22}^2 + a_{23}^2 + a_{24}^2)) = P_2 \quad (3.16)$$

A ilustração gráfica para este esquema de cooperação é descrito na Fig. 3.6 para o caso de $L = 6$ e $L_c = 2$.

| | | Ln | | Lc | | Lc | |
|-----------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|----------------------------------|-----------------|----------------------------------|
| Usuário 1 | Tx ₀ | b ₁₁ | b ₂₁ | b ₃₁ | b ₃₁ + \hat{b}_{32} | b ₄₁ | b ₄₁ + \hat{b}_{42} |
| Usuário 2 | Tx ₁ | b ₂₁ | b ₂₂ | b ₃₂ | b ₃₂ + \hat{b}_{31} | b ₄₂ | b ₄₂ + \hat{b}_{41} |
| Período | | 1 | 2 | impar | | par | |
| | | | | 3 | 4 | 5 | 6 |

Fig. 3.6: Como a cooperação é implementada para CDMA convencional

3.6 Cálculo do erro de bit

Nesta seção serão calculadas as várias probabilidades de erro de bit associada ao esquema, dado L_c , a_{ij} , e K_{ij} . O valor de L_c informa o nível de cooperação, a_{ij} representa a alocação de potência do esquema e K_{ij} são os coeficientes de desvanecimento. A vazão é definida como o número de bits por símbolo recebidos corretamente após a correção de erros. Neste trabalho a vazão será estabelecida como a capacidade de um canal simétrico binário com probabilidade cruzada igual a probabilidade de erro calculada para um esquema particular. Baseado nos cálculos da vazão em [14] os valores de L_c e a_{ij} serão determinados para

permitir que os móveis operem em qualquer par de vazão de determinada região atingível.

Uma vez que um sistema CDMA é utilizado, parte-se do princípio que os sinais recebidos são combinados por filtros casados nos receptores [13]. Em função disso, todos os sinais serão escritos como vetores de comprimento N_c nas saídas dos filtros casados, onde N_c é o comprimento do código de espalhamento utilizado. Para simplificar a análise, assume-se que os códigos de propagação \mathbf{c}_i são ortogonais. O cálculo do erro do bit será feito apenas para o usuário 1, no entanto a probabilidade de erro do usuário 2 pode ser obtida por simetria.

3.6.1 Taxa de erro de bit para período sem cooperação

Durante os $L - 2L_c$ períodos sem cooperação, cada usuário envia somente seu próprio dado que é recebido e detectado apenas pela ERB. O sinal transmitido pelo usuário 1 é $\mathbf{X}_1 = a_{11}b_1\mathbf{c}_1$ e é recebido na ERB de acordo com $\mathbf{Y}_0 = K_{10}\mathbf{X}_1 + K_{20}\mathbf{X}_2 + \mathbf{Z}_0$. Devido à ortogonalidade dos códigos de propagação, o bit estimado do usuário 1 durante estes períodos é dado por

$$\hat{b}_1 = \text{sign} \left(\frac{1}{N_c} \mathbf{c}_1^T \mathbf{Y}_0 \right) = \text{sign}(K_{10}a_{11}b_1 + n_0) \quad (3.17)$$

onde a função $\text{sign}(\cdot)$ define a função sinal², $n_0 \sim N(0, \sigma_0^2/N_c)$, e onde $\sigma_0^2 = N_0/2T_c$, T_c é o período de chip, e $N_0/2$ é a densidade espectral de Z_0 . Como resultado, a probabilidade de erro de bit é dada por

$$P_{e1} = Q \left(K_{10}a_{11} \frac{\sqrt{N_c}}{\sigma_0} \right) \quad (3.18)$$

3.6.2 Estrutura do receptor subótimo e taxa de erro para períodos com cooperação

O período cooperativo, L_c , ocorre durante dois períodos de transmissão. Como já dito anteriormente, será feita uma distinção entre os dois períodos que o compõem: períodos "ímpares" e períodos "pares". O primeiro período, onde ocorrerá a cooperação, será denominado como período ímpar. É importante notar que, quando é referenciado primeiro período de cooperação, trata-se na verdade, do segundo período dos três períodos do esquema de transmissão utilizado, no entanto existe a divisão entre o período onde não existe cooperação que é o primeiro período do sistema (L_n), e do período de cooperação constituído por dois períodos ($2L_c$), este primeiro sinal do período $2L_c$ aqui será denominado como período

² $\text{sign}(x)=1$, se $x>0$, $\text{sign}(x)=-1$ se $x<0$ e $\text{sign}(x)=0$, se $x=0$.

ímpar de cooperação e o segundo período a ser transmitido em L_c será denominado de período par. No período ímpar de cooperação cada usuário envia não somente seus dados que são recebidos e detectados pela ERB mas também os transmitem para o seu parceiro. O sinal transmitido pelo usuário 1 é $\mathbf{X}_1 = a_{12}b_{21}\mathbf{c}_1$. Este sinal é recebido pelo parceiro de acordo com $\mathbf{Y}_1 = K_{12}\mathbf{X}_1 + \mathbf{Z}_1$ e pela ERB de acordo com $\mathbf{Y}_0^{impar} = K_{10}\mathbf{X}_1 + K_{20}\mathbf{X}_2 + \mathbf{Z}_0^{impar}$. O parceiro usa \mathbf{Y}_1 para fazer uma estimação de b_{21} . Considerando que a ERB usa o sinal recebido para formar uma decisão suave (*soft decision*).

A estimativa de b_{21} pelo parceiro é dada por

$$\hat{b}_{21} = \text{sign} \left(\left(\frac{1}{N_c} \right) \mathbf{c}_1^T \mathbf{Y}_1 \right) \quad (3.19)$$

resultando em uma probabilidade de erro de bit igual a

$$Pe_{21} = Q \left(K_{12}a_{12} \frac{N_c}{\sigma_1} \right) \quad (3.20)$$

onde $\sigma_1^2 = N_1/2T_c$ e $N_1/2$ é a densidade espectral de Z_1 . A ERB, por outro lado, forma uma decisão suave calculando

$$y_{impar} = \frac{1}{N_c} \mathbf{c}_1^T \mathbf{Y}_0^{impar} \quad (3.21)$$

Este valor é usado em conjunto com a informação obtida no período par. Durante os períodos pares, os dois usuários enviam um sinal com cooperação a ERB, baseado na estimativa do bit do parceiro feita por cada usuário no período anterior, ímpar. Neste período par cada usuário envia o sinal transmitido durante o período ímpar mais o sinal estimado do parceiro no período anterior. Os sinais transmitidos pelos dois parceiros são

$$\mathbf{X}_1 = a_{13}b_{21}\mathbf{c}_1 + a_{14}\hat{b}_{22}\mathbf{c}_2 \quad (3.22)$$

$$\mathbf{X}_2 = a_{23}\hat{b}_{21}\mathbf{c}_1 + a_{24}b_{22}\mathbf{c}_2 \quad (3.23)$$

A ERB recebe estes sinais de acordo com $\mathbf{Y}_0^{par} = K_{10}\mathbf{X}_1 + K_{20}\mathbf{X}_2 + \mathbf{Z}_0^{par}$ e extrai sua decisão estatística calculando, para o usuário 1

$$y_{par} = \frac{1}{N_c} \mathbf{c}_1^T \mathbf{Y}_0^{par} \quad (3.24)$$

A decisão estatística da ERB para o usuário 1 é dada por

$$y_{\text{impar}} = K_{10}a_{12}b_1 + n_{\text{impar}} \quad (3.25)$$

$$y_{\text{par}} = K_{10}a_{13}b_1 + K_{20}a_{23}\hat{b}_1 + n_{\text{par}} \quad (3.26)$$

onde \hat{b}_1 é o bit b_1 do usuário 1 estimado pelo usuário 2, ou seja é o bit que durante o período ímpar o usuário 1 envia para o usuário 2, além de também enviar para a ERB. A probabilidade de erro para b_1 é dada por (3.17). Além disso, n_{impar} e n_{par} são estatisticamente independentes e ambos estão distribuídos de acordo com $N(0, \sigma_0^2/N_c)$. O detector ótimo de b_1 baseado em y_{impar} e y_{par} também é demonstrado em [14]. No entanto este detector além de ser muito complexo, não possui uma expressão fechada para a probabilidade de erro de bit. Isso torna a análise do sistema proposto viável somente através de simulações realizadas em computadores. Para a solução deste problema será considerado um detector sub-ótimo, o detector λ -MRC, dado por

$$\hat{b}_1 = \text{sign}([K_{10}a_{12} \quad \lambda(K_{10}a_{13} + K_{20}a_{23})]\mathbf{y}) \quad (3.27)$$

onde $\lambda \in [0, 1]$ é a medida de confiança que a ERB possui para os bits estimados pelo parceiro. A partir dessa análise, quando a ERB considera que o canal interusuário é perfeito, ou seja, $P_{e12} = 0$, o detector ótimo é equivalente ao detector λ -MRC com $\lambda = 1$, isto corresponde a um combinador de razão máxima (MRC) [19]. Quando o canal interusuário torna-se menos confiável, ou seja, a P_{e12} aumenta, embora isto não seja equivalente entre os detectores ótimos e sub-ótimos, o valor do melhor λ em (3.27) diminui tendendo a zero.

Sintetizando, o detector em (3.27) é um MRC modificado, onde a ramificação que possui a estimativa de bit incerto do parceiro tem um menor peso do que a ramificação por onde os bits do próprio usuário são transmitidos. Inicialmente podem ser notados alguns fatos negativos sobre o detector descrito acima, λ -MRC. Pode-se mostrar que para a maioria das condições do canal, nenhum $\lambda \in [0, 1]$ resultará nas mesmas estimativas do bit que o receptor ideal, o que implica em uma perda de desempenho. Além disso, o melhor λ (que minimiza a taxa de erro de bit) é uma função das condições atuais do canal, tal como a probabilidade de erro do canal interusuário (P_{e12}), que é uma informação que a ERB pode ter ou não.

Após a realização de uma inspeção mais refinada é possível perceber que o λ -MRC tem algumas propriedades muito desejadas. Em primeiro lugar, o λ -MRC para a maioria das condições de canal tem uma performance que é muito próxima a do detector ótimo, se o parâmetro $\lambda \in [0, 1]$ é escolhido apropriadamente. Portanto, a perda de desempenho

é insignificante. Segundo, o λ -MRC é muito simples e exige pouco rigor computacional. Finalmente, embora o melhor valor para λ seja uma função de P_{e12} o λ -MRC pode ser executado no modo "cego" onde o λ ideal é encontrado de forma adaptativa.

Independente de como os valores de λ são definidos, a probabilidade de erro de bit para o λ -MRC, dado um λ , é dada por (veja demonstração no Apêndice A)

$$P_{e2} = (1 - P_{e12})Q\left(\frac{\mathbf{v}_\lambda^T \mathbf{v}_1}{\sqrt{\mathbf{v}_\lambda^T \mathbf{v}_\lambda}}\right) + P_{e12}Q\left(\frac{\mathbf{v}_\lambda^T \mathbf{v}_2}{\sqrt{\mathbf{v}_\lambda^T \mathbf{v}_\lambda}}\right) \quad (3.28)$$

onde $\mathbf{v}_\lambda = [K_{10}a_{12} \quad \lambda(K_{10}a_{13} + K_{20}a_{23})]^T$, $v_1 = [K_{10}a_{12} \quad (K_{10}a_{13} + K_{20}a_{23})]^T \sqrt{N_c/\sigma_0}$ e $v_2 = [K_{10}a_{12} \quad (K_{10}a_{13} - K_{20}a_{23})]^T \sqrt{N_c/\sigma_0}$.

Idealmente, a ERB deveria usar o valor de λ para minimizar a probabilidade de erro. Praticamente, devido às imperfeições no *feedback* dos usuários relativo aos valores de P_{e12} , ou devido a erros residuais nos métodos adaptativos para estimar o λ ótimo, o λ usado muito provavelmente não será o ideal. No entanto, usando o valor ótimo para λ (obtido numericamente, dada as condições do canal), através dos cálculos é possível encontrar o melhor valor que garantirá o melhor desempenho para o λ -MRC. Dessa forma, é possível fornecer um limite superior para o desempenho de qualquer aplicação real.

Neste capítulo foram apresentados os conceitos básicos de um sistema com cooperação. Toda a estruturação para a utilização do esquema de cooperação foi apresentada, além de toda a formulação para o cálculo da probabilidade de erro de bit para a transmissão do esquema proposto. Através das análises realizadas neste capítulo, fica claro que a cooperação de usuários é benéfica em termos de aumento de vazão, quando o canal apresenta uma baixa SNR e, portanto, o transmissor pode alocar alguns períodos de transmissão para dedicá-los a utilização do envio do sinal cooperado. A cooperação é benéfica e pode resultar em ganhos sob a estratégia sem cooperação. Estes ganhos são a alta taxa de dados e a sensível diminuição das variações do canal.

O aumento da taxa de dados com o método da cooperação pode representar redução da potência para os usuários parceiros. Com a cooperação o usuário precisa ter menos potência para obter uma certa taxa do que quando sem cooperação. Os ganhos da cooperação também podem ser utilizados para aumentar a cobertura de uma célula em um sistema celular [14]. De fato, a diminuição das taxas de dados para as variações do canal é uma vantagem extremamente significativa, capaz de justificar a cooperação de usuários, mesmo se não existissem outros benefícios, tais como o aumento da taxa de dados. Isso deve-se a taxa mínima de dados necessárias por algumas aplicações em tempo real, como voz ou vídeo, e conseqüente diminuição da probabilidade de interrupção e, assim, melhor QoS,

devido a cooperação.

Capítulo 4

Sistemas com Cooperação e Múltiplas Antenas

Como visto anteriormente, a utilização de múltiplas antenas tanto no transmissor quanto no receptor proporciona diversidade espacial devido aos múltiplos enlaces criados entre o par transmissor receptor. A estratégia de cooperação de usuários também fornece diversidade espacial já que cada usuário tem sua informação transmitida por ele próprio e pelo seu parceiro.

A utilização de ambas técnicas MIMO e cooperação de usuários em uma única transmissão resulta em uma maior diversidade espacial e ganho de multiplexação, garantindo uma menor probabilidade de erro de transmissão e conseqüente aumento da confiabilidade da informação a ser transmitida. Neste capítulo serão detalhadas simulações com diferentes arquiteturas de sistemas utilizando a cooperação de usuários juntamente com a tecnologia de múltiplas antenas. O cálculo para a probabilidade de erro de bit das simulações realizadas também é determinado.

4.1 Cooperação entre usuários com duas antenas na recepção em sistema CDMA

A primeira situação a ser apresentada é formada por um sistema MIMO, constituído por duas antenas transmissoras (T_{x1} e T_{x2}) e duas antenas receptoras (R_{x1} e R_{x2}) onde também será utilizado o modelo de cooperação expresso por (3.5) - (3.7). No primeiro exemplo utilizado neste trabalho os usuários são separados por códigos espalhadores ortogonais como detalhado em (3.10) e (3.11).

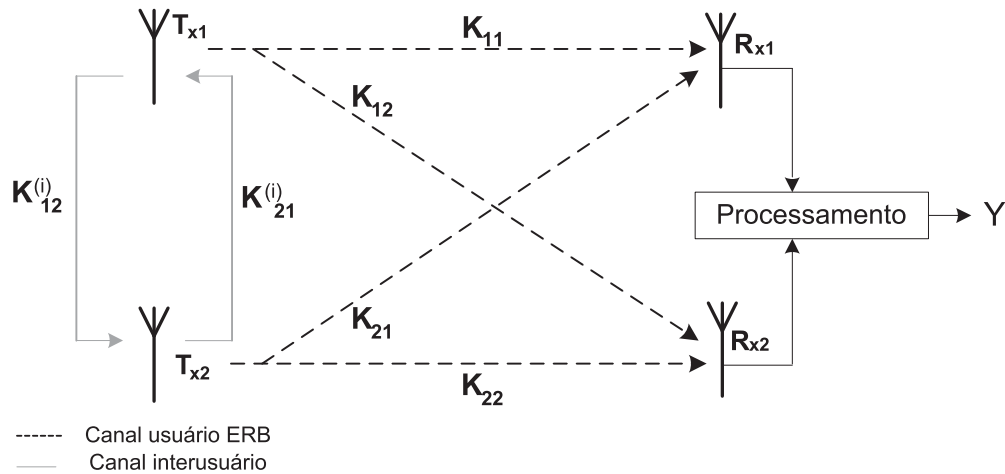


Fig. 4.1: Modelo do canal constituído por dois usuários cada um com uma única antena e um receptor com duas antenas utilizando o esquema de cooperação.

Diante da arquitetura do sistema exibido na Fig. 4.1, o usuário 1 transmite suas informações tanto para as antenas R_{x1} e R_{x2} . Essa forma de transmissão ocorre de forma similar para o usuário 2, que envia suas informações para as antenas R_{x1} e R_{x2} . Assim, cada antena receptora recebe tanto informações do usuário 1 quanto do usuário 2. Para que exista a cooperação os usuários também enviam suas informações para seu respectivo parceiro, utilizando o canal interusuário, como determinado no capítulo anterior. Na Fig. 4.1, $K_{12}^{(i)}$ e $K_{21}^{(i)}$ referem-se aos desvanecimentos presentes no canal interusuário.

Para que seja feita a detecção dos sinais nas antenas receptoras é necessário realizar uma técnica de combinação dos sinais recebidos. O combinador utilizado neste trabalho será o MRC, visto que este maximiza a razão sinal-ruído (SNR) recebida. Na Fig. 4.2 é ilustrado a transmissão e recepção utilizando o esquema de cooperação de usuários apresentado na Fig. 4.1. Este modelo segue a divisão da transmissão em três períodos de símbolos: L_n , $L_{c\text{ impar}}$ e $L_{c\text{ par}}$, sendo L_n o período sem cooperação. $L_{c\text{ impar}}$ é o primeiro período onde ocorre a cooperação, e portanto, os usuários enviam as mensagens para a ERB e para seus parceiros. $L_{c\text{ par}}$ é o segundo período de cooperação onde cada usuário reenvia suas próprias informações mais a informação do parceiro recebida durante o período anterior, $L_{c\text{ impar}}$, para a ERB. Ainda de acordo com a Fig. 4.2 o período de cooperação, L_c , é composto pelos períodos: $L_{c\text{ impar}}$ e $L_{c\text{ par}}$.

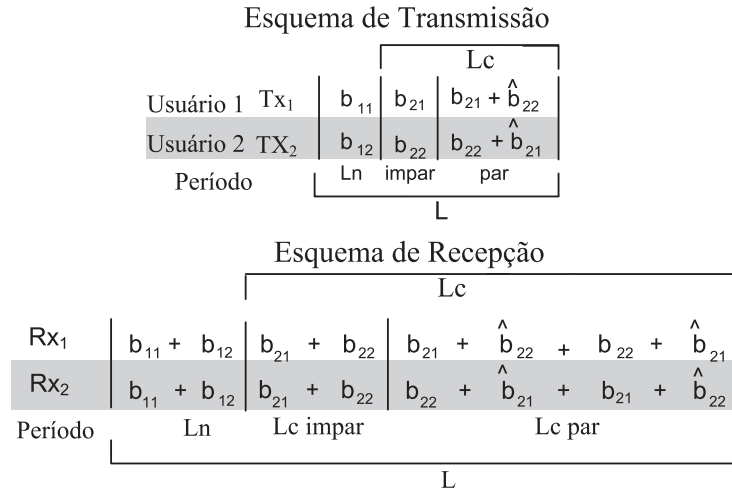


Fig. 4.2: Esquema de transmissão e recepção utilizando cooperação entre usuários.

Dessa forma, durante o período L_n , onde não existe cooperação, as antenas R_{x1} e R_{x2} recebem os seguintes sinais

$$\mathbf{Y}_{1L_n} = \sqrt{E_b} K_{11} a_{11} b_{11} \mathbf{c}_1 + \sqrt{E_b} K_{21} a_{21} b_{12} \mathbf{c}_2 + \mathbf{Z}_1 \quad (4.1)$$

$$\mathbf{Y}_{2L_n} = \sqrt{E_b} K_{12} a_{12} b_{11} \mathbf{c}_1 + \sqrt{E_b} K_{22} a_{22} b_{12} \mathbf{c}_2 + \mathbf{Z}_2 \quad (4.2)$$

onde \mathbf{Y}_{1L_n} e \mathbf{Y}_{2L_n} são os sinais recebidos pelas antenas R_{x1} e R_{x2} , respectivamente, durante o período L_n , b_{ij} é o bit de transmissão i do usuário j , c_j é o código de espalhamento do usuário j com comprimento de N_c e $a_{ij} = \sqrt{P_j/T_s}$ onde P_j é a potência do usuário j , T_s é o período de símbolo, K_{ij} são os coeficientes do desvanecimentos entre os transmissor i e receptor j , e \mathbf{Z}_i é o ruído Gaussiano aditivo branco com matriz de covariância $\sigma^2/N_c \mathbf{I}$ nas antenas receptoras, para $i=1,2$. Para a detecção dos sinais nos receptores, como dito anteriormente, será usado o combinador MRC no receptor, esta combinação por razão máxima realiza uma soma ponderada dos sinais onde o coeficiente de ponderação de cada ramo é proporcional à razão entre o valor do sinal e a potência média do ruído.

Supondo que ao final da transmissão, durante este período sem cooperação, L_n , deseje-se saber qual foi a informação enviada pelo usuário 1, é necessário aplicar a técnica MRC nas informações recebidas por R_{x1} e R_{x2} , já que o usuário 1 envia sua informação para ambas antenas, assim

$$\mathbf{R}_{xMRCL_n} = \mathbf{Y}_{1L_n} K_{11} a_{11} + \mathbf{Y}_{2L_n} K_{12} a_{12} \quad (4.3)$$

onde \mathbf{R}_{xMRCLn} é o sinal resultante da aplicação da técnica MRC nos sinais \mathbf{Y}_{1Ln} e \mathbf{Y}_{2Ln} . $K_{11}a_{11}$ e $K_{12}a_{12}$ são os pesos utilizados no MRC para as informações contidas em R_{x1} e R_{x2} , respectivamente. Substituindo (4.1) e (4.2) em (4.3), tem-se

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_{xMRCLn} &= (\sqrt{E_b}K_{11}a_{11}b_{11}\mathbf{c}_1 + \sqrt{E_b}K_{21}a_{21}b_{12}\mathbf{c}_2 + \mathbf{Z}_1)K_{11}a_{11} + \\ &\quad (\sqrt{E_b}K_{12}a_{12}b_{11}\mathbf{c}_1 + \sqrt{E_b}K_{22}a_{22}b_{12}\mathbf{c}_2 + \mathbf{Z}_2)K_{12}a_{12} \\ &= \sqrt{E_b}K_{11}^2a_{11}^2b_{11}\mathbf{c}_1 + \sqrt{E_b}K_{21}a_{21}b_{12}\mathbf{c}_2K_{11}a_{11} + \mathbf{Z}_1K_{11}a_{11} + \\ &\quad \sqrt{E_b}K_{12}^2a_{12}^2b_{11}\mathbf{c}_1 + \sqrt{E_b}K_{22}a_{22}b_{12}\mathbf{c}_2K_{12}a_{12} + \mathbf{Z}_2K_{12}a_{12}\end{aligned}\quad (4.4)$$

Como o objetivo é verificar a mensagem enviada pelo usuário 1, devido a ortogonalidade dos códigos de propagação tem-se que

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_{xL_nU_1} &= (R_{xMRCLn})\mathbf{c}_1^T \\ &= \sqrt{E_b}(K_{11}^2a_{11}^2 + K_{12}^2a_{12}^2)b_{11} + \mathbf{Z}_1K_{11}a_{11}\mathbf{c}_1^T + \mathbf{Z}_2K_{12}a_{12}\mathbf{c}_1^T\end{aligned}\quad (4.5)$$

onde $(.)^T$ é o operador transposto e $\mathbf{R}_{xL_nU_1}$ é a informação detectada do usuário 1 durante o período L_n . Durante este período sem cooperação, cada usuário envia somente seu próprio dado, que é recebido e detectado pela ERB. Assim o primeiro bit estimado do usuário 1, \hat{b}_{11} , durante o período L_n é dado por

$$\hat{b}_{11} = \text{sign} \left(\frac{1}{N_c} \mathbf{R}_{xL_nU_1} \right)\quad (4.6)$$

Dessa forma, durante o período L_n , a probabilidade de erro do bit b_{11} é dada por

$$P_{eL_nU_1} = Q \left(\sqrt{\frac{E_b(K_{11}^2a_{11}^2 + K_{12}^2a_{12}^2)N_c}{\sigma^2}} \right)\quad (4.7)$$

onde $Q(.)$ é a probabilidade da distribuição normal padrão.

A probabilidade de erro do bit b_{12} , ou seja, primeiro bit do usuário 2 durante o período L_n , é obtido de forma simétrica a equação da probabilidade do usuário 1, equação (4.7).

Continuando a descrição do modelo do canal proposto aplicado ao esquema de cooperação de usuários utilizado, será feita uma análise do período $L_{c \text{ impar}}$, período no qual os usuários enviam suas informações a ERB e ao parceiro. Durante o período $L_{c \text{ impar}}$, a transmissão da informação dos usuários para a ERB ocorre de forma similar à transmissão no período L_n , exceto pelo fato que neste novo período é enviado um novo bit, b_{21} , pelo

usuário 1 para a ERB e para o seu parceiro. Mantendo-se a suposição de detectar a informação do usuário 1, durante esse período $L_c \text{ impar}$ os receptores R_{x1} e R_{x2} recebem as seguintes informações, respectivamente, de acordo com o modelo exibido na Fig. 4.1.

$$\mathbf{Y}_{1L_c \text{ impar}} = \sqrt{E_b}K_{11}a_{11}b_{21}\mathbf{c}_1 + \sqrt{E_b}K_{21}a_{21}b_{22}\mathbf{c}_2 + \mathbf{Z}_1 \quad (4.8)$$

$$\mathbf{Y}_{2L_c \text{ impar}} = \sqrt{E_b}K_{12}a_{12}b_{21}\mathbf{c}_1 + \sqrt{E_b}K_{22}a_{22}b_{22}\mathbf{c}_2 + \mathbf{Z}_2 \quad (4.9)$$

Aplicando-se a técnica MRC nas informações recebidas pelas antenas R_{x1} e R_{x2} no período $L_c \text{ impar}$ obtém-se

$$Y_{\text{impar}} = \frac{1}{N_c}(Y_{1L_c \text{ impar}}K_{11}a_{11} + Y_{2L_c \text{ impar}}K_{12}a_{12}) \quad (4.10)$$

Determinando a mensagem do usuário 1

$$Y_{\text{impar}U_1} = Y_{\text{impar}}\mathbf{c}_1^T \quad (4.11)$$

onde Y_{impar} é o sinal obtido através da aplicação da técnica MRC nos sinais : $Y_{1L_c \text{ impar}}$ e $Y_{2L_c \text{ impar}}$. O sinal Y_{impar} será usado em conjunto com Y_{par} (que será definido) para obter a estimação de b_{21} . Dessa forma a probabilidade de erro do bit b_{21} será calculada apenas durante o período $L_c \text{ par}$.

Vale salientar que neste período ímpar, ocorre a estimação do bit do parceiro. Este bit estimado será reenviado no próximo período (período par). Sendo assim, o usuário 2 estima o bit b_{21} do usuário 1 da seguinte forma

$$\hat{b}_{21}' = \text{sign} \left(\frac{1}{N_c} Y_{U_1} \mathbf{c}_1^T \right) \quad (4.12)$$

com $Y_{U_1} = K_{21}^{(i)}a_{12}b_{21}\mathbf{c}_1 + Z_3$ (Z_3 é o ruído AWGN com média zero e variância $\sigma_{12}^{(i)}/N_c$). A informação recebida pelo parceiro e transmitida pelo usuário 1, resulta em uma probabilidade de erro de bit igual a

$$P_{e\hat{b}_{21}} = Q \left(K_{21}^{(i)}a_{12} \frac{\sqrt{N_c}}{\sigma_{12}^{(i)}} \right) \quad (4.13)$$

Finalmente, será feito o detalhamento da transmissão durante o período $L_c \text{ par}$. Como detalhado no esquema do modelo de cooperação, é nesse período que os usuários reenviam a ERB o bit enviado durante o período $L_c \text{ impar}$ adicionado do bit estimado pelo parceiro.

As antenas R_{x1} e R_{x2} recebem os seguintes sinais durante esse período

$$\mathbf{Y}_{1Lc\ par} = \sqrt{E_b}K_{11}a_{11}b_{21}\mathbf{c}_1 + \sqrt{E_b}K_{11}a_{11}\hat{b}_{21}'\mathbf{c}_2 + \sqrt{E_b}K_{21}a_{21}b_{22}\mathbf{c}_2 + \sqrt{E_b}K_{21}a_{21}\hat{b}_{21}'\mathbf{c}_1 + \mathbf{Z}_1 \quad (4.14)$$

$$\mathbf{Y}_{2Lc\ par} = \sqrt{E_b}K_{12}a_{12}b_{21}\mathbf{c}_1 + \sqrt{E_b}K_{12}a_{12}\hat{b}_{21}'\mathbf{c}_2 + \sqrt{E_b}K_{22}a_{22}b_{22}\mathbf{c}_2 + \sqrt{E_b}K_{22}a_{22}\hat{b}_{21}'\mathbf{c}_1 + \mathbf{Z}_2 \quad (4.15)$$

Em (4.14) percebe-se o envio do bit b_{21} e \hat{b}_{21}' como também ocorre em (4.15). A combinação feita pela ERB para detectar a informação do usuário 1, utilizando o MRC será dada por

$$\mathbf{Y}_{par} = \frac{1}{N_c} [Y_{1Lc\ par}(K_{11}a_{11} + K_{21}a_{21}) + Y_{2Lc\ par}(K_{12}a_{12} + K_{22}a_{22})]\mathbf{c}_1^T \quad (4.16)$$

onde \hat{b}_{21}' é a estimação do segundo bit transmitido pelo usuário 1, durante o período $L_{c\ impar}$ e enviado pelo seu parceiro, usuário 2, durante o período $L_{c\ par}$ com probabilidade de erro de bit dada por (4.13). Como em [2] o detector λ -MRC será usado neste período combinando (combinação temporal) o Y_{impar} anterior e o Y_{par} da seguinte maneira

$$\hat{b}_{21} = sign(Y_{imparU_1} + Y_{parU_1}) \quad (4.17)$$

onde $Y_{parU_1} = Y_{par}\mathbf{c}_1^T$.

A probabilidade de erro de bit do período de cooperação é dada por

$$P_{eLc} = (1 - P_{e\hat{b}_{21}})Q\left(\frac{\mathbf{v}_\lambda^T \mathbf{v}_1}{\sqrt{\mathbf{v}_\lambda^T \mathbf{v}_\lambda}}\right) + P_{e\hat{b}_{21}}Q\left(\frac{\mathbf{v}_\lambda^T \mathbf{v}_2}{\sqrt{\mathbf{v}_\lambda^T \mathbf{v}_\lambda}}\right) \quad (4.18)$$

com os vetores \mathbf{v}_λ , \mathbf{v}_1 e \mathbf{v}_2 , definidos como

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_\lambda &= [\alpha \ \lambda(\alpha + \beta)]^T \\ \mathbf{v}_1 &= [\alpha \ \lambda(\alpha + \beta)]^T \sqrt{N_c}/\sigma \\ \mathbf{v}_2 &= [\alpha \ \lambda(\alpha - \beta)]^T \sqrt{N_c}/\sigma \end{aligned}$$

onde $\alpha = K_{11}a_{11} + K_{12}a_{12}$ e $\beta = K_{22}a_{22} + K_{21}a_{21}$

Diante das relações referentes ao modelo proposto apresentadas acima, a Fig. 4.3 exhibe o resultado analítico realizado do modelo utilizando cooperação de usuários juntamente com a tecnologia MIMO representada na Fig. 4.2. Para melhor visualização da análise

dos resultados a figura mostra a probabilidade de erro de bit para três esquemas: sem cooperação, diversidade de cooperação e o modelo proposto nesta seção considerando o modelo do canal e o esquema de transmissão detalhados nas Fig. 4.1 e Fig. 4.2 junto com a tecnologia CDMA e o combinador MRC. É possível observar que para uma taxa de erro de bit de 10^{-3} , o sistema MIMO com cooperação de usuários apresenta um ganho de cerca de 3 dB em relação a um sistema puramente cooperativo e um ganho de 5dB para um sistema sem cooperação. A Fig. 4.3 mostra os benefícios do esquema aqui proposto para a situação onde o canal inter-usuário assume diferentes valores. Note que a diminuição da probabilidade de erro de bit do sistema está diretamente relacionada a qualidade do canal interusuário, assim, quanto melhor o canal interusuário, menor a probabilidade de erro de bit do sistema proposto.

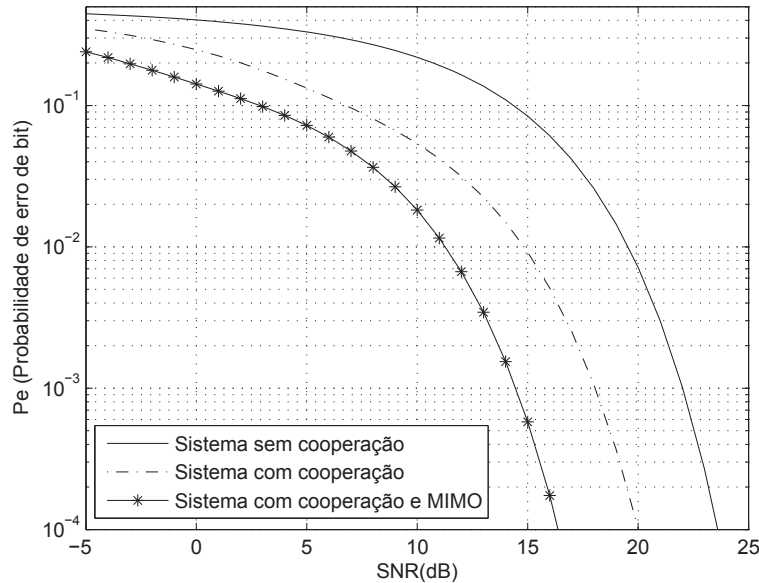


Fig. 4.3: Comparação da probabilidade de erro de bit para diferentes sistemas: Sistema sem cooperação, Sistema proposto (MIMO + Cooperação) e Sistema utilizando apenas cooperação. $\sigma_0=\sigma_1=\sigma_2=1.0$ e $\lambda=1.0$

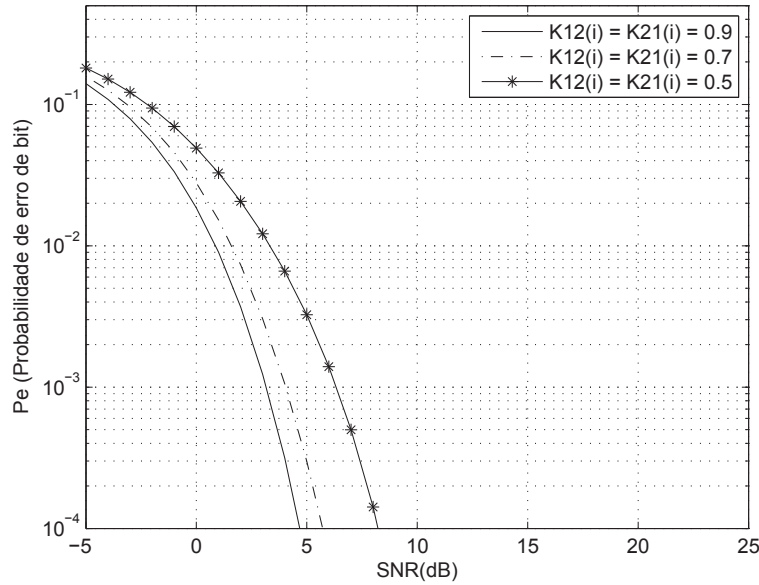


Fig. 4.4: Comparação da probabilidade de erro de bit para diferentes condições do canal inter-usuário do modelo usando cooperação de usuários juntamente com a tecnologia MIMO. $\sigma_0=\sigma_1=\sigma_2=1.0$ e $\lambda=1.0$

4.2 Modelo do canal utilizando múltiplas antenas, cooperação de usuários e as técnicas Descorrelacionador e SVD

O segundo modelo a ser apresentado é formado por um sistema MIMO virtual, constituído por duas antenas transmissoras (T_{x1} e T_{x2}) e duas antenas receptoras (R_{x1} e R_{x2}), como exibido na Fig. 4.1, onde também será utilizado o modelo de cooperação, como na primeira situação apresentada. No entanto, nesta simulação são utilizadas as técnicas do Descorrelacionador e SVD e, portanto não é utilizado o CDMA. O Descorrelacionador tem seu princípio caracterizado pela multiplicação do sinal recebido pelo inverso da matriz canal, conhecida no receptor, anulando dessa forma a interferência multiusuário. A fim de se obter maior ganho de multiplexação no sistema MIMO, quando o canal é conhecido tanto no transmissor quanto no receptor, a estratégia aplicada neste modelo também usa a decomposição em valores singulares, SVD, para diagonalizar a matriz canal e transmitir múltiplos fluxos de dados sem que eles exerçam interferência uns nos outros. O funcionamento das técnicas do Descorrelacionador e SVD foram apresentados na seção 2.4.1 e 2.4.2

deste trabalho.

O objetivo do Descorrelacionador é eliminar a interferência multi-usuário. Isso pode ser feito multiplicando as informações no receptor pela matriz inversa do canal. Assim usando o Descorrelacionador

$$\mathbf{Y}_{Desc} = (\sqrt{E_b}\mathbf{b}\mathbf{K} + \mathbf{Z})\mathbf{K}^{-1} \quad (4.19)$$

onde \mathbf{K} é a matriz canal, \mathbf{b} é o vetor informação e \mathbf{Z} é a matriz vetor ruído aditivo com média zero e matriz de covariância dada por $\frac{N_0}{2}\mathbf{I}$ (\mathbf{I} é a matriz identidade).

A técnica SVD é utilizada para diagonalizar a matriz canal e transmitir múltiplos fluxos de dados sem interferir um no outro. Dada uma matriz canal \mathbf{K} e sua decomposição em valores singulares $\mathbf{K}=\mathbf{S}\mathbf{\Delta}\mathbf{V}'$, onde \mathbf{V} e \mathbf{S} são matrizes unitárias e $\mathbf{\Delta}$ é a matriz diagonal com valores singulares. O sinal \mathbf{b} é multiplicado por \mathbf{S}' no transmissor e \mathbf{V} no receptor, então o sinal no receptor pode ser escrito como

$$\mathbf{Y}_{SVD} = \sqrt{E_b}\mathbf{\Delta}\mathbf{b} + \mathbf{Z}\mathbf{V} \quad (4.20)$$

O processamento feito pela aplicação da técnica SVD garante que os fluxos não interfiram um no outro, visto que a matriz canal resultante é diagonal. O uso dessa técnica elimina o uso dos códigos de propagação CDMA, e, portanto, aumenta a eficiência espectral.

Como não há distinção entre o período sem cooperação, L_n , do primeiro modelo proposto e deste modelo utilizando o Descorrelacionador e SVD, a análise deste período L_n não será novamente descrita. Sendo assim, partiremos direto para a análise dos períodos com cooperação. Iniciando pelo período $L_{c\ impar}$, período no qual os usuários enviam suas informações a ERB e ao parceiro.

Seguindo o mesmo esquema de cooperação detalhado no modelo anterior, durante o período $L_{c\ impar}$, será utilizado o Descorrelacionador e durante o período $L_{c\ par}$ será utilizado o esquema SVD. A utilização do Decorrelacionador junto com SVD decorre do fato de que no período $L_{c\ impar}$ o usuário parceiro não conhece a informação do outro usuário a ser enviada. Após a primeira transmissão, o usuário parceiro pode realizar uma estimação da informação do outro usuário e utilizar a técnica SVD no período $L_{c\ par}$.

Durante o período $L_{c\ impar}$, utilizando a técnica do Descorrelacionador as informações transmitidas por T_{x1} e T_{x2} são dadas, respectivamente, por

$$\mathbf{Y}_{1L_{c\ impar}} = \sqrt{E_b}K_{11}a_{11}b_{21} + \sqrt{E_b}K_{21}a_{21}b_{22} + Z_1 \quad (4.21)$$

$$\mathbf{Y}_{2L_{c\ impar}} = \sqrt{E_b}K_{12}a_{12}b_{21} + \sqrt{E_b}K_{22}a_{22}b_{22} + Z_2 \quad (4.22)$$

Aplicando a técnica do Descorrelacionador durante este período L_c ímpar tem-se

$$\mathbf{Y}_{Desc} = (\sqrt{E_b} \mathbf{b} \mathbf{K} + \mathbf{Z}) \mathbf{K}^{-1} \quad (4.23)$$

onde $\mathbf{b} = \begin{bmatrix} b_{21} \\ b_{22} \end{bmatrix}$, $\mathbf{a} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{22} & a_{21} \end{bmatrix}$, $\mathbf{K} = \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} \\ K_{22} & K_{21} \end{bmatrix}$ e $\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix}$

Durante este período ímpar o usuário 2 estima o bit b_{21} , do usuário 1. De forma simétrica o usuário 1 estima o bit b_{22} , do usuário 2. Dessa forma, as probabilidades de erro dos bits, b_{21} e b_{22} , enviados pelo canal interusuário, respectivamente, são dadas por

$$P_{e21} = Q \left(\sqrt{\frac{2E_b (K_{12}^{(i)})^2}{N_0}} \right) \quad (4.24)$$

$$P_{e22} = Q \left(\sqrt{\frac{2E_b (K_{21}^{(i)})^2}{N_0}} \right) \quad (4.25)$$

onde P_{e21} é a probabilidade de erro do bit b_{21} enviado para o usuário 2 usando o canal interusuário $K_{12}^{(i)}$ e P_{e22} é a probabilidade de erro do bit b_{22} enviado para o usuário 1 usando o canal interusuário $K_{21}^{(i)}$.

Durante o período L_c par, os usuários 1 e 2 transmitem respectivamente os sinais X_1 e X_2 , dados por

$$\mathbf{X}_1 = [b_{21} \quad \hat{b}_{22}'] \mathbf{S}' \quad (4.26)$$

$$\mathbf{X}_2 = [\hat{b}_{21}' \quad b_{22}] \mathbf{S}' \quad (4.27)$$

Dessa forma, combinando os sinais recebidos nos dois períodos (combinação temporal), a estimação do bit b_{21} será dada por

$$\hat{\mathbf{b}} = \text{sign}(\mathbf{Y}_{Desc} + \mathbf{Y}_{SVD}) \quad (4.28)$$

4.2.1 Probabilidade de erro de bit

A probabilidade de erro de bit para o esquema de cooperação aqui proposto foi encontrada de forma exata (Apêndice B) e é dada por

$$P_{eDesc/SVD} = P_{e0} + P_{e1} + P_{e2} + P_{e3} \quad (4.29)$$

onde $P_{eDesc/SVD}$ é a soma de todas as possíveis possibilidades de ocorrência de erro na transmissão. As variáveis P_{e0} , P_{e1} , P_{e2} e P_{e3} são definidas da seguinte forma

- P_{e0} é a probabilidade de erro para os casos em que: $b_{21} = \hat{b}_{21}$ e $b_{22} = \hat{b}_{22}$ ou seja, situação na qual não existe erro na transmissão de nenhum bit de ambos usuários.
- P_{e1} é a probabilidade de erro para os casos em que $b_{21} \neq \hat{b}_{21}$ e $b_{22} = \hat{b}_{22}$ ou seja, situação na qual apenas o bit do usuário 1 é detectado com erro.
- P_{e2} é a probabilidade de erro para os casos em que : $b_{21} = \hat{b}_{21}$ e $b_{22} \neq \hat{b}_{22}$ ou seja, situação na qual apenas o bit do usuário 2 é detectado com erro.
- P_{e3} é a probabilidade de erro para os casos em que : $b_{21} \neq \hat{b}_{21}$ e $b_{22} \neq \hat{b}_{22}$ ou seja, situação na qual existe erro na transmissão dos bits de ambos usuários.

Para melhor visualização, todas as possibilidades de ocorrência de erro descritas acima são apresentadas na Fig. 4.5.

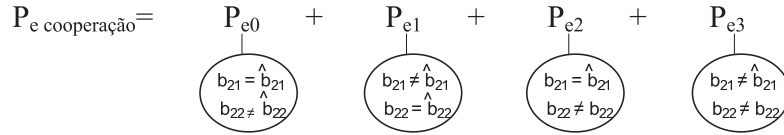


Fig. 4.5: Possibilidades de ocorrência de erro durante a transmissão do sistema proposto.

As probabilidades de erro para P_{e0} , P_{e1} , P_{e2} e P_{e3} que compõem a probabilidade de erro de bit do modelo proposto são dadas por

$$P_{e0} = (1 - P_{e\hat{b}_{21}})(1 - P_{e\hat{b}_{22}})Q \left(\sqrt{\frac{2E_b(1 + \Delta_{11})^2}{N_0(\|\mathbf{K}^{-1}(:, 1)\|^2 + \|\mathbf{V}(:, 1)\|^2)}} \right) \quad (4.30)$$

$$P_{e1} = \frac{(1 - P_{e\hat{b}_{21}})P_{e\hat{b}_{22}}}{2} \left[Q \left(\frac{\sqrt{2E_b}(1 + \Delta_{11}(1 + S_{21}S_{22} - S_{12}S_{11}))}{\sqrt{N_0(\|\mathbf{K}^{-1}(:, 1)\|^2 + \|\mathbf{V}(:, 1)\|^2)}} \right) + Q \left(\frac{\sqrt{2E_b}(1 + \Delta_{11}(1 - S_{21}S_{22} - S_{12}S_{11}))}{\sqrt{N_0(\|\mathbf{K}^{-1}(:, 1)\|^2 + \|\mathbf{V}(:, \mathbf{1})\|^2)}} \right) \right] \quad (4.31)$$

$$P_{e2} = P_{\hat{e}_{b21}}(1 - P_{\hat{e}_{b22}})Q \left(\frac{\sqrt{2E_b}(1 + \Delta_{11}(S_{11}^2 - S_{21}^2))}{\sqrt{N_0(\|\mathbf{K}^{-1}(:, 1)\|^2 + \|\mathbf{V}(:, 1)\|^2)}} \right) \quad (4.32)$$

$$P_{e3} = \frac{P_{\hat{e}_{b21}}P_{\hat{e}_{b22}}}{2} \left[Q \left(\frac{\sqrt{2E_b}(1 + \Delta_{11}(S_{11}^2 - S_{21}^2) + \Delta_{11}(S_{21}S_{22} - S_{12}S_{11}))}{\sqrt{N_0(\|\mathbf{K}^{-1}(:, 1)\|^2 + \|\mathbf{V}(:, 1)\|^2)}} \right) + Q \left(\frac{\sqrt{2E_b}(1 + \Delta_{11}(1 - S_{21}S_{22} - S_{12}S_{11}))}{\sqrt{N_0(\|\mathbf{K}^{-1}(:, 1)\|^2 + \|\mathbf{V}(:, 1)\|^2)}} \right) \right] \quad (4.33)$$

As equações (4.30), (4.31), (4.32) e (4.33) são referentes as novas equações de probabilidade de erro de bit desenvolvidas neste trabalho. Tais equações foram validadas na simulação apresentada na Fig 4.6 onde é observado a coerência entre a probabilidade de erro de bit analítica e simulada do modelo proposto.

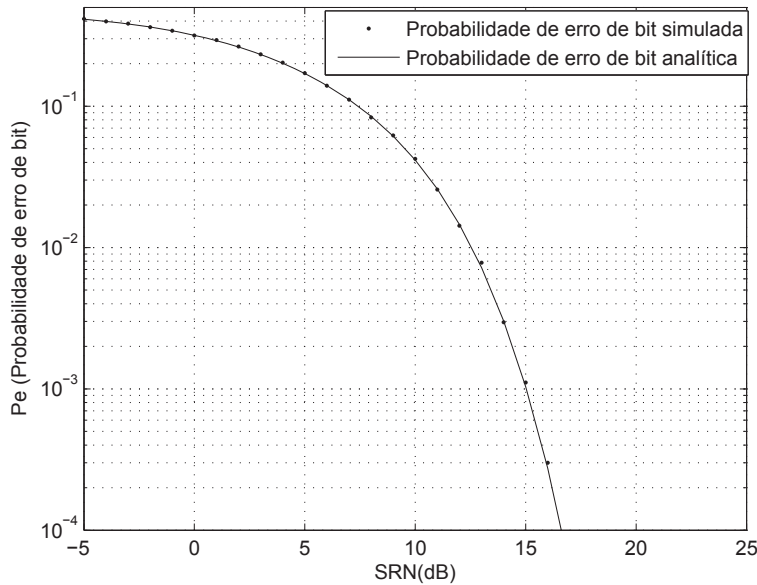


Fig. 4.6: Comparação da probabilidade de erro de bit analítica e simulada do sistema MIMO com cooperação de usuários usando o esquema descorrelacionador juntamente com SVD

Através da Fig. 4.6 é possível perceber uma P_e de 10^{-4} para uma SNR de aproximadamente 9dB enquanto que no sistema da Fig. 4.3 o sistema MIMO com cooperação usando CDMA apresenta uma maior P_e , muito embora a comparação não seja justa, pois a banda de frequência ocupada para a transmissão não é a mesma. Além disso, o sistema

que emprega o Descorrelacionador em conjunto com o SVD necessita de um conhecimento perfeito do canal.

Capítulo 5

Conclusões e Considerações Finais

Este trabalho considerou um sistema MIMO no qual foi aplicada a técnica de cooperação de usuários com múltiplo acesso CDMA e também utilizando as técnicas Descorrelacionador e SVD. Os sistemas MIMO, através da utilização de múltiplas antenas no transmissor e no receptor do sistema fornecem uma forma de diversidade espacial como resultado dos múltiplos enlaces criados entre o par transmissor-receptor.

O princípio básico da diversidade espacial é que se várias réplicas do sinal são recebidas através de diferentes caminhos que experimentam desvanecimentos independentes, então, com grande probabilidade, pelo menos um ou alguns desses caminhos não estarão experimentando desvanecimentos em um mesmo instante. Independente de outras formas de diversidade, a utilização de múltiplas antenas na transmissão é sempre desejável, devido a diversidade espacial que elas fornecem. No entanto, a utilização de múltiplas antenas no *uplink* do sistema celular pode ser inviável devido ao tamanho da unidade móvel.

Dessa forma, nesta dissertação, utilizamos a cooperação de usuário para criar um MIMO virtual no *uplink* do sistema, onde cada usuário possui apenas uma antena para transmissão. No entanto sua informação é enviada por sua antena e pela antena de seu parceiro, quando estão cooperando.

Através das análises desenvolvidas durante todo o trabalho, foi demonstrado que a cooperação de usuários é benéfica em termos de aumento de vazão, quando o canal apresenta uma baixa SNR, e portanto, o transmissor pode alocar alguns períodos de transmissão para dedicá-los à utilização do envio do sinal cooperado. Dessa forma, a cooperação trás grandes benefícios quando comparada à estratégia sem cooperação de usuários. Estes ganhos obtidos através da utilização da técnica de cooperação de usuários resultam em uma maior taxa de dados e uma diminuição considerável das variações do canal. O aumento da taxa de dados com o método da cooperação pode representar redução da potência para usuários

parceiros. Assim, com a cooperação o usuário precisa ter menos potência para obter uma determinada taxa. Os ganhos da cooperação também podem ser utilizados para aumentar a cobertura de uma célula em um sistema celular.

De fato, a diminuição das variações do canal é uma vantagem extremamente significativa, sendo capaz por si só de justificar a cooperação de usuários, mesmo se não existissem outros benefícios, como o aumento da taxa de dados sob a condição de baixa SNR. Isso se deve à taxa mínima de dados requeridas por algumas aplicações em tempo real, como voz ou vídeo, e conseqüentemente a uma diminuição da probabilidade de interrupção e, assim, melhor QoS devido a cooperação.

Neste trabalho foram apresentados dois sistemas utilizando as técnicas de múltiplas antenas em conjunto com o esquema de cooperação de usuários. No primeiro sistema, considerando dois usuários parceiros, foram utilizados códigos de propagação ortogonais e a técnica MRC no receptor. Através das simulações realizadas, para este caso, ficou comprovado a diminuição da probabilidade de erro deste sistema quando comparado a sistemas sem cooperação e a sistemas utilizando a cooperação porém, sem utilizar MIMO. Também foi confirmado através de simulações que a diminuição da probabilidade de erro de bit do sistema está diretamente relacionada a qualidade do canal interusuário, assim, quanto melhor o canal interusuário, menor a probabilidade de erro de bit do sistema proposto.

No segundo sistema, foi considerada a mesma arquitetura do primeiro sistema. No entanto, os códigos de propagação ortogonais não foram utilizados. Neste esquema foram utilizadas as técnicas do Descorrelacionador e SVD. A utilização do Descorrelacionador junto com SVD decorre do fator de não existir a ortogonalidade necessária apenas utilizando o Descorrelacionador durante todo o período de cooperação. Com a utilização do Descorrelacionador conseguimos anular a interferência multi-usuário e o SVD é utilizado a fim de se obter maior ganho de multiplexação no sistema MIMO.

Novas expressões de probabilidade de erro de bit foram apresentadas e validadas nas simulações apresentadas neste trabalho. Os sistemas propostos apresentaram redução a probabilidade de erro de bit quando comparada a sistemas não cooperativos e a sistema com cooperação com uma única antena receptora. Confirmando desta forma, os benefícios dos sistemas aqui propostos e desenvolvidos.

5.1 Trabahos Futuros

Sugere-se para trabalhos futuros: o estudo da tecnologia MIMO nos transmissores; implementação do sistema proposto utilizando códigos corretores de erro como LDPC; múltiplos parceiros e otimização da potência.

Referências Bibliográficas

- [1] T. S. Rappaport. *Wireless Communications: Principles and Practice*. NJ: Prentice-Hall, 1996.
- [2] D. Tse, Pramod Viswanath. *Fundamentals of Wireless Communication*. New York: Cambridge University Press, 2005.
- [3] I. Telatar. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. *Eur. Trans. Telecommun.*, 10:585–595, Novembro 1999.
- [4] Saad, W., Zhu Han, Debbah, M. and Hjørungnes, A. A distributed coalition formation framework for fair user cooperation in wireless networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 8:4580 – 4593, Setembro 2009.
- [5] Guosen Yue, Xiaodong Wang, Zigui Yang and Høst-Madsen, A. Coding scheme for user cooperation in low-power regime. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 56:2035 – 2049, Maio 2008.
- [6] T. Cover and A. E. Gamal. Capacity theorems for the relay channel. *IEEE Transactions on Information Theory*, 25:572–584, Setembro 1979.
- [7] E.V.D.Meulen. Three-terminal communication channels. *Adv. Appl. Probability*, 3:120 – 154, 1971.
- [8] Chiachi Huang and Jafar, S.A. Degrees of Freedom of the MIMO Interference Channel With Cooperation and Cognition. *IEEE Transactions on information Theory*, 55:4211 – 4220, Setembro 2009.
- [9] Thomas M. Cover and Joy A. *Elements of Information Theory* . New York: John Wiley Sons, 2001.

-
- [10] A. Narula, M. D. Trott, and G.W.Wornell. Efficient use of side information in multiple-antenna data transmission over fading channels. *IEEE Transactions on Communications*, 16:1423–1436, Outubro 1998.
- [11] T. Cover and C. Leung. An achievable rate region for the multiple access channel with feedback. *IEEE Transactions on Information Theory*, IT-27:292–298, Maio 1981.
- [12] S.M, Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE Transactions on Communications*, 16:1451–1458, Outubro 1998.
- [13] Verdu, S. *Multiuser Detection*. Cambridge UK: CambridgeUniversity Press., 1998.
- [14] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang. User cooperation diversity – Part I: System description. *IEEE Transactions on Communications*, 51:1927–1938, Novembro 2003.
- [15] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang. User cooperation diversity – Part II: Implementation aspects and performance analysis. *IEEE Transactions on Communications*, 51:1939–1948, Novembro 2003.
- [16] G. Foschini and M. Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Pers. Commun.*, pages 331–335, 1998.
- [17] F. Willems and E. V. D. Meulen. The discrete memoryless multiple access channel with cribbing encoders. *IEEE Transactions on Information Theory*, 31:313–327, Maio 1985.
- [18] C. Zeng, F. Kuhlmann, and A. Buzo. Achievability proof of some multiuser channel coding theorems using backward decoding. *IEEE Transactions on Information Theory*, 35:1160–1165, Novembro 1989.
- [19] J. G. Proakis. *Digital Communications*. 4th ed. NewYork: McGraw-Hill, Inc., 2001.

Apêndice A

Equações

Demonstração da probabilidade de erro para o λ MRC (Equação 3.25). Definindo $\mathbf{v}_\lambda = [\gamma_1 \quad \lambda(\gamma_2 + \gamma_3)]^T$, tem-se que

$$\hat{b}_1 = \text{sign}(\mathbf{v}_\lambda^T [\gamma_1(\gamma_2 + \theta_{\lambda 3})]^T b_1 + n) \quad (\text{A.1})$$

onde $n \sim \mathcal{N}(0, v_\lambda^T v_\lambda)$. Desde que o ruído tenha média zero, e desde que assuma-se bits igualmente prováveis, a probabilidade de erro é dada por

$$P_e = P_r(\hat{b}_1 = 1 | b_1 = -1) \quad (\text{A.2})$$

resultando em

$$\begin{aligned} P_e &= P_r(-[\gamma_1 \quad (\gamma_2 + \theta_{\lambda 3})] \mathbf{v}_\lambda + n > 0) \\ &= P_r(n > [\gamma_1 \quad (\gamma_2 + \theta_{\lambda 3})] \mathbf{v}_\lambda) \\ &= (1 - P_{e12}) P_r(n > [\gamma_1 \quad (\gamma_2 + \gamma_3)] \mathbf{v}_\lambda) + P_{e12} P_r(n > [\gamma_1 \quad (\gamma_2 - \gamma_3)] \mathbf{v}_\lambda) \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

Então

$$P_e = (1 - P_{e12}) Q\left(\frac{\mathbf{v}_1^T \mathbf{v}_\lambda}{\sqrt{\mathbf{v}_\lambda^T \mathbf{v}_\lambda}}\right) + P_{e12} Q\left(\frac{\mathbf{v}_2^T \mathbf{v}_\lambda}{\sqrt{\mathbf{v}_\lambda^T \mathbf{v}_\lambda}}\right) \quad (\text{A.4})$$

onde $\mathbf{v}_1 = [\gamma_1 \quad (\gamma_2 + \gamma_3)]^T$ e $\mathbf{v}_2 = [\gamma_1 \quad (\gamma_2 - \gamma_3)]^T$.

Apêndice B

Equações

Demonstração da probabilidade de erro para P_{e0} (Equação (4.30)), P_{e1} (Equação (4.31)), P_{e2} (Equação (4.32)) e P_{e3} (Equação (4.33)).

1. Considerando o modelo representado na Fig. 4.1 e que o modelo do canal é dado por

$$\mathbf{Y} = \mathbf{b}\mathbf{K} + \mathbf{Z} \quad (\text{B.1})$$

Aplicando o descorrelacionador no primeiro período de cooperação, L_{impar}

$$\mathbf{Y}\mathbf{K}^{-1} = \mathbf{b} + \mathbf{Z}\mathbf{K}_{\text{impar}}^{-1} \quad (\text{B.2})$$

$$\mathbf{Y}_{\text{Desc}} = \mathbf{b} + \mathbf{Z}\mathbf{K}_{\text{impar}}^{-1} \quad (\text{B.3})$$

Aplicando a técnica SVD durante o segundo período de cooperação, L_{par}

$$\mathbf{Y}\mathbf{K}^{-1} = \mathbf{b} + \mathbf{Z}_{\text{par}}\mathbf{K}^{-1} \quad (\text{B.4})$$

No transmissor é realizado

$$\mathbf{b}' = \mathbf{b}\mathbf{S}' \quad (\text{B.5})$$

$$(\text{B.6})$$

Assim

$$\mathbf{Y} = \mathbf{b}'\mathbf{K} + \mathbf{Z}_{\text{par}} \quad (\text{B.7})$$

$$\mathbf{K} = \mathbf{S}\mathbf{\Delta}\mathbf{V}' \quad (\text{B.8})$$

$$\mathbf{Y} = \mathbf{b}\mathbf{S}'\mathbf{\Delta}\mathbf{V}' + \mathbf{Z}_{\text{par}} \quad (\text{B.9})$$

$$\mathbf{Y} = \mathbf{b}\mathbf{\Delta}\mathbf{V}' + \mathbf{Z}_{\text{par}} \quad (\text{B.10})$$

$$\mathbf{Y}_{\text{SVD}} = \mathbf{Y}\mathbf{V} = \mathbf{b}\mathbf{\Delta} + \mathbf{Z}_{\text{par}}\mathbf{V} \quad (\text{B.11})$$

Combinando os sinais, tem-se que

$$\mathbf{Y}_{\text{Desc}} + \mathbf{Y}_{\text{SVD}} = \mathbf{b}(\mathbf{1} + \mathbf{\Delta}) + \mathbf{Z}_{\text{impar}}\mathbf{K}^{-1} + \mathbf{Z}_{\text{par}}\mathbf{V} \quad (\text{B.12})$$

e a probabilidade de erro de bit associada a b_1 será dada por

$$P_{e0} = \sqrt{\frac{2E_b(1 + \Delta_{11})^2}{N_0(\|\mathbf{K}^{-1}(:, 1)\|^2 + \|\mathbf{V}(:, 1)\|^2)}} \quad (\text{B.13})$$

Incluindo a suposição de que $b_{21} = \hat{b}_{21}$ e $b_{22} = \hat{b}_{22}$, pode-se obter a expressão dada pela Equação (4.30).

2. Considerando os casos em que há erros nos bits estimados (P_{e1} , P_{e2} e P_{e3}) teremos que

$$\mathbf{b}' = \hat{\mathbf{b}}\mathbf{S}' = \mathbf{b}\mathbf{S}'_{\text{eq}} \quad (\text{B.14})$$

onde \mathbf{S}'_{eq} é uma matriz \mathbf{S} equivalente que incorpora os erros nos bits estimados. Sendo assim pode-se escrever que

$$\mathbf{Y}_{\text{SVD}} = \mathbf{b}\mathbf{S}'_{\text{eq}}\mathbf{S}\mathbf{\Delta} + \mathbf{Z}_{\text{par}}\mathbf{V} \quad (\text{B.15})$$

Combinando os sinais tem-se que

$$\mathbf{Y}_{\text{Desc}} + \mathbf{Y}_{\text{SVD}} = \mathbf{b} + \mathbf{Z}_{\text{impar}}\mathbf{K}^{-1} + \mathbf{b}\mathbf{S}'_{\text{eq}}\mathbf{S}\mathbf{\Delta} + \mathbf{Z}_{\text{par}}\mathbf{V} \quad (\text{B.16})$$

$$= \mathbf{b}(\mathbf{1} + \mathbf{S}'_{\text{eq}}\mathbf{S}\mathbf{\Delta}) + \mathbf{Z}_{\text{impar}}\mathbf{K}^{-1} + \mathbf{Z}_{\text{par}}\mathbf{V} \quad (\text{B.17})$$

Observando a equação acima, os casos P_{e1} , P_{e2} e P_{e3} podem ser facilmente obtidos como dados pelas Equações (4.31), (4.32) e (4.33).