

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM INFORMÁTICA**

**ESQUEMA DE COMUNICAÇÃO MIMO PARA
QUATRO ANTENAS TRANSMISSORAS E
TAXA DE TRANSMISSÃO UNITÁRIA:
ANÁLISE DE DESEMPENHO E DE
ROBUSTEZ**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Samuel Tumelero Valduga

Santa Maria, RS, Brasil

2014

**ESQUEMA DE COMUNICAÇÃO MIMO PARA QUATRO
ANTENAS TRANSMISSORAS E TAXA DE TRANSMISSÃO
UNITÁRIA: ANÁLISE DE DESEMPENHO E DE ROBUSTEZ**

Samuel Tumelero Valduga

Dissertação apresentada ao Programa de
Pós-Graduação em Informática (PPGI), Área de Concentração em
Processamento de Sinais e Microeletrônica, da Universidade Federal de Santa
Maria (UFSM, RS),
como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Ciência da Computação

Orientador: Prof. Dr. Renato Machado

Co-orientador: Prof. Dr. Andrei Piccinini Legg

Santa Maria, RS, Brasil

2014

Tumelero Valduga, Samuel

Esquema de Comunicação MIMO para Quatro Antenas Transmissoras e Taxa de Transmissão Unitária: Análise de Desempenho e de Robustez / por Samuel Tumelero Valduga. – 2014.

85 f.: il.; 30 cm.

Orientador: Renato Machado

Co-orientador: Andrei Piccinini Legg

Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Informática, RS, 2014.

1. Beamforming. 2. Canal de Realimentação. 3. Codificação de Canal. 4. Diversidade Espacial. 5. Estimção de Canal. 6. MIMO. 7. Ponderação de Potência. I. Machado, Renato. II. Piccinini Legg, Andrei. III. Título.

© 2014

Todos os direitos autorais reservados a Samuel Tumelero Valduga. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante a citação da fonte.

E-mail: samucatv@gmail.com

**Universidade Federal de Santa Maria
Centro de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Informática**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a Dissertação de Mestrado

**ESQUEMA DE COMUNICAÇÃO MIMO PARA QUATRO ANTENAS
TRANSMISSORAS E TAXA DE TRANSMISSÃO UNITÁRIA: ANÁLISE
DE DESEMPENHO E DE ROBUSTEZ**

elaborada por
Samuel Tumelero Valduga

como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Ciência da Computação

COMISSÃO EXAMINADORA:

Renato Machado, Dr.
(Presidente/Orientador)

Marcos Vinício Thomas Heckler, Dr. (UNIPAMPA)

Leonardo Londero de Oliveira, Dr. (DELC/UFSM)

Santa Maria, 31 de Janeiro de 2014.

A minha estimada família.

AGRADECIMENTOS

Agradeço pelo apoio incondicional da minha família nesta jornada. Da força, motivação, entusiasmo, longas conversas com meus pais, Antônio e Izabete e minhas irmãs Elisa e Samira; a minha namorada Tatiele que esteve presente todo o tempo ao meu lado, pelo amor, carinho, atenção, discussões e ajuda em tudo que precisei;

ao meu orientador Renato Machado pela dedicação, paciência, amizade, ajuda em horas inusitadas, pela indicação do caminho a ser percorrido, por me tornar um profissional melhor;

aos colegas de grupo de pesquisa e amigos pelos momentos de descontração, discussões, confraternizações e conselhos;

a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), pelo auxílio financeiro.

RESUMO

Dissertação de Mestrado
Programa de Pós-Graduação em Informática
Universidade Federal de Santa Maria

ESQUEMA DE COMUNICAÇÃO MIMO PARA QUATRO ANTENAS TRANSMISSORAS E TAXA DE TRANSMISSÃO UNITÁRIA: ANÁLISE DE DESEMPENHO E DE ROBUSTEZ

AUTOR: SAMUEL TUMELERO VALDUGA

ORIENTADOR: RENATO MACHADO

CO-ORIENTADOR: ANDREI PICCININI LEGG

Local da Defesa e Data: Santa Maria, 31 de Janeiro de 2014.

Nesta dissertação propõe-se um esquema de comunicação MIMO para quatro antenas transmissoras com taxa de transmissão unitária. O desempenho e a robustez do esquema proposto são avaliados e comparados com outras boas propostas recentemente apresentadas na literatura. O esquema proposto utiliza um pré-processador baseado na realimentação de fase provinda do receptor. O pré-processamento permite que o esquema proposto alcance um grau de diversidade completo bem como um ganho de codificação. A pré-codificação considera o uso de um *codebook*, cujo comprimento depende do número de bits de realimentação disponível. Faz-se uma análise de desempenho da probabilidade de erro, mostrando os limitantes superior e inferior do esquema para diferentes quantidades de bits de realimentação, diferentes números de antenas e para as constelações do tipo PSK e QAM. Para a análise de robustez, considerou-se o emprego de estimadores de canais clássicos. No modelo utilizado para os estimadores de canais foram acrescentados os efeitos da correlação espacial, para se verificar as perdas decorrentes da correlação espacial entre as antenas, e do efeito Doppler, para se avaliar a perda de desempenho decorrente da mobilidade relativa entre transmissor e receptor.

Palavras-chave: Beamforming. Canal de Realimentação. Codificação de Canal. Diversidade Espacial. Estimação de Canal. MIMO. Ponderação de Potência.

ABSTRACT

Master's Thesis
Graduate Program in Informatics
Federal University of Santa Maria

MIMO COMMUNICATION SCHEME FOR FOUR-TRANSMITTING ANTENNA SYSTEM WITH UNITARY TRANSMISSION RATE: PERFORMANCE AND ROBUSTNESS ANALYSIS

AUTHOR: SAMUEL TUMELERO VALDUGA

ADVISOR: RENATO MACHADO

COADVISOR: ANDREI PICCININI LEGG

Place and Date of Defense: Santa Maria, January 31st, 2014.

In this master thesis it is proposed a MIMO communication scheme with four transmit antennas and unitary transmission rate. The performance and robustness of the scheme are evaluated and compared with other good proposals recently presented in the literature. The proposed scheme uses a preprocessor based on phase feedback. The preprocessor allows the proposed scheme to obtain full diversity and also coding gain. The pre-processing considers a codebook design, whose size is dependent on the number of feedback bits. Error probability analysis is provided, where the upper and lower bounds for different numbers of feedback bits and antennas are presented, considering two different types of constellations, QAM and PSK. For robustness analysis, channels estimators were used. For the channel estimators model it was added the effects of spatial correlation, enabling the evaluation the losses caused by the spatial correlation among the antennas, and the Doppler effect, for evaluating the loss performance due to the relative mobilitys between trnamitter and receiver.

Keywords: Beamforming. Channel Coding. Channel Estimation. Feedback Channel. MIMO and Spatial Diversity.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Ambiente com multipercursos	25
Figura 4.1 – Diagrama de Blocos do Modelo do Sistema	40
Figura 4.2 – Ideal (não quantizado) fase de realimentação, $M_T=4$, $M_R = 1$	54
Figura 4.3 – Desempenho da BER. $M_T=4$, $M_R=1$ and $b=3$	54
Figura 4.4 – Desempenho da BER do esquema proposto para $M_R = 1$ and $M_R = 2$	55
Figura 4.5 – Desempenho da BER-QAM: Limitante teórico superior e o desempenho do esquema de 4 antenas transmissoras para $M_R = 1$	55
Figura 4.6 – Desempenho da BER-QAM: Limitante teórico superior e o desempenho do esquema de 4 antenas transmissoras para $M_R = 2$	56
Figura 4.7 – Desempenho da BER-QPSK: Limitante teórico superior e o desempenho do esquema de 4 antenas transmissoras para $M_R = 1$	57
Figura 4.8 – Desempenho da BER-QPSK: Limitante teórico superior e o desempenho do esquema de 4 antenas transmissoras para $M_R = 2$	57
Figura 4.9 – Desempenho da BER-QPSK: Limitante teórico superior e inferior e o desempenho do esquema de 4 antenas transmissoras para $M_R = 1$ com $b=3$. ..	58
Figura 4.10 – Desempenho da BER-QPSK: Limitante teórico superior e inferior e o desempenho do esquema de 4 antenas transmissoras para $M_R = 1$ com $b=4$. ..	58
Figura 4.11 – Desempenho da BER-QPSK: Limitante teórico superior e inferior e o desempenho do esquema de 4 antenas transmissoras para $M_R = 1$ sem quantização na realimentação.	59
Figura 5.1 – Esquema ACBS-Choi com estimação de canal.	64
Figura 5.2 – Esquema EOSTBC com estimação de canal.	64
Figura 5.3 – Esquema GGCC com estimação de canal.	65
Figura 5.4 – Esquema proposto com estimação de canal.	65
Figura 5.5 – Esquema ACBS-MMSE com o efeito de correlação espacial.	66
Figura 5.6 – Esquema ACBS-LMS com o efeito de correlação.	67
Figura 5.7 – Esquema EOSTBC MMSE com o efeito de correlação espacial.	67
Figura 5.8 – Esquema EOSTBC LMS com o efeito de correlação.	68
Figura 5.9 – Esquema GGCC MMSE com o efeito de correlação espacial.	69
Figura 5.10 – Esquema GGCC-LMS com o efeito de correlação espacial.	69
Figura 5.11 – Esquema proposto MMSE com o efeito de correlação espacial.	70
Figura 5.12 – Esquema proposto LMS com o efeito de correlação espacial.	71
Figura 5.13 – Esquema ACBS com o deslocamento Doppler.	72
Figura 5.14 – Esquema EOSTBC com o deslocamento Doppler.	72
Figura 5.15 – Esquema GGCC com o deslocamento Doppler.	73
Figura 5.16 – Esquema proposto com o deslocamento Doppler.	73
Figura 5.17 – Esquema ACBS LMS com o efeito de correlação espacial e do deslocamento Doppler.	74
Figura 5.18 – Esquema EOSTBC LMS com o efeito de correlação espacial e do deslocamento Doppler.	75
Figura 5.19 – Esquema GGCC LMS com o efeito de correlação espacial e do deslocamento Doppler.	75
Figura 5.20 – Esquema proposto com LMS com o efeito de correlação espacial e do deslocamento Doppler.	76

Figura 5.21 – Esquema proposto LMS com tamanho variável da sequência de treinamento e velocidade de deslocamento de 5 km/h.	77
Figura 5.22 – Esquema proposto com LMS com tamanho variável da sequência de treinamento e velocidade de deslocamento de 50 km/h.	77
Figura 5.23 – Esquema proposto com LMS com tamanho variável da sequência de treinamento e velocidade de deslocamento de 100 km/h.	78
Figura 5.24 – Esquema proposto LMS com tamanho variável da sequência de treinamento e velocidade de deslocamento de 150 km/h.	79

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Esquema de transmissão de Alamouti.....	30
Tabela 3.2 – Esquema de transmissão de Alamouti-Estendido.	33
Tabela 3.3 – Esquema de transmissão com GGCC.....	36
Tabela 4.1 – Realimentação quantizada: codebook design	47
Tabela 5.1 – Resultados de simulação: Doppler e correlação.	74

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AR	Auto-regressivo
arg max	Argumento máximo
arg min	Argumento mínimo
BER	Taxa de erro de bit (do inglês: <i>bit error rate</i>)
CSI	Informação do estado do canal (do inglês: <i>channel state information</i>)
EGC	Combinação de mesmo ganho (do inglês: <i>equal gain combining</i>)
GCC	Códigos grupo coerente (do inglês: <i>group-coherent code</i>)
GGCC	Códigos grupo coerente generalizados (do inglês: <i>generalized group-coherent code</i>)
LMS	Mínimo médio quadrático (do inglês: <i>least mean squared</i>)
MIMO	Múltiplas entradas e múltiplas saídas (do inglês: <i>multiple-input, multiple-output</i>)
MISO	Múltiplas entradas e única saída (do inglês: <i>multiple-input single-output</i>)
MMSE	Erro quadrático médio mínimo (do inglês: <i>minimum mean squared error</i>)
ML	Máxima verossimilhança (do inglês: <i>maximum likelihood</i>)
MRC	Combinação de máxima razão (do inglês: <i>maximum ratio combining</i>)
MRT	Transmissão de máxima razão (do inglês: <i>maximum ratio transmission</i>)
MSE	Erro quadrático médio (do inglês: <i>mean squared error</i>)
OSTBC	Código espaço-temporal ortogonal por bloco (do inglês: <i>orthogonal space-time block code</i>)
QAM	Modulação por amplitude e quadratura (do inglês: <i>quadrature amplitude modulation</i>)
QPSK	Chaveamento de fase e quadratura (do inglês: <i>quadrature phase shift keying</i>)
RLS	Algoritmo recursivo de quadrados mínimos (do inglês: <i>recursive least-squares</i>)
SDC	Combinação de diversidade na seleção (do inglês: <i>selection diversity combining</i>)
SIMO	Única entrada e múltiplas saídas (do inglês: <i>single-input multiple-output</i>)
SISO	Uma entrada e uma saída (do inglês: <i>single input, single output</i>)
SNR	Razão sinal-ruído (do inglês: <i>signal-to-noise ratio</i>)
STBC	Códigos espaço-temporais em bloco (do inglês: <i>space-time block codes</i>)
STTC	Códigos espaço-temporais em treliça (do inglês: <i>space-time trellis codes</i>)
WSSUS	Modelo de canal estacionário no sentido amplo com espalhadores descorrelacionados (do inglês: <i>wide-sense stationary uncorrelated scattering</i>)

LISTA DE SÍMBOLOS

*	Conjugado complexo
a	Escalar a
\mathbf{a}	Vetor \mathbf{a}
\mathbf{A}	Matriz \mathbf{A}
b	Número de bits de realimentação
c	Velocidade da luz
exp	Função Exponencial
\mathbb{E}	Esperança estatística
E_b	Energia média de bit
E_s	Energia de símbolo
f_D	Frequência Doppler
f_c	Frequência da portadora
\mathbf{H}	Matriz ganho do canal
\mathbf{I}_{M_T}	Matriz identidade de ordem M_T
$J_0(\cdot)$	Função de Bessel de primeiro tipo e ordem zero
$ \cdot $	Módulo do número (real ou complexo)
$\ \cdot\ ^2$	Norma de Frobenius quadrática
$(\cdot)^H$	Operação Hermitiano (conjugado transposto)
$(\cdot)^T$	Operação transposto
N_0	Densidade espectral de potência do ruído
M_T	Número de antenas transmissoras
M_R	Número de antenas receptoras
P_e	Probabilidade de erro
P_{out}	Probabilidade de <i>outage</i>
\prod	Produtório
\sum	Somatório

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	16
1.1 Objetivos	19
1.2 Publicações	19
2 SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO SEM FIO: CONCEITOS BÁSICOS	21
2.1 Modelo de Canal	21
2.1.1 Banda de Coerência	22
2.1.2 Modelo Auto Regressivo	22
2.1.3 Modelo de Correlação Espacial	23
2.1.4 Modelo de Canal Correlacionado Variante no Tempo	24
2.2 Canal de Comunicação Rádio-Móvel	24
2.3 Desvanecimentos	24
2.3.1 Desvanecimento Plano	25
2.3.2 Desvanecimento Seletivo em Frequência	26
2.3.3 Desvanecimento Rápido	26
2.3.4 Desvanecimento Quase-Estático	26
2.4 Diversidade	27
2.5 Conclusão	28
3 CODIFICAÇÃO DE CANAL PARA SISTEMAS MIMO	29
3.1 Código de Alamouti	30
3.2 Códigos Espaço-Temporais em Bloco	31
3.3 Código de Alamouti Combinado-ACBS	32
3.4 Códigos Grupo-Coerente Generalizados – GGCC	36
3.4.0.1 Exemplo de um GGCC	36
3.5 Conclusão	37
4 ESQUEMA DE COMUNICAÇÃO MIMO PARA QUATRO ANTENAS TRANSMISSORAS E TAXA DE TRANSMISSÃO UNITÁRIA: ANÁLISE DE DESEMPENHO	38
4.1 Modelo do Sistema Proposto	38
4.2 Esquema MIMO Proposto	39
4.2.1 O Transmissor	39
4.2.2 Receptor	40
4.2.2.1 Receptor linear para uma antena receptora	40
4.2.2.1.1 Análise da SNR	41
4.2.2.2 Receptor linear para duas antenas receptoras	42
4.2.2.2.1 Análise da SNR	43
4.2.2.3 Receptor linear para M_R antenas receptoras	44
4.2.2.3.1 Análise da SNR	45
4.3 Realimentação Quantizada	47
4.4 Análise da BER	48
4.4.1 Limitante superior para o desempenho da BER	49
4.4.2 Limitante inferior para o desempenho da BER	50
4.5 Resultados de Simulação	52
4.6 Conclusão	59

5 ESTIMAÇÃO DE CANAL PARA SISTEMAS MIMO	60
5.1 Estimadores Estudados	61
5.1.1 Estimador MMSE	61
5.1.2 Estimador LMS	62
5.2 Resultados de Simulação	63
5.3 Conclusão	79
6 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	81
REFERÊNCIAS	83

1 INTRODUÇÃO

O aumento do número de usuários nos sistemas de comunicação requer que novas técnicas de transmissão sejam propostas para garantir a confiabilidade e qualidade do sistema, permitindo que a crescente demanda por maiores taxas de dados e serviços multimídia sejam atendidas. Uma possível solução seria considerar o aumento da potência do transmissor. No entanto, isso acarretaria em maior custo operacional em função do maior consumo de potência por parte das estações rádio-base e redução da autonomia das unidades móveis. Além disso, essa solução causaria um aumento na interferência co-canal e canal-adjacente, colidindo com as restrições definidas pelas agências reguladoras.

Outra possível solução seria considerar o uso de múltiplas antenas no transmissor (múltiplas entradas) e/ou múltiplas antenas no receptor (múltiplas saídas) mais conhecidos como sistemas MIMO (do inglês: *multiple-input, multiple-output*). Pode-se, portanto, explorar a dimensão espacial do sistema de comunicação e assim se obter melhorias em termos de taxa de comunicação, confiabilidade do sistema e maior eficiência espectral, sem a necessidade de se aumentar a potência de transmissão, o que torna essa solução muito mais atrativa (CAIRE; TARICCO; BIGLIERI, 1998; TAROKH; JAFARKHANI; CALDERBANK, 1999; AL-DHAHIR et al., 2002; LARSSON; STOICA, 2003; TSE; VISWANATH, 2004; CHEN; YUAN; VUCETIC, 2005).

Sistemas de comunicação MIMO e variantes deste, SIMO (do inglês: *single-input multiple-output*) e MISO (do inglês: *multiple-input single-output*) exploram a diversidade espacial obtida através do uso de múltiplas antenas, onde cópias do mesmo símbolo são enviadas e/ou recebidas por diferentes antenas, sendo processados (ou combinados) de forma apropriada tal que a qualidade do sinal possa ser melhorada no receptor. Dentre as principais técnicas de diversidade espacial podemos citar a diversidade de combinação de seleção (SDC) (do inglês: *selection diversity combining*), combinação de mesmo ganho (EGC) (do inglês: *equal gain combining*) e combinação de máxima razão (MRC) (do inglês: *maximum ratio combining*).

A exploração da dimensão espacial no transmissor surgiu com a proposta do código espaço-temporal ortogonal proposto por Alamouti em 1998 (ALAMOUTI, 1998). O trabalho de Alamouti foi um marco na era das comunicações sem fio, permitindo que a capacidade dos sistemas celulares pudesse ser significativamente aumentada (TAROKH; JAFARKHANI; CALDERBANK, 1999). O uso do código de Alamouti não ne-

cessita da informação do estado do canal no transmissor, entretanto quando um canal de realimentação existe e a informação do estado do canal fica disponível ao transmissor, pode-se melhorar consideravelmente o desempenho do sistema (PROAKIS, 1995; RAPPAPORT, 1996). O canal de realimentação é usado para transmitir a informação do estado do canal (CSI, do inglês: *channel state information*) ao transmissor, possibilitando aplicar a técnica de formatação de feixe ótima (*optimal beamforming*) (GORE; PAULRAJ, 2001). Se a CSI for perfeita, pode-se também considerar o uso da técnica de transmissão de máxima razão (MRT, do inglês: *maximum ratio transmission*) melhorando a eficiência do sistema (LO, 1999).

Uma suposição realista neste tipo de sistema consiste na possibilidade de somente alguns bits serem enviados pelo canal de realimentação. Em (MACHADO; UCHÔA-FILHO, 2004), propôs-se um esquema de seleção híbrida antena/código no transmissor que seleciona o melhor código e um determinado subconjunto de antenas transmissoras para realizar a transmissão dos símbolos naquele quadro de transmissão a partir de uma lista de códigos espaço-temporal em bloco. O código selecionado é baseado no critério da mínima probabilidade de erro instantânea, ou seja, o código escolhido para aquele quadro de transmissão deve garantir que a probabilidade de erro instantânea seja a mínima possível. Esta ideia foi refinada posteriormente em (AKHTAR; GESBERT, 2004). Em (LOVE; JR., 2003), supondo o uso de um canal de realimentação quantizado os autores mostraram que o projeto de códigos para canais MIMO possui problemas equivalentes ao problema de empacotamento de subespaços unidimensionais, conhecido como empacotamento Grassmanniano de linhas (do inglês: *Grassmannian line packing*). Neste trabalho, derivou-se o limitante inferior da taxa de erro a qual tem dependência do número de bits de realimentação. Neste contexto, utilizando a ideia do uso do canal de realimentação, a derivação para um limitante inferior da probabilidade de *outage* (MUKKAVILLI et al., 2003) é demonstrada para qualquer conjunto finito de formatadores de feixe. O desempenho é analisado para diferentes números de antenas transmissoras e para diferentes números de bits de realimentação, mostrando como um sistema MIMO, fazendo uso de um canal de realimentação quantizado, pode melhorar o desempenho e se aproximar do caso ideal (sem quantização).

Análises de probabilidade de erro para diferentes desvanecimentos são descritas em (SIMON; ALOUINI, 2000; LARSSON; STOICA, 2003). Em (ZHOU; WANG; GIANNAKIS, 2005) analisa-se o desempenho da formatação de feixe com limitação de bits de realimentação, supondo que os pontos pertencentes a uma hipersfera podem ser utilizados para se projetar *codebooks*. Neste mesmo artigo, derivam-se o limitante inferior da probabilidade de erro para

modulação por chaveamento de fase (PSK, do inglês: *phase shift keying*) e para a modulação de amplitude em quadratura (QAM, do inglês: *quadrature amplitude modulation*). Em (ZHU et al., 2010), os autores fazem uma análise para o desempenho da probabilidade de erro de símbolo, baseados na propriedade assintótica da Função Geradora de Momento (FGM do inglês: *moment generating function*) do limitante superior, condicionada a razão sinal-ruído, para MRT, seleção de antenas transmissoras (TAS do inglês: *transmit antenna selection*) e codebook baseado em beamforming (CBB do inglês: *codebook-based beamforming*). A primeira parte desta dissertação trata da proposta de um novo esquema de comunicação MIMO que faz uso de um canal de realimentação quantizado para otimizar a comunicação a cada novo quadro de transmissão.

Grande parte dos trabalhos desenvolvidos para sistemas MIMO consideram que as características do canal são perfeitamente conhecidas pelo receptor. Entretanto, em situações práticas isto pode não ocorrer, assim torna-se necessária a estimação dos parâmetros do canal para continuar empregando estes esquemas. Os algoritmos de estimação do canal os algoritmos estimadores podem ser subdivididos em três grandes classes: supervisionados, semi-cegos e cegos¹. Algoritmos supervisionados tem como característica principal a utilização de uma sequência de treinamento conhecida pelo receptor para estimar o canal (BIGUESH; GERSHMAN, 2006; KOTECHEA; SAYEED, 2004). Algoritmos semi-cegos fazem a utilização do conhecimento das características da sequência de treinamento. Algoritmos cegos não fazem o uso de sequências de treinamento, utilizando somente o conhecimento do sinal recebido e as características estatísticas dos sinais transmitidos.

Os sistemas de transmissão sem fio podem estar inseridos em ambientes com mobilidade, onde o movimento relativo entre receptor e transmissor caracteriza uma variação temporal no canal de comunicação. Portanto os estimadores de canal tem que ser capazes de acompanhar essas variações temporais. Entre os estimadores baseados em filtragem adaptativa têm-se: o estimador baseado no algoritmo LMS (do inglês: *least mean square*), é uma opção razoável em termos de custo benefício. Este é uma versão estocástica do método do gradiente (HAYKIN, 1996), atualizando a estimação conforme um passo fixo ou variável. Em (DARYASAFAR; LASHKARI; EHYAEE, 2012) é avaliada a estimação de canal utilizando o estimador LMS em um sistema MIMO-OFDM baseado em métodos de comparação. Em (FILHO, 2005) o autor avalia a estimação LMS com passo adaptativo, mostrando melhor efi-

¹ Também conhecidos como autodidatas ou não supervisionados

ciência em relação a outros algoritmos que utilizam o LMS com passo variável, entretanto a complexidade do estimador é maior em relação ao LMS convencional. Utilizando o mesmo conceito de LMS com passo adaptável, (RANA; KIM; CHO, 2010) mostrou a eficiência do algoritmo convencional e com passo adaptativo para sistemas LTE (do inglês: *long term evolution*).

1.1 Objetivos

O objetivo desta dissertação está dividido em duas partes: a primeira parte consiste na proposta de um novo codificador de canal, projetado para um esquema de comunicação sem fio com quatro antenas transmissoras e taxa de transmissão unitária. Considera-se a existência de um canal de realimentação quantizado, o qual é utilizado para enviar informações para a adaptação do sinal transmitido a cada novo quadro de transmissão. O esquema proposto pode ser aplicado em receptores com uma ou mais antenas receptoras. O detector proposto é linear e de baixa complexidade, o que torna a proposta bastante atrativa em termos de aplicação. Para concluir a primeira parte do trabalho são apresentadas análise de desempenho de taxa de erro de bit, permitindo uma comparação entre resultados obtidos analiticamente ou por meio de simulações.

A segunda parte, consiste na análise de desempenho do esquema proposto quando a informação sobre o estado do canal não está disponível perfeitamente no receptor. Esta informação é encontrada a partir de estimativas provenientes das sequências de treinamento conhecidas pelo receptor. Primeiro, consideram-se canais com desvanecimento Rayleigh, plano e estáticos, onde não existe variação temporal do canal entre uma transmissão dos símbolos em cada *frame*, e uma segunda análise onde consideram-se canais com desvanecimento Rayleigh, plano e variantes no tempo devido a um espalhamento em frequência, causado pelo efeito Doppler. Ainda neste contexto é analisado o efeito da degradação dada pela correlação espacial dos canais, considerando que em um sistema real as antenas dos dispositivos dificilmente são totalmente descorrelacionadas.

1.2 Publicações

Nesta seção são listados os trabalhos publicados no decorrer do Mestrado:

- **Samuel T. Valduga, José C. Menezes Jr., Renato Machado, Natanael R. Gomes e**

Andrei P. Legg, A Full-Diversity Scheme for Four Transmit Antennas and Quantized Feedback Channel, SBRT-2012.

- **Samuel T. Valduga, Dimas I. Alves, Renato Machado, Andrei P. Legg e Murilo B. Loiola** A Low-Complexity Rate-One MIMO Scheme with Four Transmit Antennas and Phase Feedback, CITS-2013.
- **Samuel T. Valduga, Dimas I. Alves, Renato Machado, Andrei P. Legg e Murilo B. Loiola** Esquema MIMO de Baixa Complexidade com Quatro Antenas Transmissoras e Taxa de Transmissão Unitária, SBRT-2013.
- **Dimas Irion Alves, Nelson Jorge Schuch, Samuel Tumelero Valduga and Renato Machado** Hybrid Relay Selection Scheme with Feedback Channel for Amplify-and-Forward Two-Hop Networks, IWT-2013.
- **Dimas Irion Alves, Nelson Jorge Schuch, Samuel Tumelero Valduga, Renato Machado** Hybrid Relay Selection for Two-Hop Network, Revista de Telecomunicações-2013.
- **Samuel T. Valduga, Dimas I. Alves, Renato Machado, Andrei P. Legg and Murilo B. Loiola** Low-Complexity Codebook-Based Beamforming with Four Transmit Antennas and Quantized Feedback Channel, WCNC-2014.

2 SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO SEM FIO: CONCEITOS BÁSICOS

Alguns conceitos básicos sobre sistemas de comunicação sem fio são abordados devido a sua importância para o entendimento dos assuntos abordados nesta dissertação. Na Seção 2.1, descreve-se o modelo do sistema considerado neste trabalho. Na Seção 2.2, faz-se uma breve descrição do ambiente de comunicação rádio-móvel onde o trabalho apresentado nesta dissertação está inserido. Na Seção 2.3, apresentam-se alguns conceitos sobre desvanecimento. Na Seção 2.4, aborda-se o conceito de diversidade em sistemas de comunicações sem fio. Finalizando este capítulo, apresenta-se uma breve conclusão.

2.1 Modelo de Canal

Ambientes com desvanecimento em pequena escala caracterizam-se pelas flutuações rápidas na potência do sinal que advêm principalmente da alteração do ambiente (canal) e/ou movimento relativo entre transmissor e receptor. Um dos principais fatores que causam este efeito está relacionado ao efeito do deslocamento Doppler mais conhecido como efeito Doppler, ocorrendo geralmente quando o receptor se desloca de um ponto a outro em uma certa velocidade. Assim, o sinal irá se propagar em diferentes percursos, estando sujeito a um desvio de frequência, dado matematicamente pela seguinte equação:

$$f_d = \frac{v \cdot f_c}{c}, \quad (2.1)$$

em que c é a velocidade da luz em m/s, v é uma velocidade constante em m/s e f_c é a frequência da portadora em Hz. Na prática, como os sinais percorrem diferentes caminhos, diferentes ângulos de incidência são formados, assim, cada componente de multipercurso sofrerá um desvio diferente na frequência, resultando no aumento da largura de faixa do sinal.

Utilizando o modelo descrito por Jakes-Clark com sinal na frequência f , pode-se descrever matematicamente a densidade espectral da potência do sinal recebido como:

$$S(f) = \begin{cases} \frac{1}{\pi f_d} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_d}\right)^2}}, & |f| < f_d \\ 0, & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (2.2)$$

A variação temporal é frequentemente modelada por um processo estocástico estacionário no sentido amplo (JERUCHIM; BALABAN; SHANMUGAN, 2000). Calculando a transformada inversa de Fourier do espectro Doppler de (2.2) com a função de auto correlação temporal é

obtida uma função que caracteriza o efeito Doppler,

$$E[h_{(i,j,k)}h_{(i,j,t+\Delta t)}^*] = J_0(2\pi f_d T_s |k - t|), \quad (2.3)$$

sendo h os coeficientes do canal em um instante k , J_0 a função de Bessel de ordem zero e primeiro tipo e T_s o período de símbolo. Este modelo faz parte dos modelos estatísticos conhecidos como WSSUS (do inglês: *Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering*) (JERUCHIM; BALABAN; SHANMUGAN, 2000).

Neste trabalho, considera-se que o efeito dado no canal respeita uma distribuição estatística caracterizada pela p.d.f. (do inglês: *probability density function*) da função Rayleigh:

$$p(\rho) = \frac{2\rho}{\sigma_\rho^2} \exp\left(-\frac{\rho^2}{\sigma_\rho^2}\right). \quad (2.4)$$

Considerando ainda o desvanecimento em pequena escala, a propagação por múltiplos percursos faz com que os sinais se propaguem por vários percursos até chegar ao receptor, estando estes sujeitos a reflexões, difrações e espalhamento provenientes dos diversos obstáculos que estão em seu caminho. Assim, esses sinais chegam ao receptor com diferentes intensidades e atrasos, podendo resultar em sinais fortemente atenuados.

2.1.1 Banda de Coerência

A banda de coerência do canal B_c é a faixa em que todas as componentes espectrais são afetadas igualmente pelo desvanecimento, causado pela propagação em múltiplos percursos (JERUCHIM; BALABAN; SHANMUGAN, 2000; TSE; VISWANATH, 2004). A banda de coerência é uma característica do canal que permite, por exemplo, utilizar técnicas de embaralhamento (*interleaving*) na frequência com intuito de explorar a diversidade na frequência. Esta banda está diretamente relacionada ao espalhamento de atraso e por multipercursos podendo ser descrita aproximadamente como:

$$B_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (2.5)$$

O canal com desvanecimento em multipercurso (T_m), pode ser modelado como um filtro de tempo discreto variável com resposta impulsiva passa-baixa.

2.1.2 Modelo Auto Regressivo

O modelo descrito pelo processo auto-regressivo (AR) foi escolhido por aproximar o efeito temporal descrito pela função de autocorrelação (2.3) e o espectro Doppler (2.2).

Na literatura, ele é muito usado por aproximar de uma forma simplificada processos aleatórios discretos com um espectro arbitrário. Sabendo que os primeiros termos de (2.3) conseguem captar a maior parte da informação da dinâmica dos coeficientes para atrasos pequenos, os modelos AR de ordem baixa são utilizados para descrever a evolução temporal do canal (BADDOUR; BEAULIEU, 2005). Considera-se, nesta dissertação, que existe a necessidade de se obter os coeficientes da evolução do canal, não sendo necessária a simulação deste. Mantendo esta ideia foi utilizado um modelo AR de ordem um para descrever a evolução do canal. O canal pode ser descrito da seguinte forma:

$$h_k = h_{k-1}\beta + w_k, \quad (2.6)$$

em que $\beta = J_o(2\pi f_d T_s)$, w_k é o ruído de excitação Gaussiano independente, circularmente simétrico, de média nula e matriz de covariância

$$Q_{canal} = \sigma_w^2 I_{M_R M_T}, \quad (2.7)$$

sendo $\sigma_w^2 = (1 - |\beta|)$, M_R e M_T são o número de antenas receptoras e transmissoras respectivamente.

2.1.3 Modelo de Correlação Espacial

Após considerar o efeito Doppler no modelo do canal, considera-se também o efeito da correlação. A correlação espacial depende do ambiente de propagação, da polarização dos elementos das antenas e dos espaçamentos entre estes elementos. Geralmente em ambientes reais existe algum tipo de correlação espacial devido a separação entre as antenas não ser suficiente para decorrelação total. Levando isso em consideração, optou-se por um modelo de correlação para canal MIMO plano dado em (LARSSON; STOICA, 2003), mais conhecido como modelo de Kronecker (WEICHSELBERGER et al., 2006). O modelo para caracterização do canal de propagação MIMO propõe a obtenção da matriz do canal h_k a partir de duas matrizes de correlação que descrevem as propriedades de correlação. O modelo analítico é um dos mais populares devido a sua simplicidade representar satisfatoriamente canais MIMO planos, sem linha de visada e com até 4 antenas transmissoras e receptoras (LARSSON; STOICA, 2003; BÖLCSKEI et al., 2006), que é descrito por

$$h_k^c = R_{M_T}^{\frac{1}{2}} H_k (R_{M_R}^{\frac{1}{2}})^T, \quad (2.8)$$

em que R_{M_T} modela a correlação entre antenas transmissoras e R_{M_R} modela a correlação entre antenas receptoras, H_k representa o canal MIMO com coeficientes independentes.

2.1.4 Modelo de Canal Correlacionado Variante no Tempo

Considerando um canal plano e utilizando a Equação (2.8) em (2.6), o modelo de canal correlacionado variante no tempo pode ser descrito da seguinte forma:

$$h_k^c = h_{k-1}^c \beta + G w_k, \quad (2.9)$$

em que $G = R_{M_T}^{\frac{1}{2}}$. Considera-se nesta dissertação somente o caso de correlação espacial entre as antenas transmissoras, sendo possível estender utilizando o mesmo modelo também para antenas receptoras.

2.2 Canal de Comunicação Rádio-Móvel

Canais em sistemas de comunicação radio móveis, são caracterizados por seus efeitos intrínsecos que causam algumas dificuldades de análise. A modelagem destes exige o conhecimento estatístico para sua caracterização, em que a aleatoriedade e dinâmica estão relacionadas ao desvanecimento em larga e pequena escala que afeta a qualidade do sinal recebido no receptor.

O desvanecimento em larga escala é descrito como a perda de potência no sinal recebido devido ao distanciamento entre transmissor e/ou receptor, que geralmente é causado por perda de percurso ou sombreamento. Já o desvanecimento em pequena escala está relacionado a pequenas variações do ambiente rádio-móvel, onde existem rápidas flutuações no sinal e são causadas pelo efeito de multipercursos e do deslocamento em frequência devido ao efeito Doppler.

Nestes canais, limitações na largura de banda, perdas de propagação, variação no tempo, ruído, interferência e desvanecimento multipercurso (Figura 2.2) fazem com que a transmissão de dados com altas taxas de transmissão seja dificultada.

2.3 Desvanecimentos

Se considerarmos um pulso extremamente estreito, como um impulso transmitido em um canal com multipercursos e variante no tempo, este sinal será recebido de uma forma diferente da que foi transmitido no instante inicial. Este sinal será a composição de vários pulsos com atrasos e amplitudes diferentes. Os sinais transmitidos em instantes diferentes sofrem

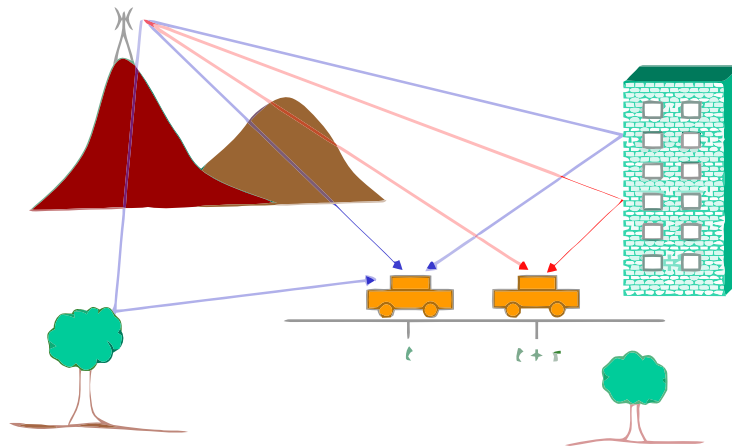


Figura 2.1 – Ambiente com multipercursos

variações de uma forma diferente, ou seja, estas variações ocorrem de forma imprevisível, caracterizando este canal como estaticamente variante no tempo (PROAKIS, 1995).

O desvanecimento pode ser descrito em um canal móvel através da função de densidade de probabilidade. Uma destas distribuições é a Rayleigh que está relacionada ao caso onde o receptor não tem nenhuma componente com visada direta, isto é, nenhuma componente irá se destacar em amplitude comparada com a amplitude das outras.

2.3.1 Desvanecimento Plano

O canal com desvanecimento plano tem uma largura de banda maior que a largura de faixa do sinal transmitido Δf , resultando em um ganho constante e uma resposta de fase linear. Assim, todas as componentes do sinal chegam ao receptor com sua característica espectral praticamente inalterada. Em outras palavras, para que um ambiente radiomóvel esteja sob um desvanecimento plano, o sinal transmitido deve apresentar as seguintes características:

$$B_{sinal} \ll (\Delta f)_{canal} \quad (2.10)$$

e

$$T_{sinal} \gg T_m, \quad (2.11)$$

em que B_{sinal} e T_{sinal} são a largura de faixa e a duração de um símbolo do sinal, respectivamente.

2.3.2 Desvanecimento Seletivo em Frequência

O canal com desvanecimento seletivo em frequência tem sua componente com ganho constante e uma resposta de fase linear de largura de frequência menor que a largura de faixa do sinal transmitido. Devido a isso, o espalhamento temporal do sinal terá um tempo maior na duração do símbolo transmitido, assim o sinal que foi recebido será interferido pelos que foram transmitidos em instantes anteriores, causando nesse sistema o que é chamado de interferência intersimbólica. Em outras palavras, para que um ambiente radiomóvel esteja sob um desvanecimento seletivo em frequência, o sinal transmitido deve apresentar as seguintes características:

$$B_{sinal} > (\Delta f)_{canal} \quad (2.12)$$

e

$$T_{sinal} < T_m. \quad (2.13)$$

2.3.3 Desvanecimento Rápido

O canal com desvanecimento rápido acontece quando o intervalo de tempo em que ocorrem variações no canal é menor que o período de símbolo, com isso, o sinal recebido sofrerá um espalhamento espectral. Ou seja, para que o canal apresente desvanecimento rápido, o sinal transmitido deve apresentar as seguintes características:

$$T_{sinal} > (\Delta t)_{canal} \quad (2.14)$$

e

$$B_{sinal} < B_D. \quad (2.15)$$

2.3.4 Desvanecimento Quase-Estático

Este desvanecimento ocorre quando a variação das características do canal variam lentamente em relação à duração de símbolo, assim, durante a transmissão do símbolo o canal pode ser considerado estático. Um canal é modelado pelo desvanecimento quase-estático se o sinal transmitido apresentar as seguintes características:

$$T_{sinal} \ll (\Delta t)_{canal} \quad (2.16)$$

e

$$B_{sinal} \gg B_D. \quad (2.17)$$

2.4 Diversidade

Uma forma de se quantificar o ganho provido por uma determinada técnica de transmissão é através da avaliação do grau de diversidade obtido por tal técnica. A técnica é baseada no envio de várias réplicas do sinal, com o intuito de aumentar a probabilidade de que pelos um sinal chegue ao receptor corretamente. Ela auxilia na mitigação do efeito destrutivo na potência do sinal, proveniente de um ambiente com flutuações, desvanecimentos no tempo, no espaço e na frequência. Matematicamente o ganho de diversidade pode ser calculado como (TSE; VISWANATH, 2004; HAYKIN; MOHER, 2005; BölCSKEI et al., 2006):

$$G_d = - \lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{\log Pe(SNR)}{\log(SNR)} \quad (2.18)$$

em que $Pe(SNR)$ é a probabilidade de erro média e SNR é a razão sinal-ruído média por antena receptora. Em um sistema com canal MIMO com M_R antenas receptoras e M_T antenas transmissoras, o ganho máximo de diversidade é dado como $M_T \cdot M_R$. O uso dessa técnica é adequada quando os sinais percorrem diferentes canais com desvanecimentos independentes (CHEN; YUAN; VUCETIC, 2005). Dentre técnicas de diversidade, as mais conhecidas são: diversidade temporal, em frequência e espacial (PROAKIS; HAYKIN, 2004).

A diversidade temporal é obtida quando o mesmo sinal é enviado em instantes de tempo diferentes e o espaçamento entre os intervalos de envio é maior que o tempo de coerência do canal. Portanto, os desvanecimentos que afetaram o sinal são considerados descorrelacionados. Essa diversidade, pode ser implementada por codificação de canal e/ou pelo uso da técnica de embaralhamento (do inglês: *interleaving*). Nos sistemas de comunicação digital, os códigos corretores de erros, que são abordados com maior aprofundamento no próximo capítulo, podem ser utilizados para obter diversidade temporal e espacial. Entretanto, no caso de utilizar o embaralhamento da palavra código para a transmissão, o receptor terá necessariamente um atraso para efetuar o seu desembaralhamento (do inglês: *deinterleaving*), sendo restrita a sua utilização em sistemas que apresentem um desvanecimento rápido. Nos sistemas com desvanecimento lento, o embaralhamento de ordem alta pode levar a um atraso inaceitável para aplicações de voz, por exemplo, como descrito em (BARAN, 2006; LARSSON; STOICA, 2003).

A diversidade de frequência é obtida quando o mesmo sinal é transmitido por diferentes bandas de frequências, desde que essas bandas tenham um espaçamento entre elas igual ou maior que a largura de banda de coerência do canal. Assim, pode-se garantir que as estatísticas para diferentes frequências sejam descorrelacionadas. Na comunicação móvel a redundância é

introduzida no domínio da frequência por espalhamento espectral (do inglês: *spread spectrum*), esta técnica, como a temporal, só tem eficácia para criar diversidade em canais com desvanecimento seletivo em frequência, e como consequência aumenta o consumo da faixa de frequência, devido à introdução da redundância (BARAN, 2006; LARSSON; STOICA, 2003).

A diversidade espacial pode ser obtida através da utilização de múltiplas antenas, onde é enviado ao receptor o mesmo sinal por diferentes canais, com a condição de que estes caminhos sejam descorrelacionados entre si. Estes requisitos de separação variam conforme a altura da antena, o ambiente de propagação e a frequência da portadora. A diversidade espacial não causa prejuízo espectral e permite a obtenção da diversidade mesmo em sistemas cujo desvanecimento seja plano ou estático (BARAN, 2006; LARSSON; STOICA, 2003).

No restante desta dissertação de mestrado o termo diversidade é utilizado somente para indicar diversidade espacial.

2.5 Conclusão

Neste capítulo foram abordados conceitos básicos de sistemas de comunicação sem fio e os modelos do canal que serão utilizados nesta dissertação. Foi descrito um modelo de canal necessário para descrever os efeitos ocorridos em sistemas de comunicação móvel que será utilizado na segunda parte deste trabalho. Este modelo adiciona ao canal a variação temporal assim como a correlação espacial.

3 CODIFICAÇÃO DE CANAL PARA SISTEMAS MIMO

Em sistemas de comunicações sem fio geralmente existe uma demanda maior de informação no sentido de *download* de dados, como é o caso da internet móvel. Essa demanda requerida não será atendida caso as perdas ocasionadas pelo desvanecimento existente no processo de comunicação não sejam minimizadas, ou, idealmente, eliminadas. Uma maneira interessante de mitigar o desvanecimento em canais sem fio é através da utilização da diversidade. Os códigos espaço-temporais (STC, do inglês: *space-time code*) são uma boa alternativa de se explorar o conceito de diversidade em sistemas MIMO. Os STC podem ser divididos em duas grandes classes, os códigos espaço-temporais em treliça (STTC, do inglês: *space-time trellis code*) e os códigos espaço-temporais em bloco (STBC, do inglês: *space-time block code*). Em (TAROKH; SESHADRI; CALDERBANK, 1998), Tarokh utilizou um codificador espaço-temporal em treliça para obter diversidade. Entretanto sua decodificação possui uma complexidade elevada, exponencialmente proporcional ao número de estados da treliça, implicando em um custo elevado de processamento.

Já em 1998, Alamouti (ALAMOUTI, 1998) propôs uma técnica baseada em transmissão/recepção de blocos de informação, considerando apenas processamento linear no processo de detecção. Essa estratégia foi considerada um marco na era das comunicações sem fio, permitindo que o conceito de diversidade espacial pudesse ser explorado na transmissão do sinal e permitindo que as unidades móveis desfrutassem dos ganhos que antes eram obtidos apenas nas estações rádio-bases (ERBs).

Nos últimos anos, vários trabalhos sobre sistemas MIMO que consideram o uso de canal de realimentação quantizado vêm sendo propostos (LOVE; JR., 2003; SKOGLUND; JONGREN, 2003; MURTHY; RAO, 2007; ELTAYEB; LAMBOTHARAN; CHAMBERS, 2007; CHOI et al., 2009; SHIN; CHO; YANG, 2012; ZHU et al., 2010). Esquemas de comunicação que exploram o uso de múltiplas antenas transmissoras e canal de realimentação são candidatos para compor o padrão LTE (3GPP, 2013).

Devido a sua importância, o código de Alamouti é melhor descrito na Seção 3.1. Na Seção 3.2, são relacionados alguns códigos espaço-temporais em bloco. Na Seção 3.3, é descrito um codificador de canal que utiliza a ponderação de potência no transmissor e utiliza um canal de realimentação quantizado. Na Seção 3.4, é descrita a classe dos códigos grupo-coerente ge-

nalizados (GGCC, do inglês: *generalized group-coherent codes*) que utiliza a formatação de feixe na transmissão considerando também um canal de realimentação. E finalmente, na Seção 3.5, conclui-se o capítulo.

3.1 Código de Alamouti

O esquema proposto por Alamouti permitiu que a diversidade espacial antes somente obtida na recepção como o caso clássico de combinação de máxima razão no receptor (MRRC, do inglês: *maximal-ratio receiver combining*), pudesse ser obtida através da transmissão por múltiplas antenas.

No código de Alamouti, durante o primeiro intervalo de modulação, enviam-se dois símbolos distintos, s_0 e s_1 , pelas antenas 1 e 2, respectivamente. Já no segundo intervalo de modulação as antenas transmitem os símbolos $-s_1^*$ e s_0^* pelas antenas 1 e 2, respectivamente, conforme é melhor detalhado na Tabela 3.1.

Tempo	Antena 1	Antena 2
1 ^o intervalo	s_0	s_1
2 ^o intervalo	$-s_1^*$	s_0^*

Tabela 3.1 – Esquema de transmissão de Alamouti.

Pode se notar que os dois sinais são enviados em dois intervalos de modulação, assim a taxa de transmissão é igual a um (símbolos /período de modulação). Nota-se também que a redundância é colocada no espaço (antenas) e no tempo (intervalos de modulação) convencioando o nome da codificação como sendo espaço-temporal.

Supondo uma análise em banda-base e considerando que o desvanecimento é do tipo Rayleigh, plano e quase-estático, podemos descrever os ganhos dos canais h_1 e h_2 como sendo:

$$h_1(t) = h_1(t + \tau) = \alpha_1 e^{j\theta_1} \quad (3.1)$$

e

$$h_2(t) = h_2(t + \tau) = \alpha_2 e^{j\theta_2} \quad (3.2)$$

sendo τ a duração de um símbolo, α amplitude e θ a fase dos coeficientes do canal. Os sinais recebidos no instante t e $t + \tau$ são respectivamente:

$$r_0 = r_0(t) = h_1 s_0 + h_2 s_1 + \eta_0 \quad (3.3)$$

e

$$r_1 = r_1(t + \tau) = -h_1 s_1^* + h_2 s_0^* + \eta_1 \quad (3.4)$$

em que η_0 e η_1 são variáveis aleatórias complexas Gaussianas, estatisticamente independentes, que representam o ruído e outras interferências no receptor. O combinador na recepção realiza o seguinte processamento linear:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= h_1^* r_0 + h_2^* r_1 \\ &= (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_0 h_1^* \eta_0 + h_2^* \eta_1 \end{aligned} \quad (3.5)$$

e

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= h_2^* r_0 - h_1^* r_1 \\ &= (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_1 h_2^* \eta_0 + h_1^* \eta_1. \end{aligned} \quad (3.6)$$

Neste caso o conhecimento do estado canal pelo receptor é considerado ideal. O detector emprega a mesma regra de decisão de máxima verossimilhança adotada no esquema MRRC (ALAMOUTI, 1998) para cada um dos sinais transmitidos s_0 e s_1 , ou seja, a métrica de decisão do receptor é baseada na mínima distância Euclideana quadrática. Neste esquema a diversidade é proporcional a multiplicação do número de antenas transmissoras pelo número de antenas receptoras. No caso de duas antenas transmissoras em uma antena receptora a diversidade é igual a dois. A diversidade completa ($M_T \cdot M_R$) é obtida pelo fato do código de Alamouti ser um código ortogonal (TAROKH; JAFARKHANI; CALDERBANK, 1999).

3.2 Códigos Espaço-Temporais em Bloco

Historicamente o primeiro código espaço-temporal em bloco a obter máxima diversidade na transmissão foi o código de Alamouti (ALAMOUTI, 1998) e a partir da extensão deste código surgiu a classe dos STBCs. Os STBCs são caracterizados, principalmente, pela simplicidade no processo de detecção. A chave deste esquema está relacionado à ortogonalidade entre as sequências geradas pelo transmissor através das múltiplas antenas. (LARSSON; STOICA, 2003; BölCSKEI et al., 2006; VUCETIC; YUAN, 2003). Em (TAROKH; SESHADRI; CALDERBANK, 1998), Tarokh generalizou o esquema de Alamouti para mais de duas antenas transmissoras, dando início à classe de códigos espaço-temporais em bloco ortogonais (OSTBC, do inglês: *orthogonal space-time block code*)

Os OSTBCs alcançam diversidade espacial máxima, no entanto com limitação em relação a taxa de transmissão espacial. O único OSTBC, que considera a transmissão de símbolos complexos, a obter taxa de transmissão unitária é o código de Alamouti. Todos os outros OSTBC complexos (no sentido da constelação de símbolos) com mais de duas antenas transmissoras possuem taxa de transmissão espacial menor do que um (JAFARKHANI, 2001).

Se a restrição de ortogonalidade for retirada, pode-se conseguir maiores taxas de transmissão. Alguns dos códigos que estão inseridos neste contexto são chamados de códigos espaço-temporais em bloco quase ortogonais (QO-STBCs, do inglês: *quasi-orthogonal space-time block code*). Estes não apresentam matrizes geradoras ortogonais (matrizes que definem o código) como os OSTBC's, entretanto é demonstrado a possibilidade de encontrar bons códigos com máxima taxa de transmissão e com diversidade de transmissão parcial (JAFARKHANI, 2001). OSTBC's não precisam do conhecimento do estado do canal no transmissor para obtenção de máxima diversidade. No entanto, se o transmissor tiver acesso a alguma parcela da informação do estado do canal (CSI, do inglês: *channel state information*), técnicas de transmissão adaptativas podem ser consideradas no projeto de códigos espaço-temporais. Se a CSI é totalmente conhecida no transmissor, então a técnica de formatação de feixe ótima (optimal beamforming) pode ser considerada (LARSSON; STOICA, 2003; LOVE; JR., 2003; ZHOU; WANG; GIANNAKIS, 2005; XIA; GIANNAKIS, 2006), conforme já dito anteriormente.

3.3 Código de Alamouti Combinado-ACBS

Recentemente, Choi *et al.* (CHOI et al., 2009) propôs um esquema que tem por finalidade demonstrar um método simples de transmissão com quatro antenas utilizando uma pré-codificação baseada em ponderação de potência no transmissor. Este esquema considera dois códigos de Alamouti, cada um sendo transmitido por um par de antenas. Os códigos de Alamouti são combinados de tal forma que a SNR no receptor seja maximizada.

O esquema proposto em (CHOI et al., 2009) consiste na utilização da combinação do código de Alamouti como é descrito na Tabela 3.2.

A relação entre os elementos da tabela acima pode ser transferida para a matriz canal \mathbf{H} :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 & \mathbf{h}_2 & \mathbf{h}_3 & \mathbf{h}_4 \\ -\mathbf{h}_2^* & \mathbf{h}_1^* & -\mathbf{h}_4^* & \mathbf{h}_3^* \end{bmatrix}, \quad (3.7)$$

em que os elementos h_i representam o ganho dos canais entre as quatro antenas transmissoras

Tempo	Antena 1	Antena 2	Antena 3	Antena 4
1 ^o intervalo	x_1	x_2	x_3	x_4
2 ^o intervalo	$-x_2^*$	x_1^*	$-x_4^*$	x_3^*

Tabela 3.2 – Esquema de transmissão de Alamouti-Estendido.

e a antena receptora. Para facilitar a descrição do código apresentado neste esquema, a matriz \mathbf{H} é reescrita da seguinte forma:

$$\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1 \quad \mathbf{H}_2], \quad (3.8)$$

em que

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 & \mathbf{h}_2 \\ -\mathbf{h}_2^* & \mathbf{h}_1^* \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

e

$$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_3 & \mathbf{h}_4 \\ -\mathbf{h}_4^* & \mathbf{h}_3^* \end{bmatrix}. \quad (3.10)$$

O modelo de recepção utilizado foi apresentado em (ALAMOUTI, 1998) é descrito por:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \eta, \quad (3.11)$$

sendo η o vetor que tem a informação sobre o ruído complexo do canal,

$$\eta = [\eta_1 \quad \eta_2]^T, \quad (3.12)$$

e o vetor \mathbf{x} é dado por

$$\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1 \quad \mathbf{x}_2 \quad \mathbf{x}_3 \quad \mathbf{x}_4]^T \quad (3.13)$$

e o sinal recebido é dada por

$$\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1 \quad \mathbf{y}_2]^T. \quad (3.14)$$

O vetor \mathbf{x} é o resultado do pré-processamento realizado pelos símbolos \mathbf{s} , cujos elementos pertencem a uma constelação de símbolos complexos (ou reais) do tipo PSK ou QAM

$$\mathbf{s} = [\mathbf{s}_1 \quad \mathbf{s}_2]. \quad (3.15)$$

O pré-processamento é dado da seguinte forma:

$$\mathbf{x} = \mathbf{P}\mathbf{s} = \begin{bmatrix} \cos(\theta)I_2 \\ \sin(\theta)I_2 \end{bmatrix} \mathbf{s}, \quad (3.16)$$

em que I_2 é a matriz identidade de ordem 2.

Utilizando (3.11) e (3.16), pode-se reescrever o sinal recebido da seguinte maneira:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \eta. \quad (3.17)$$

Assim, através desse pré-processamento a matriz passa a ser uma matriz ortogonal. Sendo

$$\mathbf{H}_e = \mathbf{H}\mathbf{P}, \quad (3.18)$$

que pode ser reescrita como

$$\mathbf{H}_e = [\mathbf{H}_1 \quad \mathbf{H}_2] \begin{bmatrix} \cos(\theta)I_2 \\ \sin(\theta)I_2 \end{bmatrix}, \quad (3.19)$$

ou ainda

$$\mathbf{H}_e = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 \cos(\theta) + \mathbf{h}_3 \sin(\theta) & \mathbf{h}_2 \cos(\theta) + \mathbf{h}_1 \sin(\theta) \\ \mathbf{h}_2^* \cos(\theta) + \mathbf{h}_4^* \sin(\theta) & -\mathbf{h}_1^* \cos(\theta) - \mathbf{h}_3^* \sin(\theta) \end{bmatrix}. \quad (3.20)$$

Reescrevendo na forma de Alamouti, tem-se:

$$\mathbf{H}_e = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{e1} & \mathbf{H}_{e2} \\ -\mathbf{H}_{e2}^H & -\mathbf{H}_{e1}^H \end{bmatrix}, \quad (3.21)$$

em que $(\cdot)^H$ é o operador Hermitiano (conjugado complexo).

Nota-se que (\mathbf{H}_e) torna-se independente de θ . Assim, considerando na recepção a mesma técnica adotada no esquema de Alamouti (agora em escala matricial), pode-se verificar que a SNR é proporcional à norma de *Frobenius* dos elementos da matriz \mathbf{H}_e . Com o propósito de encontrar o ângulo θ que maximiza a SNR, define-se a seguinte função:

$$f(\theta) = \|\mathbf{H}_e\|_F^2. \quad (3.22)$$

Pode-se reescrever (3.22) da seguinte forma:

$$f(\theta) = \|\cos(\theta)\mathbf{H}_1 \sin(\theta)\mathbf{H}_2\|^2, \quad (3.23)$$

ou ainda, em termos de θ :

$$f(\theta) = \sin^2(\theta)\|\mathbf{H}_2\|^2 + \cos^2(\theta)\|\mathbf{H}_1\|^2 + 2\cos(\theta)\sin(\theta)\text{Tr}[\mathbf{H}_1\mathbf{H}_2^H]. \quad (3.24)$$

Fazendo a derivada de primeira ordem e segunda ordem da função $f(\theta)$,

$$f'(\theta_{max}) = 0$$

e

$$f''(\theta_{max}) < 0, \quad (3.25)$$

$$f'(\theta_{max}) = 2\alpha \cos(\theta) \sin(\theta) + 2\beta(\cos^2(\alpha) - \sin^2(\theta))$$

e

$$f''(\theta_{max}) < 2\alpha(\cos^2(\theta) - \sin^2(\theta)) - 8\beta \cos(\theta) \sin(\theta), \quad (3.26)$$

em que

$$\alpha = \|\mathbf{H}_2\|^2 - \|\mathbf{H}_1\|^2$$

e

$$\beta = \text{Tr}[\Re\{\mathbf{H}_1\mathbf{H}_2^H\}] \quad (3.27)$$

chega-se no valor de fase ótimo para se obter a máxima SNR:

$$\theta_{max} = \arctan\left(\frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 + 4\beta^2}}{2\beta}\right). \quad (3.28)$$

Através da Equação (3.28), pode-se quantizar θ em termos das variáveis α e β . Quando utilizado um bit de realimentação o critério de seleção de fase decide por $(\frac{\pi}{4})$ se $\beta > 0$ ou por $(-\frac{\pi}{4})$ se $\beta < 0$. Se for utilizado dois bits no processo de realimentação de fase, este escolhe $(\frac{3\pi}{8})$, se $\beta > 0$ e $\alpha > 0$, ou $(\frac{\pi}{8})$, se $\beta > 0$ e $\alpha < 0$, ou $(-\frac{\pi}{8})$ se $\beta < 0$ e $\alpha < 0$, ou ainda $(-\frac{3\pi}{8})$ para $\beta < 0$ e $\alpha > 0$. Como visto em (TAROKH; JAFARKHANI; CALDERBANK, 1999), a simples decodificação por máxima verossimilhança (ML) pode ser aplicada para cada componente da fase e quadratura em códigos ortogonais complexos. O método em (KIM; LEE; LEE, 2007) é utilizado para representar e modelar o sistema:

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_{1,I} \\ y_{2,I} \\ y_{1,Q} \\ y_{2,Q} \end{bmatrix} = \mathbf{H}_e \begin{bmatrix} s_{1,I} \\ s_{2,I} \\ s_{1,Q} \\ s_{2,Q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_{1,I} \\ \eta_{2,I} \\ \eta_{1,Q} \\ \eta_{2,Q} \end{bmatrix}, \quad (3.29)$$

$$\mathbf{H}_e = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{e1,I} & \mathbf{h}_{e2,I} & -\mathbf{h}_{e1,Q} & -\mathbf{h}_{e2,Q} \\ \mathbf{h}_{e2,I} & -\mathbf{h}_{e1,I} & \mathbf{h}_{e2,Q} & -\mathbf{h}_{e1,Q} \\ \mathbf{h}_{e1,Q} & \mathbf{h}_{e2,Q} & \mathbf{h}_{e1,I} & \mathbf{h}_{e2,I} \\ \mathbf{h}_{e2,Q} & -\mathbf{h}_{e1,Q} & -\mathbf{h}_{e2,I} & \mathbf{h}_{e1,I} \end{bmatrix}, \quad (3.30)$$

sendo $(\cdot)_I, (\cdot)_Q$ as componentes em fase e em quadratura, respectivamente.

Conforme citado anteriormente, pode-se recuperar esse sinal através da detecção ML:

$$s_{1,I} = \arg \min \|\tilde{h}_1^T - \gamma_1 s_{1,I}\|^2 \quad (3.31)$$

$$s_{2,I} = \arg \min \|\tilde{h}_2^T - \gamma_2 s_{2,I}\|^2 \quad (3.32)$$

$$s_{1,Q} = \arg \min \|\tilde{h}_3^T - \gamma_3 s_{1,Q}\|^2 \quad (3.33)$$

$$s_{2,Q} = \arg \min \|\tilde{h}_4^T - \gamma_4 s_{2,Q}\|^2, \quad (3.34)$$

em que $\gamma_i = |h_i|$.

3.4 Códigos Grupo-Coerente Generalizados – GGCC

Quando existe a CSI no transmissor os códigos grupo-coerentes (GGCs) propostos por Akhtar e Gesbert (AKHTAR; GESBERT, 2004) podem ser considerados. As propriedades de decodificação simples e o cálculo da diversidade dos OSTBC's são mantidos para esta classe de códigos. A decodificação é dada por processamento linear e o cálculo de diversidade para uma antena receptora é dada pela quantidade de antenas transmissoras. Utilizando estas propriedades, criou-se uma nova classe de códigos conhecida como códigos grupo-coerentes generalizados (GGCC, do inglês: *generalized group-coherent code*) (MACHADO; SANTOS; UCHÔA-FILHO, 2005). GGCC's mantém as mesmas propriedades válidas para os GGC's, assim considerando um STBC dado em \mathbf{C} para M_T antenas transmissoras, onde $M_T \geq 1$. Um GGCC para $p M_T$ antenas transmissoras, em que p é um inteiro ≥ 2 , pode ser obtido da seguinte maneira:

$$\mathbf{D}_k = \frac{1}{\sqrt{p}} [\mathbf{C} \quad \beta_1 \mathbf{C} \quad \beta_2 \mathbf{C} \quad \dots \quad \beta_{p-1} \mathbf{C}], \quad (3.35)$$

em que $\beta_i = e^{j\varphi_i}$, com $\varphi_i \in [0, 2\pi]$. Adota-se $\theta_0 = 0$ para simplificar o entendimento, sendo este somente uma referência. Assim, utilizando um número finito de bits e realimentando o transmissor com a informação sobre θ_i é possível maximizar a SNR instantânea no receptor e obter máxima diversidade.

3.4.0.1 Exemplo de um GGCC

Considere um esquema com quatro antenas transmissoras e uma antena receptora conforme a Tabela 3.3,

$$D = \frac{1}{\sqrt{4}} [C \quad \beta_1 C \quad \beta_2 C \quad \beta_3 C] \quad (3.36)$$

em que $C = s$.

Tempo	Antena 1	Antena 2	Antena 3	Antena 4
1 ^o intervalo	s	$s\beta_1$	$s\beta_2$	$s\beta_3$

Tabela 3.3 – Esquema de transmissão com GGCC

Os sinais recebidos são:

$$y = \frac{1}{2} (h_1 \quad h_2 \beta_1 \quad h_3 \beta_2 \quad h_4 \beta_3) s + \eta \quad (3.37)$$

O processamento linear produz as entradas desejadas para o detector de máxima verossimilhança:

$$\tilde{s} = y \cdot h_{eq}^* \quad (3.38)$$

$$= (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + \Delta) + \eta h_{eq}^* \quad (3.39)$$

em que Δ são os termos cruzados residuais devido a não ortogonalidade do código, $h_{eq} = [h_1 \ h_2\beta_1 \ h_3\beta_2 \ h_4\beta_3]$. Utilizando um canal de realimentação entre o receptor e o transmissor é possível controlar os valores de θ_i , onde o intuito aqui é garantir que as rotações dadas pelo controle dessas variáveis, neste caso no mínimo três, tornem Δ o mais positivo possível, melhorando assim o desempenho do sistema.

3.5 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados alguns codificadores de canal, onde cada um com sua particularidade. O ACBS é um codificador que explora a alocação ponderada de potência para garantir a máxima diversidade e conseguir ganho de codificação. Já o GGCC tem como ideia fundamental rotacionar as fases de forma que consiga obter ganhos de codificação e manter a diversidade completa. Assim, levando em consideração os aspectos de cada codificador, o próximo capítulo apresentará o novo codificador proposto nesta dissertação. Os codificadores apresentados neste capítulo são utilizados como forma de comparação nos Capítulos 4 e 5.

4 ESQUEMA DE COMUNICAÇÃO MIMO PARA QUATRO ANTENAS TRANSMISSORAS E TAXA DE TRANSMISSÃO UNITÁRIA: ANÁLISE DE DESEMPENHO

A contribuição deste capítulo é a proposição de um esquema de transmissão com baixa complexidade para quatro antenas transmissoras utilizando um pré processador e canal de realimentação quantizado. Uma análise de SNR instantânea para três casos é demonstrada, bem como, curvas de desempenho e a generalização do esquema proposto para múltiplas antenas receptoras.

Sendo a taxa de realimentação um aspecto crítico em sistemas de comunicações sem fio reais, propõe-se um esquema que utiliza poucos bits de realimentação com intuito de prover a máxima diversidade. Este esquema é descrito na forma de um *codebook* baseado na ponderação de potência e rotação de fases.

O restante deste capítulo está organizado da seguinte maneira: a Seção 4.1 faz uma introdução teórica e descreve o modelo do sistema; na Seção 4.2 são descritos o pré processador, o receptor linear para uma, duas ou mais antenas receptoras, e suas respectivas análises de SNR. Na Seção 4.4 são apresentadas as deduções para os limitantes superior e inferior da BER média, na Seção 4.5 são apresentadas os resultados de simulações. Na Seção 4.6, o capítulo é concluído.

4.1 Modelo do Sistema Proposto

Considera-se um sistema MIMO com $M_T = 4$ antenas transmissoras e M_R antenas receptoras, e o canal de comunicação modelado como sendo plano, quase estático e com desvanecimento Rayleigh. O modelo de transmissão é semelhante ao descrito em (CHOI et al., 2009). Com algumas pequenas modificações chega-se em

$$\mathbf{Y} = \mathbf{P}\mathbf{H}\mathbf{I}_{SNR} + \mathbf{N}, \quad (4.1)$$

em que \mathbf{Y} é a matriz dos sinais recebidos $\tau \times M_R$, \mathbf{P} é a matriz de sinais transmitidos com energia média unitária $\tau \times M_T$. A $\mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{R})$ representa a p.d.f. conjunta de um vetor de variável aleatória normal, circularmente simétrico com matriz de covariância \mathbf{R} . \mathbf{N} é a matriz $\tau \times M_R$, $\mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_{\tau N_R})$ representa a p.d.f. conjunta de amostras do ruído Gaussiano Branco i.i.d. (do inglês: *independent and identically distributed*) com variância unitária. \mathbf{H} é a matriz

canal MIMO $M_T \times M_R$, caracterizada pela p.d.f. $\mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_{M_T M_R})$, e \mathbf{I}_{SNR} é a matriz diagonal $M_R \times M_R$, em que o i -ésimo elemento diagonal desta matriz é dado por $\sqrt{\rho}$, com $\rho = E_b/N_0$, em que E_b é a energia média de bit, e N_0 é a variância do ruído.

Assume-se que os bits de informação são mapeados em uma constelação de símbolos em banda-base de energia média unitária, como a PSK ou QAM, dando origem à Q símbolos $\{s_q\}$, $q = 1, \dots, Q$, os quais serão transmitidos durante τ períodos de símbolo. O esquema tem taxa de transmissão espacial unitária ($R = Q/\tau = 1$). Assume-se neste capítulo que os coeficientes do canal são perfeitamente conhecidos no receptor e que existe um canal de realimentação, através do qual b bits podem ser enviados para o transmissor.

4.2 Esquema MIMO Proposto

Nesta seção, apresenta-se a proposta descrita na Figura 4.2.1. O pré-processador linear é descrito em detalhes e o esquema com o receptor utilizando $M_R = 1$, $M_R = 2$ e M_R antenas é analisado em detalhes.

4.2.1 O Transmissor

O esquema proposto tem quatro antenas transmissoras, através das quais um novo símbolo de informação é transmitido em cada novo período. O símbolo s é pré-processado pelo vetor \mathbf{x} , resultando em vetor complexo \mathbf{p} :

$$\begin{aligned} \mathbf{p} &= \mathbf{x}s \\ &= \left[\mathbf{v}_\varphi \left(\begin{bmatrix} \cos(\theta)/\sqrt{2} & 0 \\ 0 & \sin(\theta)/\sqrt{2} \end{bmatrix} \otimes \mathbf{I}_2 \right) \right] s, \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta)e^{j\varphi_0} \\ \cos(\theta)e^{j\varphi_1} \\ \sin(\theta)e^{j\varphi_0} \\ \sin(\theta)e^{j\varphi_2} \end{bmatrix}^T s, \end{aligned} \tag{4.2}$$

em que \otimes é o produto de Kronecker.

$$\mathbf{v}_\varphi = [e^{j\varphi_0} \ e^{j\varphi_1} \ e^{j\varphi_0} \ e^{j\varphi_2}]$$

O fator $\frac{1}{\sqrt{2}}$ é usado para normalizar a potência de transmissão. Com o intuito de simplificar a análise, assume-se que $\varphi_0 = 0$. Essa simplificação é válida, uma vez que φ_0 é apenas um ângulo de referência.

Antes de cada transmissão ocorrer, o receptor envia b bits para o transmissor. Esta informação é utilizada pelo pré-processador para a escolha das fases apropriadas da palavra código (*codeword*) $\mathbf{x}_{\max} \in \mathbf{X} = [\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_N]$, em que $N = 2^b$, no sentido de se maximizar SNR instantânea. O conjunto de palavras código (*codebook*) é definida conforme a escolha das variáveis φ_1, φ_2 e θ .

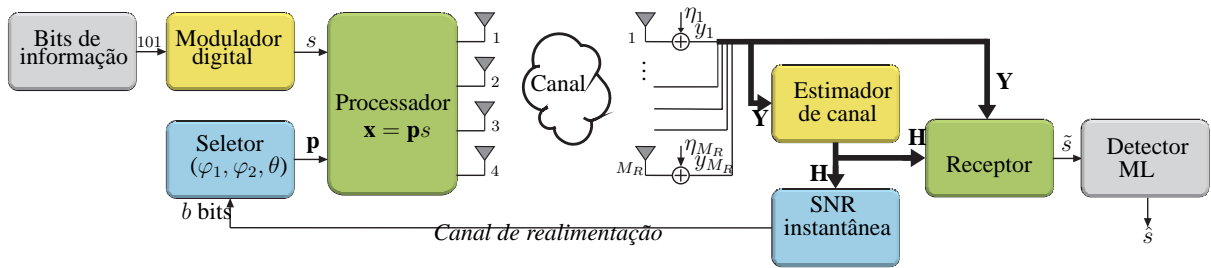


Figura 4.1 – Diagrama de Blocos do Modelo do Sistema

4.2.2 Receptor

Nesta seção, apresenta-se o receptor proposto para $M_R = 1$, $M_R = 2$ e M_R respectivamente. A análise da SNR é apresentada e utilizada para obter a informação de fase no sentido de maximizar a SNR instantânea. Através da escolha das fases ótimas é possível obter uma equação onde a SNR instantânea é maximizada.

4.2.2.1 Receptor linear para uma antena receptora

Das Equações (4.1) e (4.2), o sinal recebido y para $M_R = 1$ torna-se

$$y = sh_{eq}\sqrt{\rho} + \eta, \quad (4.3)$$

sendo

$$\begin{aligned} h_{eq} &= \mathbf{p}\mathbf{h}, \\ &= \frac{(h_{1,1} + h_{2,1}e^{j\varphi_1}) \cos(\theta) + (h_{3,1} + h_{4,1}e^{j\varphi_2}) \sin(\theta)}{\sqrt{2}}, \end{aligned}$$

$\mathbf{h} = [h_{1,1} \dots h_{4,1}]^T$, η é o ruído aditivo Gaussiano branco, e $h_{i,j}$ denota o ganho do canal entre a i -ésima antena transmissora e a j -ésima antena receptora.

Considere o sinal recebido em (4.3). O seguinte processamento linear produz as entradas

desejadas para o detector de máxima verossimilhança (ML):

$$\begin{aligned}\tilde{s} &= yh_{eq}^* \\ &= s[(|h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2 + \beta_c) \cos^2(\theta) \\ &\quad + (|h_{3,1}|^2 + |h_{4,1}|^2 + \beta_s) \sin^2(\theta) \\ &\quad + \beta_{cs} \cos(\theta) \sin(\theta)]/2 + h_{eq}^* \eta\end{aligned}\tag{4.4}$$

com

$$\beta_c = 2\Re \{h_{1,1}h_{2,1}^*e^{-j\varphi_1}\}\tag{4.5}$$

$$\beta_s = 2\Re \{h_{3,1}h_{4,1}^*e^{-j\varphi_2}\}\tag{4.6}$$

$$\beta_{cs} = 2\Re \{(h_{1,1} + h_{2,1}e^{j\varphi_1})(h_{3,1} + h_{4,1}e^{j\varphi_2})^*\}\tag{4.7}$$

em que $|\cdot|^2$ denota o módulo ao quadrado de um número complexo e $\Re\{\cdot\}$, a parte real de um número complexo. Como é possível se observar acima, a detecção pode ser realizada com baixa complexidade.

4.2.2.1.1 Análise da SNR

Para o sinal apresentado em (4.4), a SNR instantânea é dada por

$$\text{SNR} = \frac{g_c \cos^2(\theta) + g_s \sin^2(\theta) + \beta_{cs} \cos(\theta) \sin(\theta)}{2}\tag{4.8}$$

em que

$$g_c = |h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2 + \beta_c\tag{4.9}$$

$$g_s = |h_{3,1}|^2 + |h_{4,1}|^2 + \beta_s\tag{4.10}$$

Agora, pode-se determinar as fases, φ_1 , φ_2 e θ , ótimas a partir da derivada de (4.8), resultando em uma máxima SNR instantânea e ordem de diversidade 4 ($M_T = 4$ e $M_R = 1$). Contudo, cabe salientar que a máxima diversidade também pode ser alcançada com a realimentação quantizada (conforme é descrito posteriormente).

φ_1 , φ_2 , e θ , são as variáveis consideradas neste processo de otimização. De (4.8), observa-se que existe uma dependência entre estas variáveis, tornando a maximização da SNR instantânea um problema um pouco mais difícil de se resolver. Assim, optou-se por resolver este problema em dois passos, conforme é descrito a seguir.

Primeiro, derivam-se β_c e β_s em função de φ_1 e φ_2 , respectivamente, e igualam-se ambos a zero. Assim, pode-se facilmente verificar que estes termos são maximizados quando

$$\varphi_1 = \xi_{1,1} - \xi_{2,1} \quad \text{e} \quad \varphi_2 = \xi_{3,1} - \xi_{4,1}$$

em que $h_{i,j} = \alpha_{i,j} \exp\{j\xi_{i,j}\}$.

Segundo, deriva-se (4.8) em função de θ , seguindo o procedimento similar ao adotado em (CHOI et al., 2009). A primeira e segunda derivada são dadas por

$$SNR' = 2\kappa (\cos(\theta) \sin(\theta)) + \beta_{cs} (\cos^2(\theta) - \sin^2(\theta)) \quad (4.11)$$

e

$$SNR'' = 2\kappa (\cos^2(\theta) - \sin^2(\theta)) - 4\beta_{cs} (\cos(\theta) \sin(\theta)), \quad (4.12)$$

respectivamente.

Resolvendo (4.11) e (4.12) e considerando as condições de contorno $SNR' = 0$ e $SNR'' < 0$, obtém-se o theta ótimo²

$$\theta_{opt} = \arctan \left(\frac{\kappa + \sqrt{\kappa^2 + 2\beta_{cs}^2}}{\beta_{cs}} \right), \quad (4.13)$$

com

$$\kappa = g_s - g_c. \quad (4.14)$$

Foi decidido omitir o termo ρ em (4.11) e (4.12), uma vez que a omissão deste não altera o resultado final.

4.2.2.2 Receptor linear para duas antenas receptoras

Das Equações (4.1) and (4.2), o sinal recebido \mathbf{y} para $M_R = 2$ antenas receptoras pode ser reescrito como

$$\mathbf{y} = s\mathbf{h}_{eq}\mathbf{I}_{SNR} + \eta, \quad (4.15)$$

em que $\mathbf{h}_{eq} = \mathbf{p}\mathbf{H} = [h_{eq1} \ h_{eq2}]^T$, $\mathbf{y} = [y_1 \ y_2]$, e

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{2,1} & h_{3,1} & h_{4,1} \\ h_{1,2} & h_{2,2} & h_{3,2} & h_{4,2} \end{bmatrix}^T \quad (4.16)$$

Considere o sinal recebido em (4.15) e sua combinação com a técnica de combinação de máxima razão. O seguinte processamento linear produz as entradas desejadas para o detector

² Ótimo no sentido de se maximizar a SNR instantânea.

ML:

$$\begin{aligned}\tilde{s} &= y_1 h_{eq1}^* + y_2 h_{eq2}^* \\ &= s[(|h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2 + |h_{1,2}|^2 + |h_{2,2}|^2 + \beta_c) \cos(\theta)^2 \\ &\quad + (|h_{3,1}|^2 + |h_{4,1}|^2 + |h_{3,2}|^2 + |h_{4,2}|^2 + \beta_s) \sin(\theta)^2 \\ &\quad + \beta_{cs} \cos(\theta) \sin(\theta)]/2 + h_{eq1}^* \eta_1 + h_{eq2}^* \eta_2\end{aligned}\quad (4.17)$$

com $\beta_c = \beta_{c1} + \beta_{c2}$, $\beta_s = \beta_{s1} + \beta_{s2}$, $\beta_{cs} = \beta_{cs1} + \beta_{cs2}$, e

$$\beta_{c1} = 2\Re \{h_{1,1} h_{2,1}^* e^{-j\varphi_1}\} \quad (4.18)$$

$$\beta_{c2} = 2\Re \{h_{1,2} h_{2,2}^* e^{-j\varphi_1}\} \quad (4.19)$$

$$\beta_{s1} = 2\Re \{h_{3,1} h_{4,1}^* e^{-j\varphi_2}\} \quad (4.20)$$

$$\beta_{s2} = 2\Re \{h_{3,2} h_{4,2}^* e^{-j\varphi_2}\} \quad (4.21)$$

$$\beta_{cs1} = 2\Re \{(h_{1,1} + h_{2,1} e^{j\varphi_1})(h_{3,1} + h_{4,1} e^{j\varphi_2})^*\} \quad (4.22)$$

$$\beta_{cs2} = 2\Re \{(h_{1,2} + h_{2,2} e^{j\varphi_1})(h_{3,2} + h_{4,2} e^{j\varphi_2})^*\}. \quad (4.23)$$

4.2.2.2.1 Análise da SNR

Para o sinal obtido em (4.17), a SNR instantânea é dada por

$$\text{SNR} = \frac{g_c \cos^2(\theta) + g_s \sin^2(\theta) + \beta_{cs} \cos(\theta) \sin(\theta)}{2} \quad (4.24)$$

em que

$$g_c = |h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2 + |h_{1,2}|^2 + |h_{2,2}|^2 + \beta_c \quad (4.25)$$

$$g_s = |h_{3,1}|^2 + |h_{4,1}|^2 + |h_{3,2}|^2 + |h_{4,2}|^2 + \beta_s. \quad (4.26)$$

Podem-se determinar novamente o φ_1 , φ_2 , e θ ótimos a partir da derivada de (4.24), resultando em uma máxima SNR instantânea e ordem de diversidade 8 ($M_T = 4$ e $M_R = 2$).

Seguindo os mesmos procedimentos de cálculo considerados para o caso $M_R = 1$, obtém-se a solução em dois passos. Primeiro, derivamos β_c e β_s em função de φ_1 e φ_2 , respectivamente, e igualam-se ambos a zero. Assim, esses termos são maximizados quando

$$\begin{aligned}\varphi_1 &= \arctan \left(\frac{\tan(\xi_{1,1} - \xi_{2,1})}{\Gamma_1 + \Delta_1} \Gamma_1 + \frac{\tan(\xi_{1,2} - \xi_{2,2})}{\Gamma_1 + \Delta_1} \Delta_1 \right) \\ \varphi_2 &= \arctan \left(\frac{\tan(\xi_{3,1} - \xi_{4,1})}{\Gamma_2 + \Delta_2} \Gamma_2 + \frac{\tan(\xi_{3,2} - \xi_{4,2})}{\Gamma_2 + \Delta_2} \Delta_2 \right)\end{aligned}$$

em que

$$\Gamma_1 = \frac{\cos(\xi_{1,1} - \xi_{2,1})}{\cos(\xi_{1,2} - \xi_{2,2})}, \quad \Delta_1 = \frac{\alpha_{1,2}\alpha_{2,2}}{\alpha_{1,1}\alpha_{2,1}},$$

$$\Gamma_2 = \frac{\cos(\xi_{3,1} - \xi_{4,1})}{\cos(\xi_{3,2} - \xi_{4,2})}, \quad \Delta_2 = \frac{\alpha_{3,2}\alpha_{4,2}}{\alpha_{3,1}\alpha_{4,1}}.$$

Segundo, deriva-se (4.24) em função de θ . A primeira e segunda derivadas são dados por

$$SNR' = 2\kappa (\cos(\theta) \sin(\theta)) + \beta_{cs} (\cos^2(\theta) - \sin^2(\theta)) \quad (4.27)$$

e

$$SNR'' = 2\kappa (\cos^2(\theta) - \sin^2(\theta)) - 4\beta_{cs} (\cos(\theta) \sin(\theta)), \quad (4.28)$$

respectivamente.

Resolvendo (4.27) e (4.28) e considerando as condições de contorno $SNR' = 0$ e $SNR'' < 0$, obtém-se o theta ótimo

$$\theta_{opt} = \arctan \left(\frac{\kappa + \sqrt{\kappa^2 + 2\beta_{cs}^2}}{\beta_{cs}} \right), \quad (4.29)$$

com

$$\kappa = g_s - g_c. \quad (4.30)$$

4.2.2.3 Receptor linear para M_R antenas receptoras

Para (4.1) e (4.2), o sinal recebido \mathbf{y} para M_R antenas receptora pode ser reescrito como

$$\mathbf{y} = \mathbf{s}\mathbf{h}_p + \mathbf{n}, \quad (4.31)$$

onde

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_p &= \mathbf{p}\mathbf{H} \\ &= [h_{p1} \dots h_{pi} \dots h_{pM_R}], \end{aligned} \quad (4.32)$$

no qual

$$\begin{aligned} h_{pi} &= \cos(\theta)h_{1,i} + \cos(\theta)e^{\varphi_1}h_{2,i} \\ &\quad + \sin(\theta)h_{3,i} + \sin(\theta)e^{\varphi_2}h_{4,i} \end{aligned}$$

e

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{2,1} & h_{3,1} & h_{4,1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{1,M_R} & h_{2,M_R} & h_{3,M_R} & h_{4,M_R} \end{bmatrix}^T$$

em que \mathbf{n} é o $1 \times M_R$ vetor do ruído Gaussiano branco aditivo, and $h_{i,j}$ denota o ganho do canal para i -ésima antena transmissora e j -ésima antena receptora.

Considerando o sinal recebido (4.31) e sua combinação com a técnica de combinação de máxima razão. O seguinte processamento linear produz as entradas desejadas para o detector ML:

$$\begin{aligned} \tilde{s} &= y_1 h_{p1}^* + \dots + y_i h_{pi}^* + \dots + y_{M_R} h_{pM_R}^* \\ &= s \left[\left(\sum_{i=1}^{M_R} (|h_{1,i}|^2 + |h_{2,i}|^2) + \beta_c \right) \cos(\theta)^2 \right. \\ &\quad \left. + \left(\sum_{i=1}^{M_R} (|h_{3,i}|^2 + |h_{4,i}|^2) + \beta_s \right) \sin(\theta)^2 \right. \\ &\quad \left. + \beta_{cs} \cos(\theta) \sin(\theta) \right] \sqrt{\rho}/2 + \sum_{i=1}^{M_R} h_{pi}^* \eta_i \end{aligned} \quad (4.33)$$

em que $\beta_c = \sum_{i=1}^{M_R} \beta_{ci}$, $\beta_s = \sum_{i=1}^{M_R} \beta_{si}$, $\beta_{cs} = \sum_{i=1}^{M_R} \beta_{csi}$

e

$$\begin{aligned} \beta_{ci} &= 2\Re \{ h_{1,i} h_{2,i}^* e^{-j\varphi_1} \} \\ \beta_{si} &= 2\Re \{ h_{3,i} h_{4,i}^* e^{-j\varphi_2} \} \\ \beta_{csi} &= 2\Re \{ (h_{1,i} + h_{2,i} e^{j\varphi_1}) (h_{3,i} + h_{4,i} e^{j\varphi_2})^* \} \end{aligned}$$

4.2.2.3.1 Análise da SNR

Para o sinal obtido em (4.33), a SNR instantânea é dada por

$$\gamma = \left(\frac{g_c \cos^2(\theta) + g_s \sin^2(\theta) + \beta_{cs} \cos(\theta) \sin(\theta)}{2} \right) \rho \quad (4.34)$$

onde

$$\begin{aligned} g_c &= \left[\sum_{i=1}^{M_R} |h_{1,i}|^2 + |h_{2,i}|^2 + 2\Re \{ h_{1,i} h_{2,i}^* e^{-j\varphi_1} \} \right] \cos^2(\theta) \\ g_s &= \left[\sum_{l=1}^{M_R} |h_{3,l}|^2 + |h_{4,l}|^2 + 2\Re \{ h_{3,l} h_{4,l}^* e^{-j\varphi_2} \} \right] \sin^2(\theta) \\ \beta_{cs} &= \sum_{i=1}^{M_R} 2\Re \{ (h_{1,i} + h_{2,i} e^{j\varphi_1}) (h_{3,i} + h_{4,i} e^{j\varphi_2})^* \} \end{aligned}$$

. Agora é possível determinar φ_1 , φ_2 , e θ ótimos a partir da derivada de (4.34), resultando em uma máxima SNR instantânea e ordem de diversidade $M_T \cdot M_R$. Fazendo novamente os passos

anteriores utilizados na dedução para uma e duas antenas receptoras. Derivando β_c e β_s em relação a φ_1 e φ_2 , respectivamente, e posteriormente igualando ambos a zero:

$$\varphi_1 = \arctan \left(\sum_{i=1}^{M_R} \frac{\sin(\xi_{1,i} - \xi_{2,i}) \alpha_{1,i} \alpha_{2,i}}{\cos(\xi_{1,i} - \xi_{2,i}) \alpha_{1,i} \alpha_{2,i}} \right) \quad (4.35)$$

$$\varphi_2 = \arctan \left(\sum_{i=1}^{M_R} \frac{\sin(\xi_{3,i} - \xi_{4,i}) \alpha_{3,i} \alpha_{4,i}}{\cos(\xi_{3,i} - \xi_{4,i}) \alpha_{3,i} \alpha_{4,i}} \right) \quad (4.36)$$

em que $h_{a,b} = \alpha_{a,b} \exp\{\xi_{a,b}\}$.

Novamente, derivando (4.34) com respeito a θ , a primeira e segunda derivadas são dadas por

$$\gamma' = 2\kappa (\cos(\theta) \sin(\theta)) + \beta_{cs} (\cos^2(\theta) - \sin^2(\theta)) \quad (4.37)$$

e

$$\gamma'' = 2\kappa (\cos^2(\theta) - \sin^2(\theta)) - 4\beta_{cs} (\cos(\theta) \sin(\theta)), \quad (4.38)$$

respectivamente.

Resolvendo (4.37) e (4.38) sobre as condições $\gamma' = 0$ e $\gamma'' < 0$, chega-se a equação que maximiza θ

$$\theta_{opt} = \arctan \left(\frac{\kappa + \sqrt{\kappa^2 + 2\beta_{cs}^2}}{\beta_{cs}} \right), \quad (4.39)$$

com $\kappa = g_s - g_c$.

4.3 Realimentação Quantizada

Tabela 4.1 – Realimentação quantizada: codebook design .

Feedback bits	β_c	β_s	β_{cs}	κ	θ_q	$\varphi_{1q} / \varphi_{2q}$
$b = 3$ bits	> 0	> 0	> 0	$\#$	$\frac{\pi}{4}$	$0 / 0$
	> 0	< 0	> 0	$\#$	$\frac{\pi}{4}$	$0 / \pi$
	< 0	> 0	> 0	$\#$	$\frac{\pi}{4}$	$\pi / 0$
	< 0	< 0	> 0	$\#$	$\frac{\pi}{4}$	π / π
	> 0	> 0	< 0	$\#$	$-\frac{\pi}{4}$	$0 / 0$
	> 0	< 0	< 0	$\#$	$-\frac{\pi}{4}$	$0 / \pi$
	< 0	> 0	< 0	$\#$	$-\frac{\pi}{4}$	$\pi / 0$
	< 0	< 0	< 0	$\#$	$-\frac{\pi}{4}$	π / π
$b = 4$ bits	> 0	> 0	> 0	> 0	$\frac{3\pi}{8}$	$0 / 0$
	> 0	< 0	> 0	> 0	$\frac{3\pi}{8}$	$0 / \pi$
	< 0	> 0	> 0	> 0	$\frac{3\pi}{8}$	$\pi / 0$
	< 0	< 0	> 0	> 0	$\frac{3\pi}{8}$	π / π
	> 0	> 0	> 0	< 0	$\frac{\pi}{8}$	$0 / 0$
	> 0	< 0	> 0	< 0	$\frac{\pi}{8}$	$0 / \pi$
	< 0	> 0	> 0	< 0	$\frac{\pi}{8}$	$\pi / 0$
	< 0	< 0	> 0	< 0	$\frac{\pi}{8}$	π / π
	> 0	> 0	< 0	> 0	$-\frac{\pi}{8}$	$0 / 0$
	> 0	< 0	< 0	> 0	$-\frac{\pi}{8}$	$0 / \pi$
	< 0	> 0	< 0	> 0	$-\frac{\pi}{8}$	$\pi / 0$
	< 0	< 0	< 0	> 0	$-\frac{\pi}{8}$	π / π
	> 0	> 0	< 0	< 0	$-\frac{3\pi}{8}$	$0 / 0$
	> 0	< 0	< 0	< 0	$-\frac{3\pi}{8}$	$0 / \pi$
	< 0	> 0	< 0	< 0	$-\frac{3\pi}{8}$	$\pi / 0$
	< 0	< 0	< 0	< 0	$-\frac{3\pi}{8}$	π / π

Nesta seção, apresenta-se como implementar o esquema proposto na Seção 4.2 considerando um canal de realimentação quantizado. Assumem-se duas quantizações de fase: φ_{1q} e $\varphi_{2q} \in [0, \pi]$ e $\theta_q \in [-\pi/2, \pi/2]$. O receptor processa e compara 2^{b-2} valores de SNR instantânea e envia b bits de informação para o transmissor. É importante ressaltar que o receptor precisa enviar as informações sobre as 3 fases, assim o transmissor, recebe no mínimo 3 bits de realimentação para o pré-processamento da informação.

A Tabela 4.1 mostra como melhorar o desempenho do esquema proposto para $b = 3$ e 4 bits de realimentação. Nesta define-se o critério de escolha da informação da fase que será utilizada na transmissão. As fases φ_1 e φ_2 são usadas para garantir que os termos β_c e β_s sejam números positivos. A terceira fase, θ é usada para maximizar a soma dos termos que compõem a SNR instantânea. O símbolo $\#$ especifica “estado indiferente”. Assim β_c , β_s e θ convergem

para a solução ideal (não-quantizado) conforme a quantização é aumentada.

4.4 Análise da BER

Nesta seção, apresenta-se o desempenho da BER para o codificador de canal apresentado na Seção 4.2. Esta análise utiliza símbolos mapeados nas constelações do tipo PSK e QAM. São apresentadas as curvas teóricas de BER para os limitantes superior e inferior.

Sabe-se que BER, condicionada a SNR instantânea, para um sistema SISO transmitindo símbolos mapeados em uma constelação M-PSK é dada por:

$$BER(\gamma) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \exp\left(-\frac{C\gamma}{\sin^2(\theta)}\right) d\theta \quad (4.40)$$

em que M é o tamanho da constelação e $C = \sin^2(\pi/M)\sqrt{2}$.

Tomando a esperança de (4.40), a BER média pode ser escrita como:

$$\overline{BER}(\gamma) = \mathbb{E}_h\{BER(\gamma)\}, \quad (4.41)$$

em que \mathbb{E}_h é o operador esperança em relação a h .

Assume-se que o transmissor utiliza os bits de realimentação para a escolha de \mathbf{x} , o qual pertence a um determinado codebook finito \mathbf{X} , de tal modo que a SNR instantânea seja maximizada. Assim pode-se reescrever (4.41) como

$$\overline{BER}(\rho) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \mathbb{M}\left(-\frac{C\rho}{\sin^2(\theta)}; \mathbf{X}\right) d\theta \quad (4.42)$$

em que $\mathbb{M}\left(-\frac{C\rho_x}{\sin^2(\theta)}; \mathbf{X}\right)$ denota o valor da função

$$\mathbb{M}(t; \mathbf{X}) \triangleq \mathbb{E} \exp\left(-t \max_{\mathbf{x} \in \mathbf{X}} |(\mathbf{x} \otimes \mathbf{I}_{M_R}) \mathbf{h}_v|^2\right), t \geq 0. \quad (4.43)$$

em que \mathbf{h}_v é a vetorização de \mathbf{H} .

Como em (ZHU et al., 2010), considera-se a seguinte aproximação para (4.43):

$$\beta(\mathbf{X}) = \lim_{t \rightarrow \infty} t^{M_T M_R} \mathbb{M}(t; \mathbf{X}) \quad (4.44)$$

no qual os valores assumidos de $\beta(t, \mathbf{X})$ dependem do conjunto de palavras código dado em \mathbf{X} .

Esta aproximação assintótica é importante para a análise da BER, pois a expressão exata é difícil de se obter. Quando o codebook é conhecido, como é o nosso caso, as palavras códigos

podem ser aproximadas por pontos (cápsulas esféricas) de uma hiperesfera. Essa aproximação permite que a análise de BER seja bastante simplificada (ZHOU; WANG; GIANNAKIS, 2005).

Baseado nos resultados apresentados em (ZHOU; WANG; GIANNAKIS, 2005) e (ZHU et al., 2010) tem-se a seguinte aproximação para (4.44):

$$\beta(\mathbf{X}) = C_1 (M_T M_R - 1)! (M_T - 1) N \times \sum_{n=0}^{M_T-2} \binom{M_T-2}{n} \frac{(-1)^n (C_2^{-(M_T M_R - 1 - n)} - 1)}{M_T M_R - 1 - n} \quad (4.45)$$

em que

$$C_1 = M_T M_R \prod_{n=1}^{\min(M_T M_R)} \frac{(\min(M_T M_R) - n)!}{(M_T M_R - 1)!}$$

e

$$C_2 = 1 - N^{\frac{-1}{M_T - 1}}.$$

4.4.1 Limitante superior para o desempenho da BER

Nesta subseção, considera-se uma aproximação para a obtenção de um limitante superior da BER para o esquema proposto.

Primeiro, define-se a variável canal normalizado $\tilde{h}_p = \frac{h_p}{\|h_p\|}$ em que $\|h_p\|$ é independente da direção. Além disso, como h_p é Gaussiano, tem-se que $\|h_p\|^2$ é uma variável aleatória Chi-quadrada com $2M_T M_R$ graus de liberdade e tem a seguinte função geradora de momento (FGM):

$$\mathbb{E} \exp(-s \|h_p\|^2) = (1 + s)^{-M_T M_R}. \quad (4.46)$$

Aplicando o FGM em (4.43), obtem-se

$$\begin{aligned} & \mathbb{M}(t; \mathbf{X}) \\ &= \mathbb{E}_{\tilde{h}_p} \left\{ \mathbb{E}_{\|h_p\|^2} \exp \left[-t (\Omega \tilde{h}_p \|^2) \times \|h_p\|^2 \right] \right\} \\ &= \mathbb{E}_{\tilde{h}_p} \left\{ (1 + t\Omega) \|\tilde{h}_p\|^2 \right\}^{-M_T M_R} \end{aligned} \quad (4.47)$$

Ω é definido como

$$\Omega \triangleq \left(\max_{\mathbf{x} \in \mathbf{X}} \|(\mathbf{x} \otimes \mathbf{I}_{M_R}) \tilde{h}_v\|^2 \right)^{-M_T M_R}. \quad (4.48)$$

Assim, reescrevendo (4.44)

$$\begin{aligned}
\beta(\mathbf{X}) &= \lim_{t \rightarrow \infty} t^{M_T M_R} \mathbb{M}(t; \mathbf{X}) \\
&= \lim_{t \rightarrow \infty} t^{M_T M_R} \mathbb{E}_{\tilde{h}_p} \left\{ \left(1 + \Omega \frac{-1}{M_T M_R} \right)^{-M_T M_R} \right\} \\
&= \mathbb{E}_{\tilde{h}_p}(\Omega).
\end{aligned} \tag{4.49}$$

Para $t > 0$, é verifica-se que $(1 + t\Omega \frac{-1}{M_T M_R})^{-M_T M_R}$ é concavo em relação a Ω . Então, aplicando a desigualdade de Jensen's (HSU, 1997) para (4.47), obtêm-se:

$$\begin{aligned}
\mathbb{M}(t; \mathbf{X}) &\leq \left\{ 1 + t \left[\mathbb{E}_{\tilde{h}_p} \Omega \frac{-1}{M_T M_R} \right]^{-M_T M_R} \right\} \\
&= \left\{ 1 + t \left[\beta(\mathbf{X}) \frac{-1}{M_T M_R} \right]^{-M_T M_R} \right\}.
\end{aligned} \tag{4.50}$$

Substituindo (4.50) em (4.42), obtêm-se o limitante superior para a BER média

$$\overline{BER}(\rho) \leq \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \left(1 + \frac{C\rho}{\sin^2(\theta)} \beta(\mathbf{X}) \frac{-1}{M_T M_R} \right)^{-M_T M_R} d\theta \tag{4.51}$$

O procedimento acima descrito pode ser aplicado para constelações complexas de duas dimensões arbitrárias. Assim, a BER média condicionada a uma variável aleatória ρ é obtida para o limitante superior seguindo a mesma derivação obtida na Equação (4.51). Aplicando este procedimento com o sinal mapeado em uma constelação QAM ((SIMON; ALOUINI, 2000), eq. (8.12)), obtêm-se o limitante superior da BER média para o caso QAM:

$$\begin{aligned}
\overline{BER}(\rho) &\leq \kappa \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left(1 + \frac{C_{QAM}\rho}{\sin^2(\theta)} \beta(\mathbf{X}) \frac{-1}{M_T M_R} \right)^{-M_T M_R} d\theta \\
&\quad - \kappa^2 \int_0^{\frac{\pi}{4}} \left(1 + \frac{C_{QAM}\rho}{\sin^2(\theta)} \beta(\mathbf{X}) \frac{-1}{M_T M_R} \right)^{-M_T M_R} d\theta
\end{aligned} \tag{4.52}$$

em que $C_{QAM} = \frac{3\sqrt{2}}{2(M-1)}$ é o tamanho da constelação e $\kappa = \frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right)$.

4.4.2 Limitante inferior para o desempenho da BER

O limitante inferior para probabilidade de erro de símbolo teórica é descrito em (ZHOU; WANG; GIANNAKIS, 2005). Deriva-se o desempenho da BER para um caso ótimo, sendo uma boa comparação na análise da diversidade máxima do esquema proposto na Seção 4.2. Sendo s mapeado em uma constelação PSK, a BER, condicionada a SNR instantânea, é descrita para um canal AWGN como em (4.40) e (4.41). Definindo o canal normalizado por

$$\tilde{h} = \frac{h}{|h|} \tag{4.53}$$

em que $|\tilde{h}| = 1$ e sendo ρ definido por

$$\rho = E_b/N_0 \max_{1 \leq i \leq N} \{|\mathbf{x}_i^T \mathbf{h}|^2\} \quad (4.54)$$

Podemos reescrever (4.54) da seguinte maneira:

$$\rho = E_b/N_0 |h|^2 \max_i \{|\mathbf{x}_i^T \tilde{\mathbf{h}}|^2\} \quad (4.55)$$

em que

$$\begin{aligned} \bar{\rho} &= E_b/N_0 \\ \rho_h &= \|h\|^2 \\ b &= \max_i \{|\mathbf{x}_i^T \tilde{\mathbf{h}}|^2\} \\ \rho &= \bar{\rho} \rho_h b. \end{aligned}$$

Assumindo que b é uma variável aleatória pertencente ao intervalo entre $[0, 1]$ e como h é i.i.d., ρ_h torna-se independente de \tilde{h} (ZHOU; WANG; GIANNAKIS, 2005).

Utilizando-se desta definição é possível simplificar (4.41),

$$\overline{BER} = \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \int_0^1 BER(\bar{\rho} \rho_h b) p(\rho_h) p(b) d\rho_h db \quad (4.56)$$

$$\overline{BER} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \int_0^1 \left[1 + \frac{C\bar{\rho}}{\sin^2(\theta)} b \right]^{-M_T} dF_B(b) d\theta, \quad (4.57)$$

em que $F_B(b)$ é a c.d.f. (do inglês *cumulative density function*).

Observando (4.56) é possível notar que a BER é dependente dos parâmetros escolhidos em \mathbf{X} . Em (MUKKAVILLI et al., 2003) foi apresentado um interessante estudo para o limitante inferior da probabilidade de erro de símbolo, baseando-se nestes resultados deriva-se a função aproximada de $F_B(b)$.

Considere a superfície em uma cápsula esférica de uma hiperesfera como sendo

$$S_i(b) = \{\tilde{h} : \max_i \{|\mathbf{x}_i^T \tilde{\mathbf{h}}|^2\} \leq b\}, \quad (4.58)$$

sua área pode ser calculada da seguinte forma (Lema 2 dado em (MUKKAVILLI et al., 2003)):

$$A\{S_i(b)\} = \frac{2\pi^{M_T} b^{2M_T-1}}{(M_T - 1)!} \quad (4.59)$$

sendo $A\{S_i(1)\}$ a superfície total.

Agora, utilizando a propriedade fundamental da c.d.f. ($F_b(b) = Pr(b \leq b)$),

$$F_B(b) = Pr(\rho_{x1} \leq b), \text{ ou } \rho_{x2} \leq b, \dots, \text{ ou } \rho_{xM_T} \leq b \quad (4.60)$$

é possível supor que a probabilidade de \tilde{h} é a união das regiões, assim, baseado na área dada em (4.59) F_B pode ser aproximada por

$$F_B(b) \leq \frac{\sum_{i=1}^N A\{S_i(b)\}}{A\{S_i(1)\}} = N(b)^{M_T-1}. \quad (4.61)$$

Tomando $F_B(b) \leq 1$, o limitante superior aproximado é dado como:

$$F_B(b) = \begin{cases} N(b)^{M_T-1}, & 0 \leq b < (1/N)^{1/(M_T-1)} \\ 1, & b \geq (1/N)^{1/(M_T-1)} \end{cases} \quad (4.62)$$

Substituindo (4.62) em (4.56), o limitante inferior da BER pode ser expresso por

$$\overline{BER} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \int_0^1 \left[1 + \frac{C\bar{\rho}}{\sin^2(\theta)} b \right]^{-M_T} N(M_T - 1) b^{M_T-2} d(b) d\theta$$

e após algumas simplificações, tem-se

$$\overline{BER} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \left(1 + \frac{C\bar{\rho}}{\sin^2(\theta)} \right)^{-1} \left[1 + \left[1 - \left(\frac{1}{N} \right)^{\frac{1}{M_T}} \right] \frac{C\bar{\rho}}{\sin^2(\theta)} \right]^{1-M_T} d\theta. \quad (4.63)$$

4.5 Resultados de Simulação

Apresenta-se, nesta seção, entre os resultados obtidos para o esquema proposto e os esquemas apresentados na Seção 4.2. Também são apresentadas as curvas de desempenho teóricas para o limitante superior e o limitante inferior da BER.

Para as simulações assumiu-se que os símbolos foram mapeados nas constelações Q-PSK e 16-QAM, adotou-se como critério de parada a ocorrência de 300 símbolos detectados erroneamente. Todos os esquemas têm taxa de transmissão unitária, assim, para constelação M -PSK a taxa de transmissão é $R = \frac{Q}{T} \log_2(M) = \log_2(M)$.

O desempenho dos codificadores de canal são comparados em relação a BER versus a SNR (ρ), para o desvanecimento do tipo quase estático, plano e Rayleigh.

Nas Figuras 4.2 e 4.3, apresentam-se os resultados para $M_T = 4$ antenas transmissoras e $M_R = 1$ antena receptora. Na Figura 4.4, apresentam-se os resultados para $M_T = 4$ antenas transmissoras e $M_R = 1, M_R = 2$ antenas receptoras.

$$\mathbf{X}_8 = \begin{bmatrix} \cos(\pi/4) & \cos(\pi/4) & \sin(\pi/4) & \sin(\pi/4) \\ \cos(\pi/4) & \cos(\pi/4) & \sin(\pi/4) & \sin(\pi/4)e^{j\pi} \\ \cos(\pi/4) & \cos(\pi/4)e^{j\pi} & \sin(\pi/4) & \sin(\pi/4) \\ \cos(\pi/4) & \cos(\pi/4)e^{j\pi} & \sin(\pi/4) & \sin(\pi/4)e^{j\pi} \\ \cos(-\pi/4) & \cos(-\pi/4) & \sin(-\pi/4) & \sin(-\pi/4) \\ \cos(-\pi/4) & \cos(-\pi/4) & \sin(-\pi/4) & \sin(-\pi/4)e^{j\pi} \\ \cos(-\pi/4) & \cos(-\pi/4)e^{j\pi} & \sin(-\pi/4) & \sin(-\pi/4) \\ \cos(-\pi/4) & \cos(-\pi/4)e^{j\pi} & \sin(-\pi/4) & \sin(-\pi/4)e^{j\pi} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{X}_{16} = \begin{bmatrix} \cos(3\pi/8) & \cos(3\pi/8) & \sin(3\pi/8) & \sin(3\pi/8) \\ \cos(3\pi/8) & \cos(3\pi/8) & \sin(3\pi/8) & \sin(3\pi/8)e^{j\pi} \\ \cos(3\pi/8) & \cos(3\pi/8)e^{j\pi} & \sin(3\pi/8) & \sin(3\pi/8) \\ \cos(3\pi/8) & \cos(3\pi/8)e^{j\pi} & \sin(3\pi/8) & \sin(3\pi/8)e^{j\pi} \\ \cos(-3\pi/8) & \cos(-3\pi/8) & \sin(-3\pi/8) & \sin(-3\pi/8) \\ \cos(-3\pi/8) & \cos(-3\pi/8) & \sin(-3\pi/8) & \sin(-3\pi/8)e^{j\pi} \\ \cos(-3\pi/8) & \cos(-3\pi/8)e^{j\pi} & \sin(-3\pi/8) & \sin(-3\pi/8) \\ \cos(-3\pi/8) & \cos(-3\pi/8)e^{j\pi} & \sin(-3\pi/8) & \sin(-3\pi/8)e^{j\pi} \\ \cos(\pi/8) & \cos(\pi/8) & \sin(\pi/8) & \sin(\pi/8) \\ \cos(\pi/8) & \cos(\pi/8) & \sin(\pi/8) & \sin(\pi/8)e^{j\pi} \\ \cos(\pi/8) & \cos(\pi/8)e^{j\pi} & \sin(\pi/8) & \sin(\pi/8) \\ \cos(\pi/8) & \cos(\pi/8)e^{j\pi} & \sin(\pi/8) & \sin(\pi/8)e^{j\pi} \\ \cos(-\pi/8) & \cos(-\pi/8) & \sin(-\pi/8) & \sin(-\pi/8) \\ \cos(-\pi/8) & \cos(-\pi/8) & \sin(-\pi/8) & \sin(-\pi/8)e^{j\pi} \\ \cos(-\pi/8) & \cos(-\pi/8)e^{j\pi} & \sin(-\pi/8) & \sin(-\pi/8) \\ \cos(-\pi/8) & \cos(-\pi/8)e^{j\pi} & \sin(-\pi/8) & \sin(-\pi/8)e^{j\pi} \end{bmatrix}$$

Na Figura 4.2 é apresentado o desempenho de BER do esquema proposto e dos esquemas EO-STBC e ACBS. Para todas as simulações assume-se que os bits enviados pelo canal de realimentação não contém erros. Pode-se observar que o esquema proposto alcança ordem máxima de diversidade, igual a 4 (a mesma alcançada pelos outros esquemas) e tem um ganho de codificação em torno de 2.4 dB sobre os esquemas EO-STBC e ACBS. Na Figura 4.3, apresenta-se a BER alcançada pelo esquema proposto para $b = 3$ bits de realimentação (Veja Tabela 4.1). O esquema proposto tem um ganho de desempenho de aproximadamente 1.6 dB sobre os esquemas EO-STBC e ACBS.

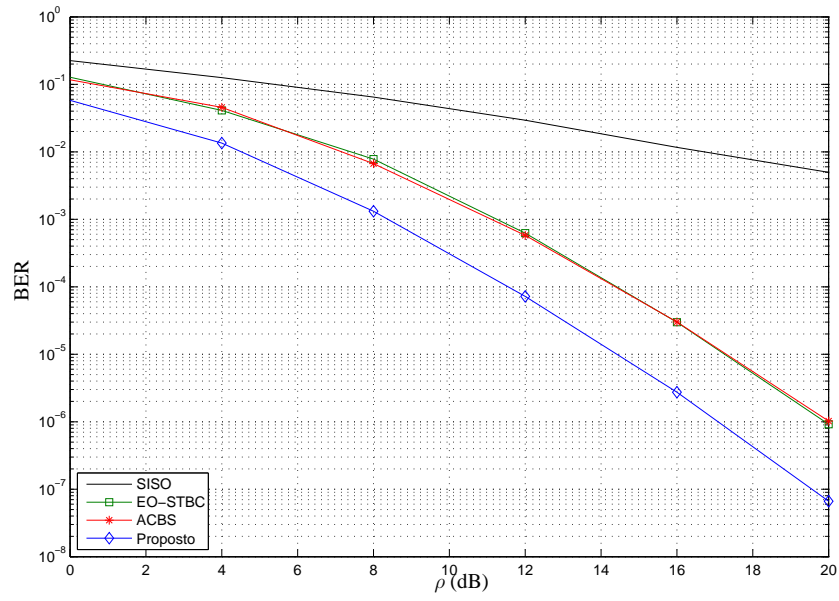


Figura 4.2 – Ideal (não quantizado) fase de realimentação, $M_T=4$, $M_R = 1$.

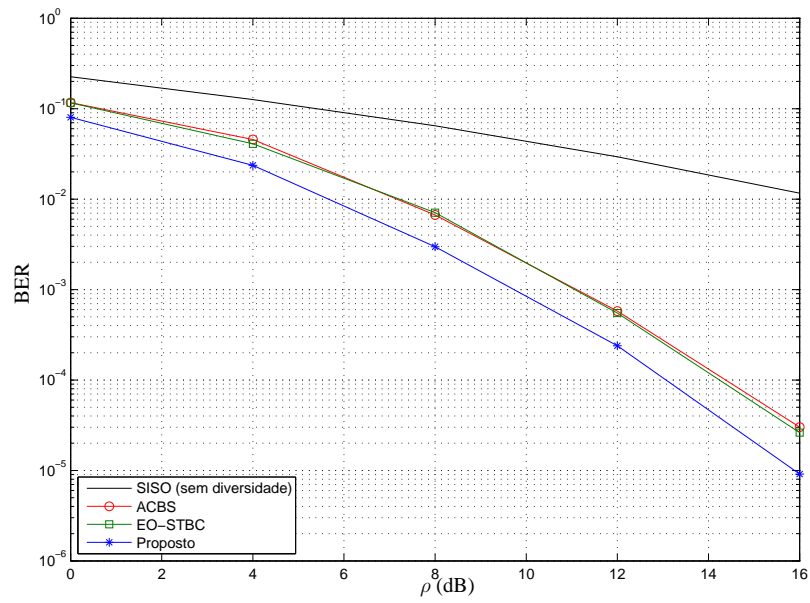


Figura 4.3 – Desempenho da BER. $M_T=4$, $M_R=1$ and $b=3$.

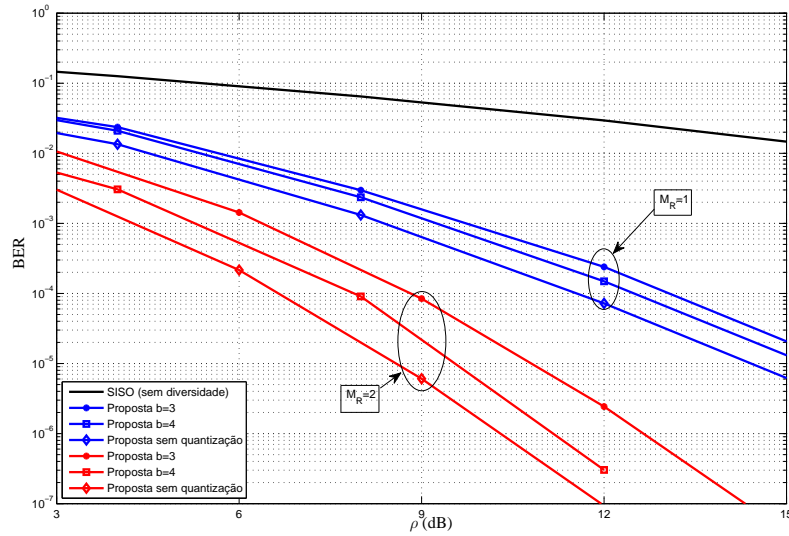


Figura 4.4 – Desempenho da BER do esquema proposto para $M_R = 1$ and $M_R = 2$.

A Figura 4.4 mostra as curvas de BER com ordem de diversidade igual a 4 e 8 para o esquema proposto com $M_R = 1$ e $M_R = 2$, respectivamente. O esquema apresenta uma melhora de desempenho de acordo com o aumento do número de bits de realimentação. O resultado obtido para o caso ideal (sem quantização) é apresentada nesta figura também. Foram apresentadas as curvas dos OSTBC G4 e G8 propostos por Tarokh, com diversidade 4 e 8, respectivamente, como curvas de referência de ordem máxima de diversidade.

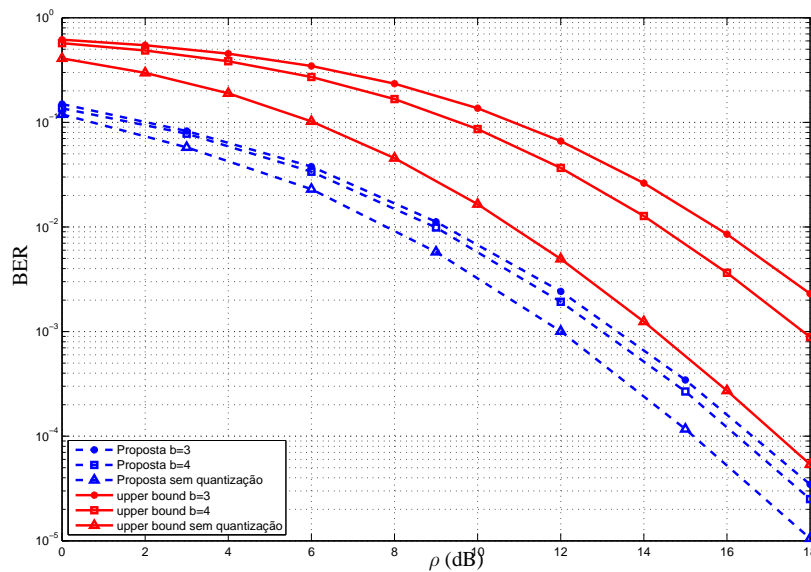


Figura 4.5 – Desempenho da BER-QAM: Limitante teórico superior e o desempenho do esquema de 4 antenas transmissoras para $M_R = 1$.

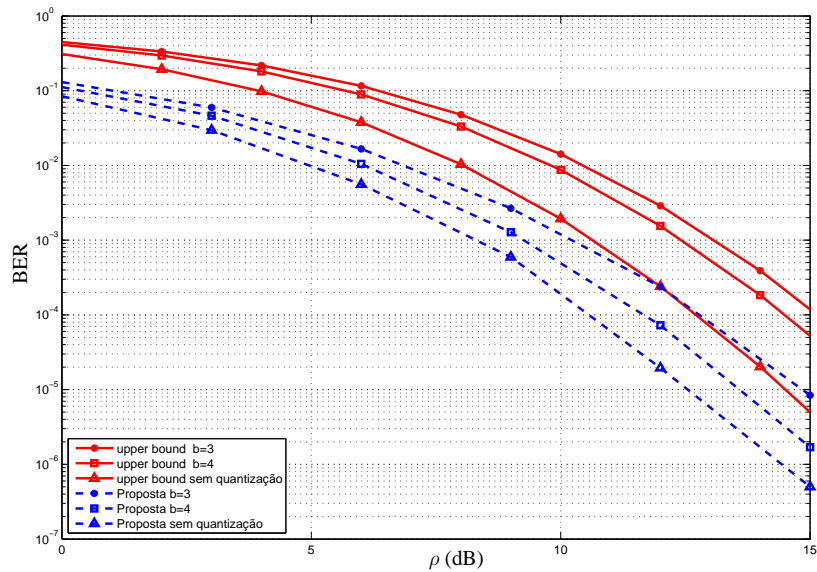


Figura 4.6 – Desempenho da BER-QAM: Limitante teórico superior e o desempenho do esquema de 4 antenas transmissoras para $M_R = 2$.

As Figuras 4.5 e 4.6 apresentam as curvas teóricas do limitante superior para $M_R = 1$ e $M_R = 2$ com uma modulação 16-QAM, respectivamente. Nota-se que as simulações da proposta e as curvas teóricas aproximam-se conforme o número de bits de realimentação são incrementados. Para estas simulações foi considerado o *codebook* (\mathbf{X}_8) para $b = 3$ e (\mathbf{X}_{16}) para $b = 4$ (veja Tabela 4.1 para mais detalhes). Nestas simulações é possível observar o bom desempenho do esquema em relação ao seu limitante mostrando uma performance considerável.

As Figuras 4.7 e 4.8 apresentam as curvas teóricas do limitante superior para $M_R = 1$ e $M_R = 2$ com uma modulação QPSK, respectivamente. As curvas se assemelham em diversidade, constatada pela mesma inclinação apresentada entre as curvas. Assim, mostra-se que o esquema alcança máxima diversidade para ambas constelações.

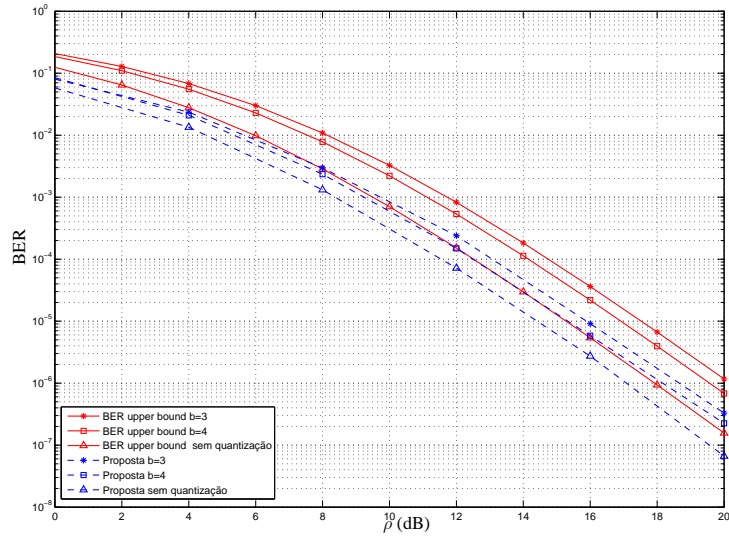


Figura 4.7 – Desempenho da BER-QPSK: Limitante teórico superior e o desempenho do esquema de 4 antenas transmissoras para $M_R = 1$.

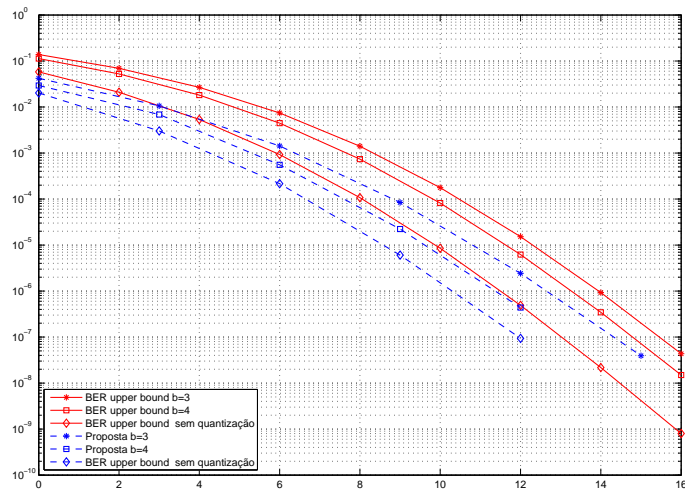


Figura 4.8 – Desempenho da BER-QPSK: Limitante teórico superior e o desempenho do esquema de 4 antenas transmissoras para $M_R = 2$.

As Figuras 4.9, 4.10 apresentam o limitante inferior para $M_R = 1$ juntamente com as curvas do limitante superior para $b = 3, 4$. É possível notar que o esquema se mantém com máxima diversidade. Para 3 e 4 bits de realimentação o desempenho do esquema é similar e está em torno de 2 dB de perda e ganho de SNR para os seus limitantes superior e inferior, respectivamente.

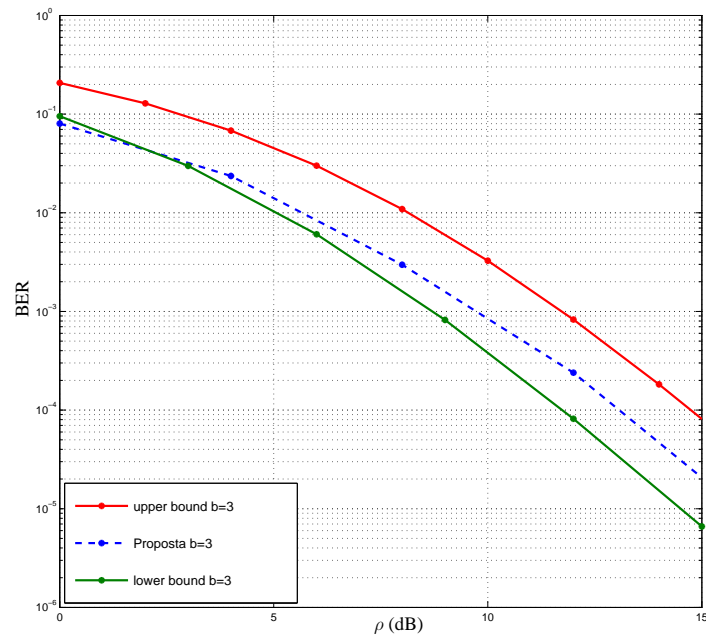


Figura 4.9 – Desempenho da BER-QPSK: Limitante teórico superior e inferior e o desempenho do esquema de 4 antenas transmissoras para $M_R = 1$ com $b=3$.

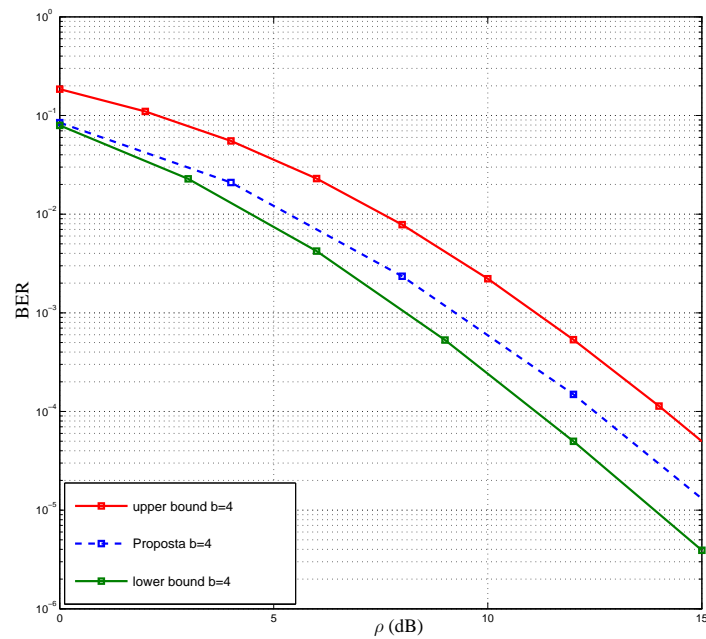


Figura 4.10 – Desempenho da BER-QPSK: Limitante teórico superior e inferior e o desempenho do esquema de 4 antenas transmissoras para $M_R = 1$ com $b=4$.

A Figura 4.11 apresenta o limitante inferior para sem quantização Para o sistema onde o número de bits de quantização é ilimitado o desempenho comparado ao seu limitante inferior está em torno de 1 dB de ganho e para o limitante inferior a distância está em torno de 2 dB.

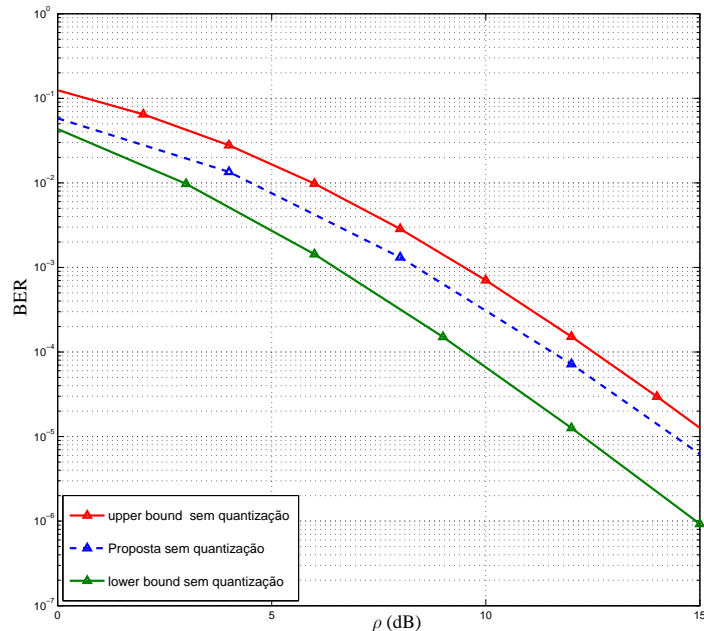


Figura 4.11 – Desempenho da BER-QPSK: Limitante teórico superior e inferior e o desempenho do esquema de 4 antenas transmissoras para $M_R = 1$ sem quantização na realimentação.

4.6 Conclusão

Neste capítulo, um esquema MIMO de baixa complexidade com quatro antenas transmissoras, canal de realimentação quantizado e taxa de transmissão unitária foi apresentado, bem como, as análises de BER. Encontrou-se também uma equação generalizada para M_R antenas. Uma análise de SNR foi feita e posteriormente derivadas as fases ótimas, com o intuito de maximizar a SNR instantânea. Além disso, a análise de realimentação quantizada para canais planos, quase estáticos e com desvanecimento Rayleigh foi realizada. Seu desempenho de erro foi avaliado através de simulações do tipo Monte Carlo. Observa-se que o esquema proposto alcança máxima diversidade, sendo comparado também com as curvas teóricas dos limitantes. Este supera outros bons esquemas de transmissão em termos de ganho de codificação mantendo a diversidade máxima com no mínimo três bits de realimentação.

5 ESTIMAÇÃO DE CANAL PARA SISTEMAS MIMO

Em probabilidade e estatística, a teoria de estimação lida com o problema da obtenção de informações sobre propriedades de variáveis aleatórias e processos estocásticos, dado um conjunto de amostras observadas (HAYKIN, 1996). O problema aqui referido é frequentemente encontrado em sistemas de comunicação e controle e assim, um grande número de estimadores é encontrado na literatura. O estimador escolhido depende de considerações como complexidade, erro de estimação, ente outros, e seu desempenho está condicionado ao tipo de aplicação.

Trabalhos que consideram esquemas de comunicação móveis com STBC em sua transmissão, geralmente utilizam um decodificador de máxima verossimilhança em seu receptor, que precisa da CSI para decodificar corretamente o sinal. Estes decodificadores geralmente não consideram a estimação do canal, utilizando um modelo ideal onde os canais são conhecidos pela estrutura, isto é, tanto o receptor quanto o transmissor tem a informação perfeita do estado do canal.

Para a primeira parte da dissertação (descrita no Capítulo 4), uma avaliação do esquema onde o receptor tem a CSI perfeita a priori foi efetuada, sendo este o caso ideal. Entretanto, sabe-se que geralmente esta informação do estado do canal não está disponível em um ambiente prático. Assim, na segunda parte do trabalho são analisados os efeitos resultantes considerando que a CSI perfeita não está disponível no receptor, sendo esta análise a segunda contribuição desta dissertação. Neste capítulo foi considerado que o sistema utiliza no receptor canais estimados.

Quando CSI não está mais disponível a priori, é necessário estimar os parâmetros de cada canal antes da decodificação. São considerados os efeitos dados pelo deslocamento Doppler e correlação espacial ao estimar o canal. A correlação espacial é considerada devido ao tamanho dos dispositivos (celulares, tablets, etc.), impossibilitando assim, que as antenas sejam instaladas com uma separação suficiente para que exista a decorrelação espacial total entre elas. Serão mostradas análises de desempenho não só do esquema proposto, mas também dos esquemas apresentados no Capítulos 3 quando se leva em consideração a estimação de canal em ambientes variantes no tempo e com correlação espacial entre as antenas.

Em (BIGUESH; GERSHMAN, 2006) foi mostrado ser possível melhorar o desempenho dos estimadores de canal ser melhorado utilizando sequências de treinamento adequadamente projetadas. Neste trabalho também são descritos os estimadores lineares de mínimos quadrados

(LS) (do inglês: *linear least squares*), MMSE (do inglês: *minimum mean square error*) e é proposto um novo LS de complexidade reduzida.

Dentre as possibilidades, nesta dissertação utilizaram-se os estimadores de mínimo erro quadrático médio, mais conhecido como MMSE e o estimador baseado no algoritmo LMS. Na Seção 5.1, são descritos os estimadores MMSE e LMS e seus respectivos equacionamentos. Na Seção 5.2, são analisadas as respostas dos esquemas aqui considerados utilizando o canal estimado com os estimadores MMSE e LMS em ambientes com desvanecimento rápido (mobilidade) e correlação espacial. Na Seção 5.3, o capítulo é concluído.

5.1 Estimadores Estudados

Dado um conjunto de amostras observadas, a obtenção de informações das variáveis aleatórias e dos processos estocásticos inseridas é um problema em teoria de estimação em probabilidade e estatística (HAYKIN, 1996). Nesta seção faz-se uma pequena revisão da teoria de alguns estimadores supervisionados clássicos. Os estimadores de canal aqui apresentados utilizam uma sequência de treinamento conhecida pelo receptor para realizar a estimação.

5.1.1 Estimador MMSE

O estimador MMSE tenta minimizar o erro quadrático médio mínimo entre o sinal observado e aquele que deveria ser recebido em um canal sem ruído. Fazendo a utilização da regra de Bayes em termos do erro quadrático médio da p.d.f. conjunta de $(h | y)$, é possível encontrar o estimador MMSE (HAYKIN, 1996). Levando aqui em consideração o modelo de transmissão em bloco (LARSSON; STOICA, 2003) para um sistema SISO, o sinal recebido é dado por

$$y = hs + \eta, \quad (5.1)$$

em que h é o coeficiente do canal, s são os sinais transmitidos e η é o ruído branco adicionado ao canal (média nula). O estimador é dado:

$$h_{mmse} = yA \quad (5.2)$$

$$A = \arg \min E \| h - h_{mmse} \|_F^2 \quad (5.3)$$

em que A são os valores de h que minimizam a função custo (KAY, 1993). Reescrevendo (5.3) em função do erro,

$$\varepsilon = \arg \min E \| h - yA \|_F^2 \quad (5.4)$$

$$= C_h - C_h T A - C_h T^H A^H + A^H (T^H C_H T + \sigma_n^2) A, \quad (5.5)$$

em que T são os símbolos conhecidos (símbolos de treinamento), C_h é a matriz de covariância dos canais e σ_n é a variância do ruído. Derivando ε em função de A e igualando a zero

$$A = ((T^H C_H T + \sigma_n^2)^{-1}) T^H C_H. \quad (5.6)$$

Substituindo a equação acima em (5.3) obtêm-se o estimador MMSE:

$$h_{mmse} = y (T^H C_H T + \sigma_n^2)^{-1} T^H C^H. \quad (5.7)$$

Em sistemas rádio-móveis as características do canal variam com o tempo. Assim, é necessário que o estimador do canal seja capaz de seguir essas variações, ou seja, ele deve ser capaz de se adaptar. Na próxima seção, apresenta-se um algoritmo clássico da teoria de filtragem adaptativa para estimar os coeficientes do canal, o estimador baseado no algoritmo LMS.

5.1.2 Estimador LMS

O estimador de canal que considera o algoritmo LMS é largamente empregado em receptores adaptativos. Sua aplicação é comum devido a sua baixa complexidade computacional e seu bom desempenho que está relacionado ao valor de passo de adaptação. Para um valor pequeno, o erro quadrático médio em regime permanente será pequeno, porém com uma menor velocidade de convergência. Entretanto para um valor maior, haverá um aumento na velocidade de convergência, do erro médio quadrático e capacidade de rastreamento (HAYKIN, 1996)

Utilizando o método do gradiente proposto em (HAYKIN, 1996) referente ao MSE (do inglês: *mean-squared error*), obtêm-se iterativamente os parâmetros do canal. Este método também é conhecido como método de descida mais íngreme devido ao gradiente ser um vetor que aponta para a direção de maior crescimento da função custo. Neste caso, a ideia é minimizar a função criando um vetor de pesos que se dirige ao aposto ao gradiente, ou seja, onde esta função decresce mais rapidamente. Considerando o canal dado pelo vetor no instante k

$$\mathbf{h}(k) = [h_0(k) h_1(k) \dots h_{M_R}(k)]^T, \quad (5.8)$$

calcula-se o erro:

$$\varepsilon(k) = y(k) - \mathbf{h}^H(k)\mathbf{T}(k), \quad (5.9)$$

em que $\mathbf{y}(k)$ é o vetor de saída do canal, $\mathbf{T}(k)$ é o vetor com os símbolos de treinamento (LOIOLA, 2005). Fazendo o vetor $\mathbf{h}(k)$ se direcionar ao oposto do gradiente, tem-se que

$$\mathbf{h}(k+1) = \mathbf{h}(k) - \frac{\mu_p}{2} \frac{\partial}{\partial \mathbf{h}(k)} E\{\|\varepsilon(k)\|^2\}, \quad (5.10)$$

em que μ_p é o passo de adaptação. O gradiente do erro médio pode ser expresso por

$$\frac{\mu_p}{2} \frac{\partial}{\partial \mathbf{h}(k)} E\|\varepsilon(k)\|^2 = 2[E[\mathbf{T}(k)\mathbf{T}^H(k)\mathbf{h}(k)] - E[\mathbf{T}(k)y(k)]]. \quad (5.11)$$

O novo vetor gradiente pode ser calculado (HAYKIN, 1996)

$$\frac{\mu_p}{2} \frac{\partial}{\partial \mathbf{h}(k)} E\|\varepsilon(k)\|^2 = -2\varepsilon^*(k)\mathbf{T}(k). \quad (5.12)$$

Tem-se então,

$$\varepsilon(k) = y(k) - \mathbf{h}^H(k)\mathbf{T}(k) \quad (5.13)$$

$$\mathbf{h}(k+1) = \mathbf{h}(k) + \mu_p \varepsilon^*(k)\mathbf{T}(k) \quad (5.14)$$

é encontrado o canal estimado utilizando o algoritmo LMS.

5.2 Resultados de Simulação

Nesta seção, apresentam-se os resultados de simulação para ilustrar o desempenho dos estimadores do esquema proposto, dos efeitos da correlação espacial e do efeito dado pelo deslocamento Doppler. O desempenho foi comparado em termos de BER versus ρ em canais com desvanecimento Rayleigh, plano, não só estáticos, mas também apresentando variação temporal. Os símbolos são mapeados em uma constelação 4-QAM e é adotado como critério de parada a ocorrência de 1000 erros de símbolo para cada SNR média. A frequência da portadora utilizada nas simulações é de 1.9 GHz. Para as simulações foi considerado 10 % da informação transmitida para símbolos de treinamento. Em todas as simulações foram utilizados 3 bits de realimentação e o estimador LMS foi considerado com passo fixo³ de 0.01. Em todas as simulações CSI significa que o receptor tem o conhecimento perfeito do canal, V é a velocidade de deslocamento e C representa o nível de correlação espacial.

³ Este passo foi encontrado através de simulações que mostraram ser o passo com o menor erro médio quadrático de estimação para o esquema proposto.

A Figura 5.1 descreve o comportamento do esquema ACBS considerando a estimação de canal. Observa-se que tanto o receptor com o estimador MMSE, quanto com o estimador LMS, mantêm os desempenhos de BER similares a quando existe o CSI disponível. Nesta simulação é considerado o canal estático.

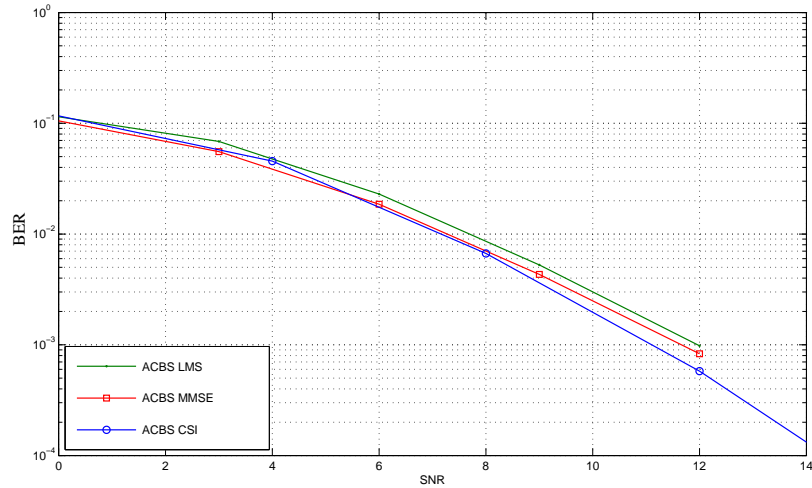


Figura 5.1 – Esquema ACBS-Choi com estimação de canal.

A Figura 5.2 descreve o comportamento do esquema EOSTBC considerando a estimação de canal. É observado que tanto o receptor com o estimador MMSE, quanto com o estimador LMS, mantêm os desempenhos de BER similares a quando existe o CSI disponível.

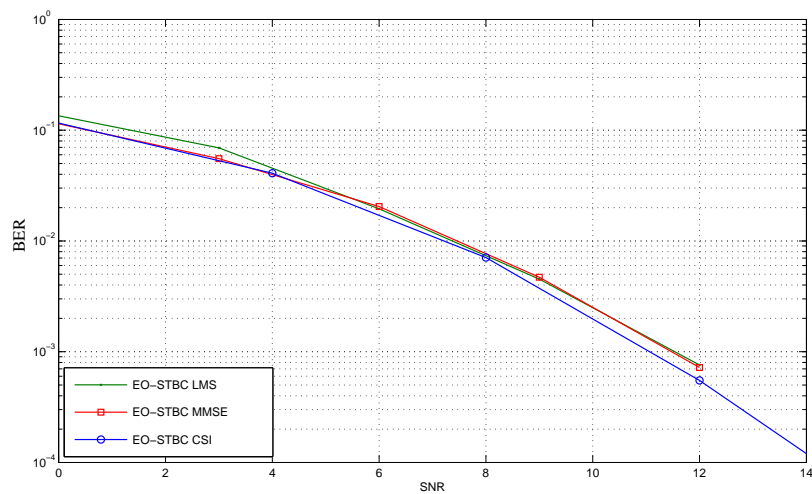


Figura 5.2 – Esquema EOSTBC com estimação de canal.

Já a Figura 5.3, onde é simulado o comportamento do esquema GGCC considerando a

estimação de canal para os estimadores MMSE e LMS, o desempenho da BER tem uma perda de em torno de 2 dB em relação a quando o CSI está disponível.

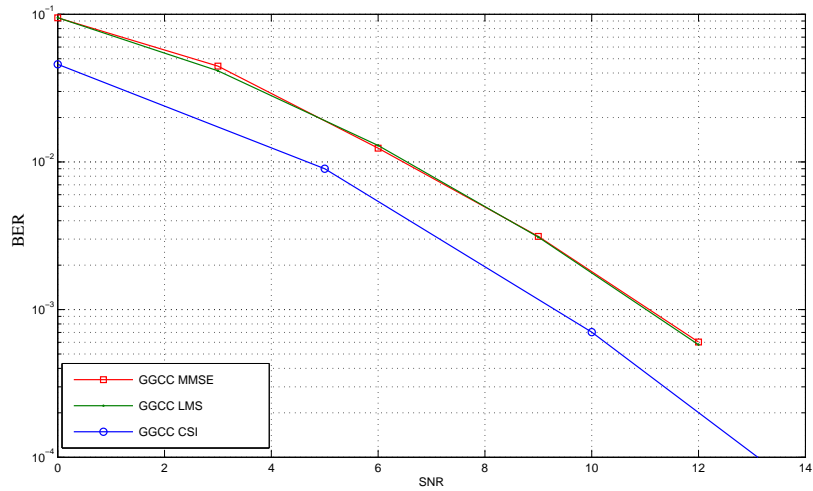


Figura 5.3 – Esquema GGCC com estimação de canal.

O desempenho do esquema proposto também se mantém com desempenho inalterado com o efeito da estimação de canal com MMSE e LMS como é visto na Figura 5.4.

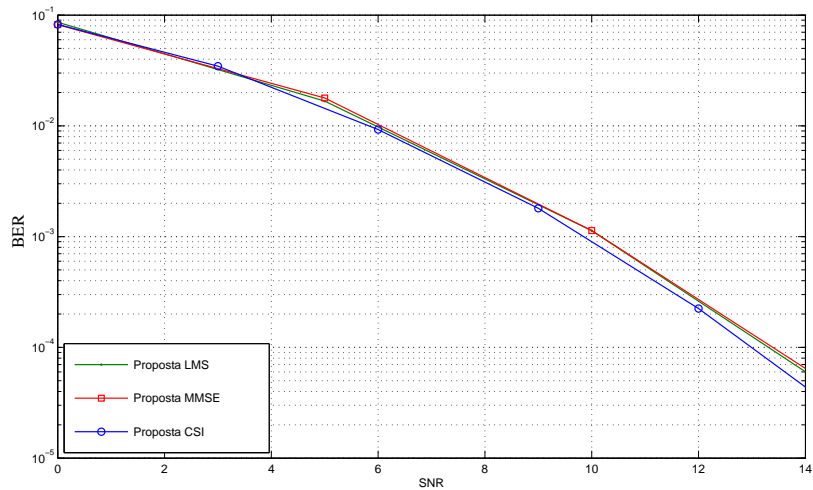


Figura 5.4 – Esquema proposto com estimação de canal.

A correlação espacial entre transmissores foi avaliada a 20% (0.2), 50% (0.5) e 80% (0.8) dos elementos. Todos os esquemas foram simulados com CSI e sem correlação espacial como forma de comparação nas figuras.

O esquema ACBS cujo o desempenho é apresentado na Figura 5.5 com o receptor que utiliza o estimador de canal MMSE tem uma perda de 2 dB com uma BER de 10^{-3} com uma correlação de 0.2, com 0.5 e 0.8 de correlação o esquema se mostra com perdas acima de 4 dB para uma BER de $10^{-2.5}$. Entretanto, para o desempenho do receptor com estimador LMS descrito na Figura 5.6, o esquema se mostra menos degradante com o efeito da correlação espacial, onde para uma BER de 10^{-3} a correlação de 0.2 o esquema tem uma perda de 0.4 dB, para uma correlação de 0.5 a perda fica em torno de 1dB e para uma correlação de 0.8 tem uma perda de em torno de 3 dB. Este se mostra mais eficiente com o estimador LMS tendo uma menor perda de BER.

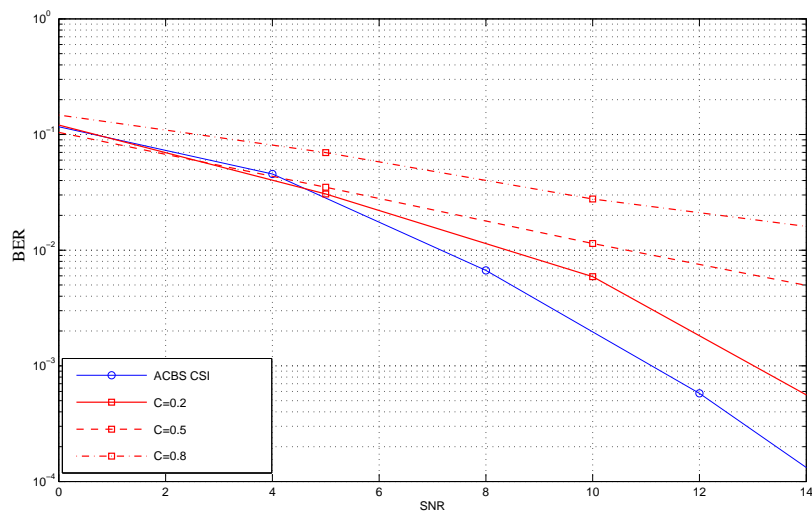


Figura 5.5 – Esquema ACBS-MMSE com o efeito de correlação espacial.

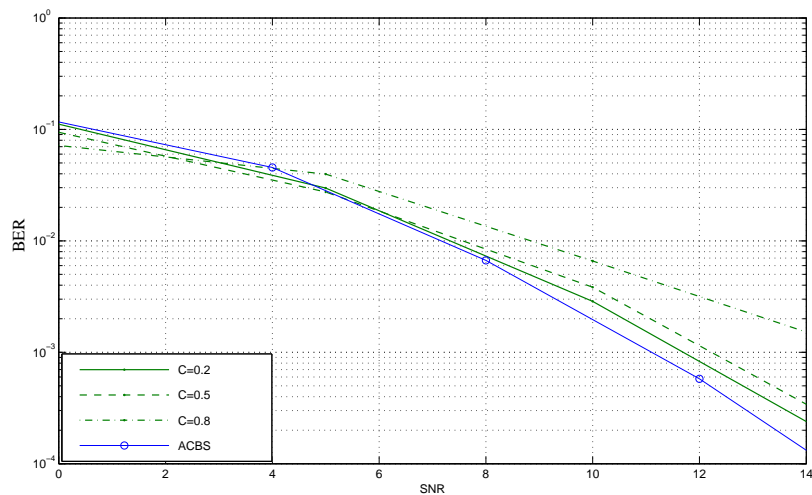


Figura 5.6 – Esquema ACBS-LMS com o efeito de correlação.

Para as mesmas correlações dadas no esquema ACBS, a Figura 5.7 e 5.8 mostram a simulação do esquema EOSTBC correlacionado com o receptor utilizando os estimadores MMMSE e LMS. Na Figura 5.7, o receptor com o estimador MMSE e correlação espacial igual a 0.2 tem uma perda de 0.3 dB em relação a uma BER de 10^{-3} , com 0.5 de correlação este perde em torno de 1 dB em uma BER de 10^{-3} e para uma correlação de 0.8 o esquema tem uma perda de SNR em torno de 3.5 dB a uma BER de 10^{-3} .

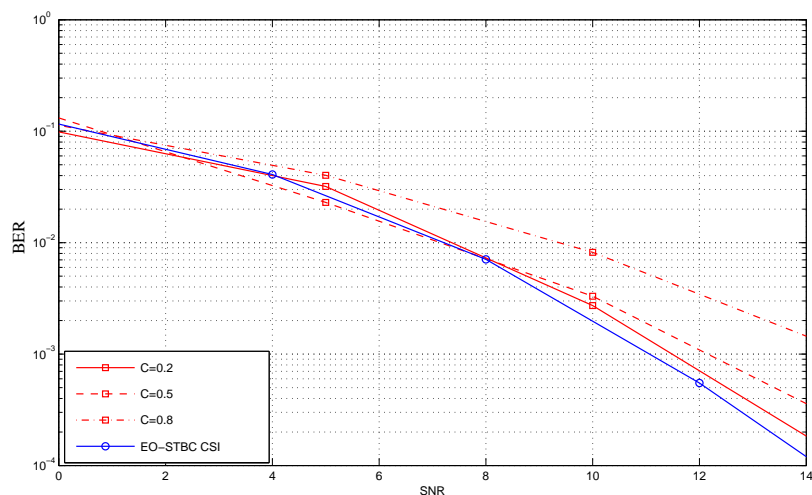


Figura 5.7 – Esquema EOSTBC MMSE com o efeito de correlação espacial.

A Figura 5.8 mostra o esquema EOSTBC utilizando o receptor com o estimador LMS, para uma correlação de 0.2 o esquema tem uma perda de desempenho em torno 0.4 dB para

uma BER de 10^{-3} , com correlação de 0.5 a perda de SNR para uma BER de 10^{-3} fica em torno de 1.3 dB e para uma correlação de 0.8 a perda de BER em 10^{-3} está em torno de 3.3 dB. Nestas duas simulações, os algoritmos de estimação se mostram similares em desempenho, mostrando a robustez do esquema ao efeito destrutivo dado pela correlação espacial.

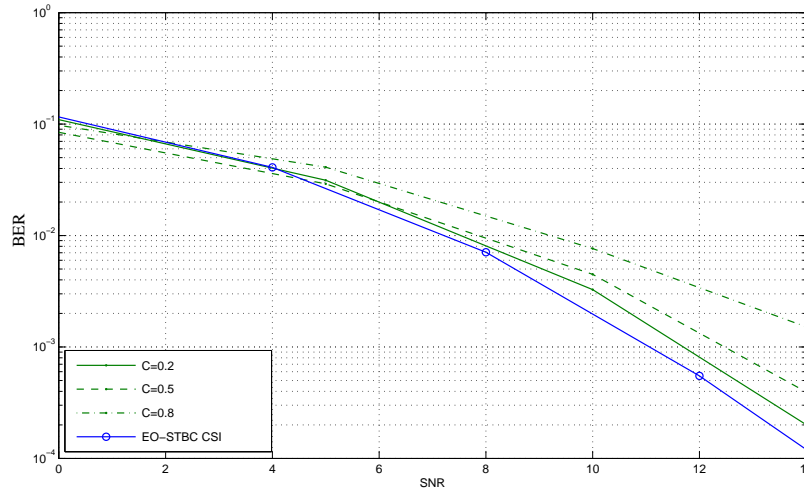


Figura 5.8 – Esquema EOSTBC LMS com o efeito de correlação.

Nas Figuras 5.9 e 5.10, o esquema GGCC é simulado com correlação espacial. Já para o receptor utilizando o estimador MMSE, a Figura 5.9 mostra que para uma BER de 10^{-3} e correlação de 0.2, a perda é de 0.1 dB, para uma correlação de 0.5 a perda fica em torno de 0.8 dB e para a correlação de 0.8 o esquema mostra ter uma perda de em torno de 3.2 dB.

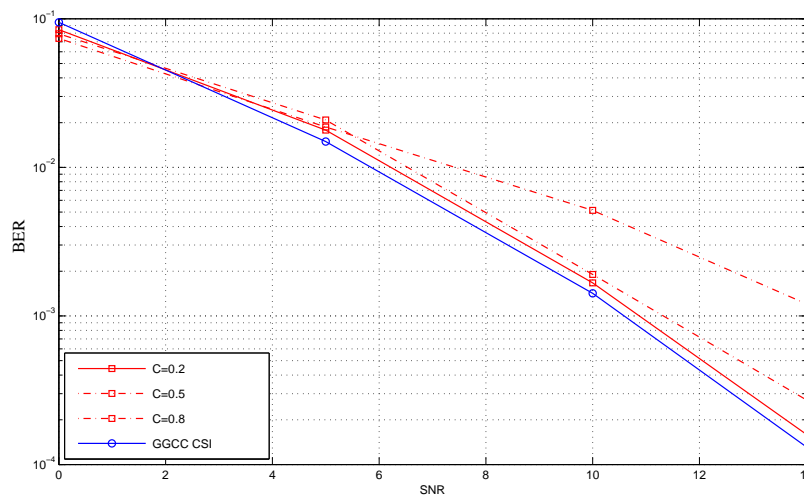


Figura 5.9 – Esquema GGCC MMSE com o efeito de correlação espacial.

Quando o receptor utiliza o estimador LMS o desempenho é mostrado na Figura 5.10. O esquema GGCC à uma BER de 10^{-3} com correlação espacial de 0.2, tem uma perda de 0.3 dB, com correlação de 0.5, a perda fica em torno de 1 dB e para uma correlação de 0.8, a perda está em torno de 4 dB. Nestas simulações, o esquema se mostra robusto para baixas correlações (0.2 e 0.5) com a utilização dos dois estimadores, entretanto para uma correlação maior (0.8) a perda é bem acentuada.

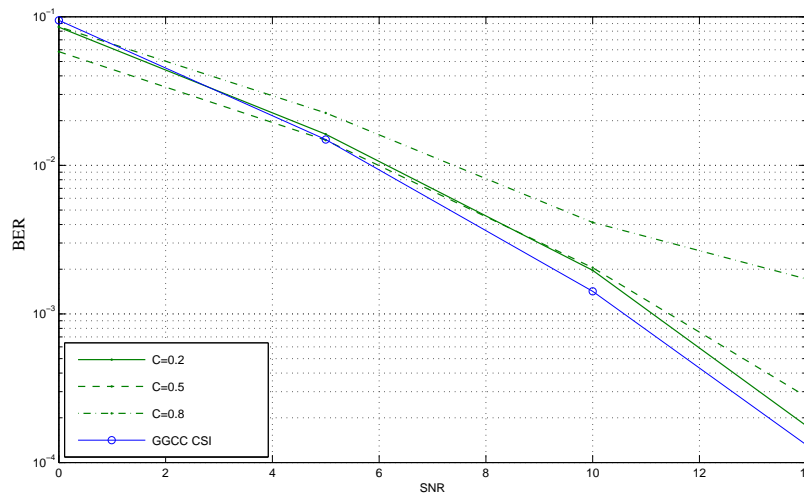


Figura 5.10 – Esquema GGCC-LMS com o efeito de correlação espacial.

O esquema proposto no Capítulo 4 foi avaliado considerando o receptor com os estimadores MMSE e LMS e a correlação espacial dados pelas simulações nas Figuras 5.11 e 5.12. A Figura 5.11 mostra a simulação quando é considerado o receptor com o estimador MMSE. Para uma correlação espacial de 0.2, o esquema tem uma perda de 1.5 dB à uma BER de 10^{-3} e para uma BER de 10^{-2} a perda é significativamente alta em torno de 7 dB.

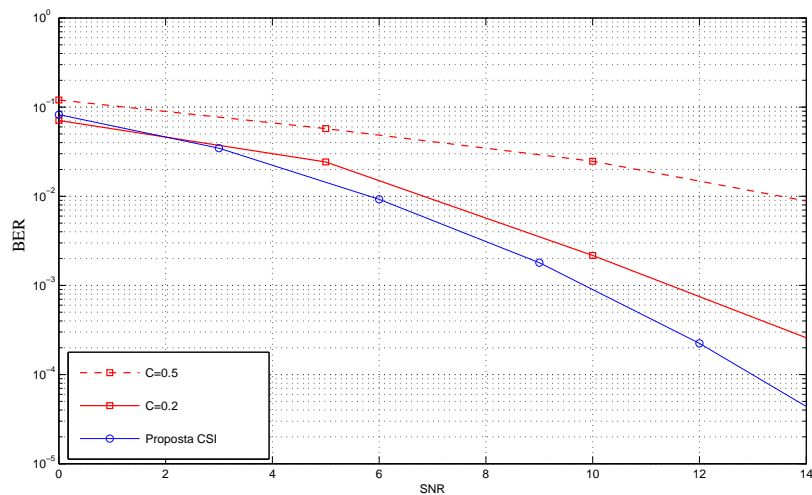


Figura 5.11 – Esquema proposto MMSE com o efeito de correlação espacial.

Na Figura 5.12, o desempenho do esquema proposto com o receptor utilizando o estimador LMS é observado. Para uma BER de 10^{-3} e correlação de 0.2, o esquema tem uma perda de 0.3 dB. Para uma correlação de 0.5, a perda fica em torno de 1 dB, e com uma correlação de 0.8, a perda fica em torno de 3 dB. Para o esquema proposto o estimador MMSE se mostra com uma degradação acentuada ao efeito da correlação, já o estimador LMS se mantém robusto a baixa correlação, sendo este o caso para os outros esquemas também.

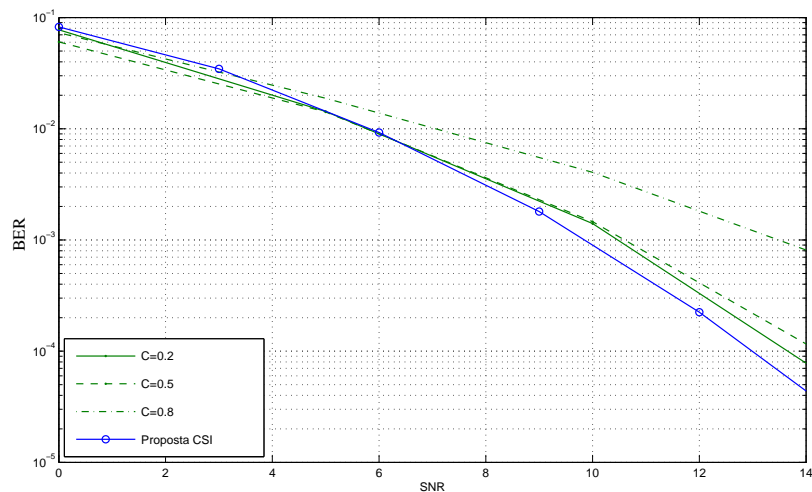


Figura 5.12 – Esquema proposto LMS com o efeito de correlação espacial.

Nas Figuras 5.1, 5.2, 5.3 e 5.4, as simulações consideram um canal estático. Agora, considera-se o efeito Doppler (canal não estático) com uma velocidade de deslocamento de

100 km/h, onde o canal varia a cada símbolo transmitido. Os estimadores LMS e MMSE têm variações de desempenho de BER conforme o código. Para estas simulações e para o caso de variação temporal com receptor e o estimador MMSE utilizou-se um conjunto de 10% dos símbolos transmitidos, do total de símbolos, para obter as estimativas do canal.

Na Figura 5.13, o desempenho do esquema ACBS considerando o caso em que o receptor utiliza o estimador baseado em MMSE e o estimador baseado em LMS é similar. A perda é em torno de 2 dB para cada estimador com uma BER de 10^{-3} .

A simulação do esquema EOSTBC dado pela Figura 5.14 demonstra efeitos da inserção da variação temporal com BER de 10^{-3} de em torno de 2.1 dB de perda para o estimador MMSE e em torno de 2.3 dB para o estimador LMS.

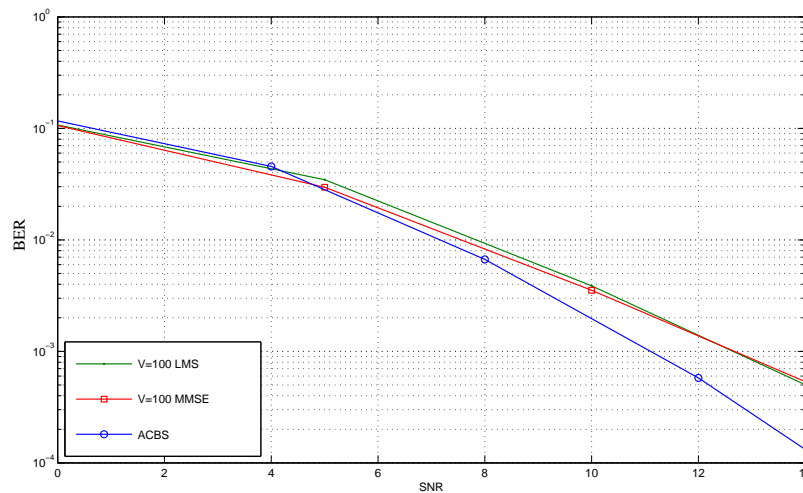


Figura 5.13 – Esquema ACBS com o deslocamento Doppler.

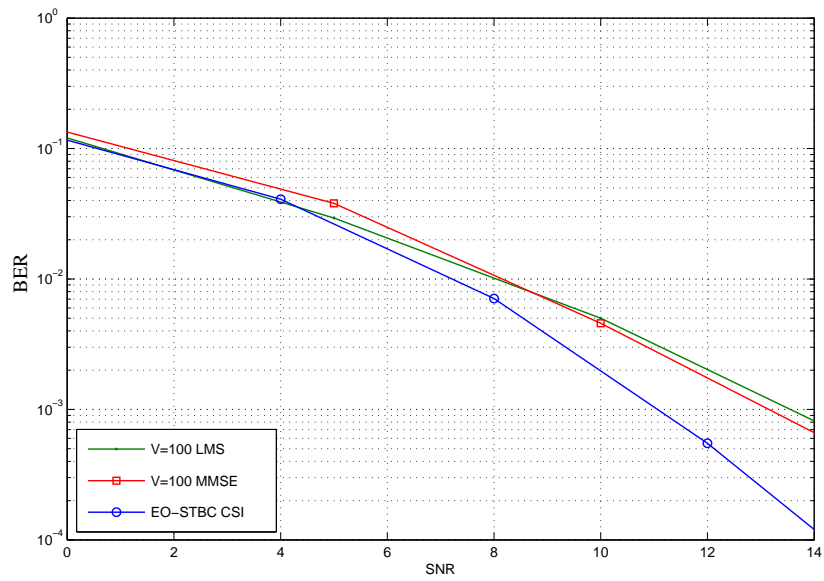


Figura 5.14 – Esquema EOSTBC com o deslocamento Doppler.

A Figura 5.15 representa a simulação do esquema GGCC com a inserção da variação temporal. Percebe-se que com a estimação de canal dada pelo MMSE com uma BER de $10^{-2.9}$ tem um grande perda em torno de 4 dB e para o receptor com estimador LMS uma perda de 2.1 dB.

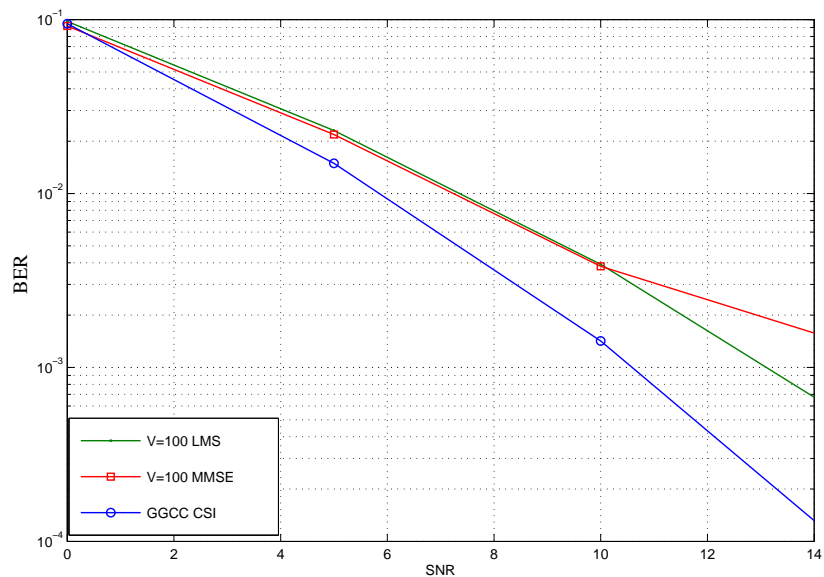


Figura 5.15 – Esquema GGCC com o deslocamento Doppler.

A Figura 5.16 demonstra a simulação do esquema proposto. Para uma BER de 10^{-3} tem

Tabela 5.1 – Resultados de simulação: Doppler e correlação.

Esquema	BER	Correlação	Perda em relação ao CSI
<i>ACBS</i>	10^{-3}	0.2	$2dB$
<i>ACBS</i>	10^{-3}	0.5	$2.3dB$
<i>ACBS</i>	10^{-3}	0.8	$4dB$
<i>EOSTBC</i>	10^{-3}	0.2	$2.3dB$
<i>EOSTBC</i>	$10^{-2.9}$	0.5	$2dB$
<i>EOSTBC</i>	$10^{-2.8}$	0.8	$2.4dB$
<i>GGCC</i>	10^{-3}	0.2	$1.4dB$
<i>GGCC</i>	10^{-3}	0.5	$3dB$
<i>GGCC</i>	$10^{-2.5}$	0.8	$4.5dB$
<i>Proposta</i>	10^{-3}	0.2	$2dB$
<i>Proposta</i>	10^{-3}	0.5	$3.6dB$
<i>Proposta</i>	$10^{-2.7}$	0.8	$4.3dB$

um perda de SNR em torno de 2.1 dB para o receptor com estimador LMS uma perda de 2.3 dB para o receptor com estimador MMSE.

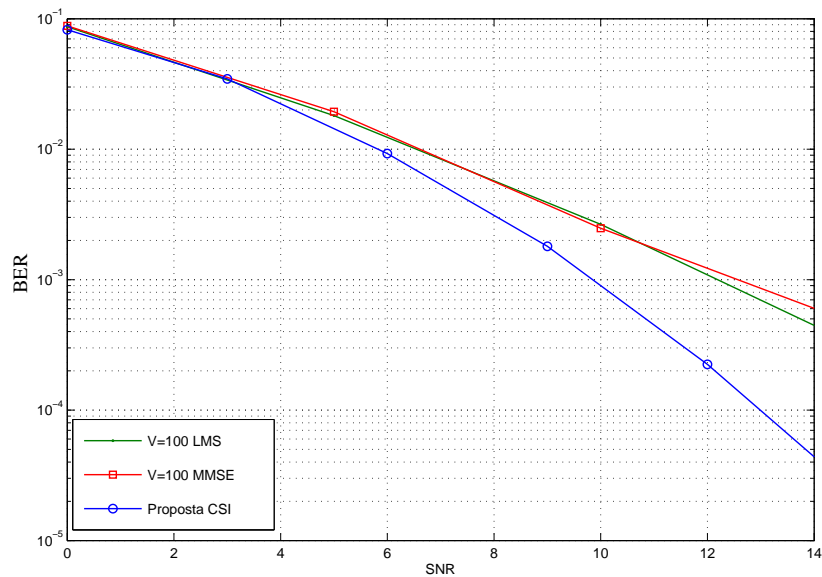


Figura 5.16 – Esquema proposto com o deslocamento Doppler.

As simulações para o caso onde considera-se mobilidade e correlação espacial (Figura 5.17, Figura 5.18, Figura 5.19 e Figura 5.20) são descritas na Tabela 5.1

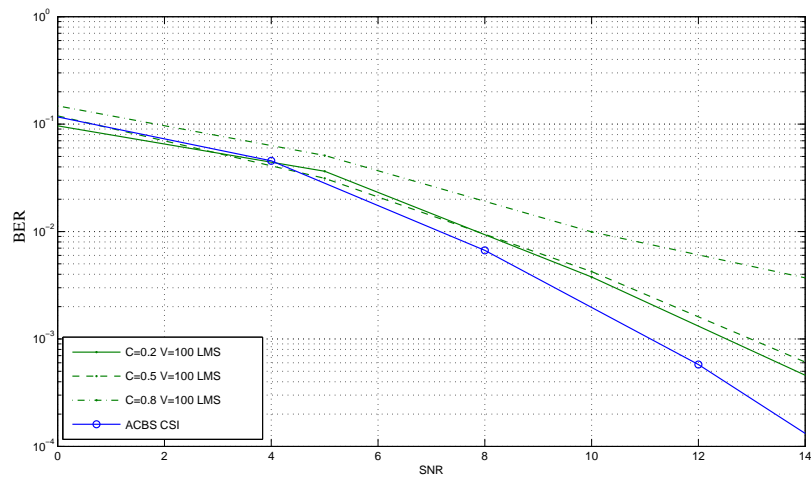


Figura 5.17 – Esquema ACBS LMS com o efeito de correlação espacial e do deslocamento Doppler.

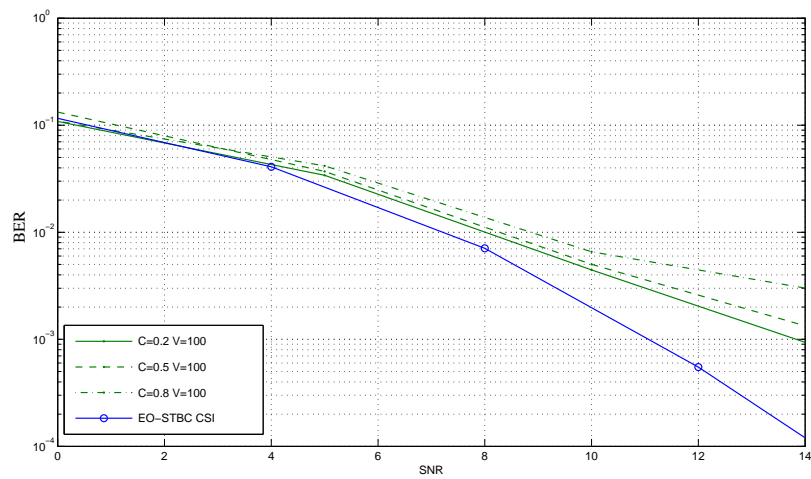


Figura 5.18 – Esquema EOSTBC LMS com o efeito de correlação espacial e do deslocamento Doppler.

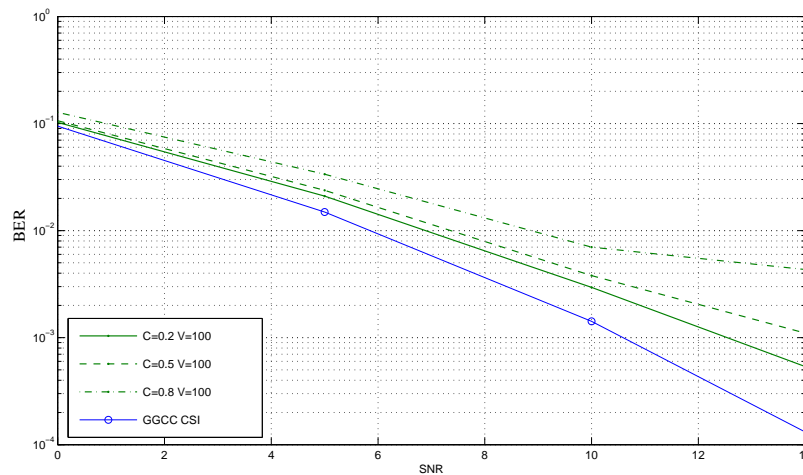


Figura 5.19 – Esquema GGCC LMS com o efeito de correlação espacial e do deslocamento Doppler.

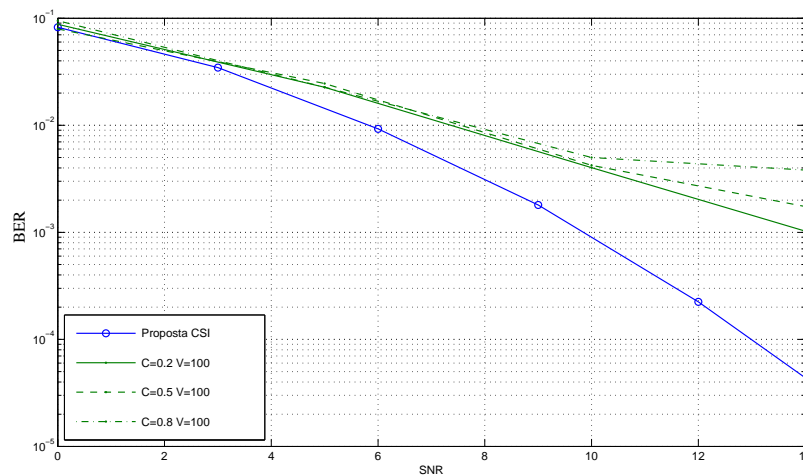


Figura 5.20 – Esquema proposto com LMS com o efeito de correlação espacial e do deslocamento Doppler.

Para o esquema proposto é analisado a eficiência do esquema com 25, 50, 100, 150, 200 e 250 símbolos de treinamento para um bloco fixo de 1000 símbolos, com um deslocamento Doppler de 5, 50, 100, 150 km/h utilizando o receptor com o estimador LMS.

Na Figura 5.21, o desempenho do esquema é demonstrado utilizando um deslocamento a 5 km/h com tamanho variável do número de símbolos de treinamento. Para uma BER de 10^{-3} com 25 símbolos de treinamento a perda está de 2.2 dB, com 50 símbolos de treinamento a perda de desempenho fica em torno de 1.9 dB, para 100 símbolos de treinamento a perda é

de 1.6 dB e para os casos onde existe a possibilidade de mais símbolos de treinamento como 150, 200 e 250, a perda de desempenho fica em torno de 1.2 dB para cada caso. Vale salientar que para esta velocidade, com a utilização de mais de 150 símbolos de treinamento, não se reflete em variação considerável no desempenho do receptor, pois a melhora no desempenho do estimador de canal é insignificante.

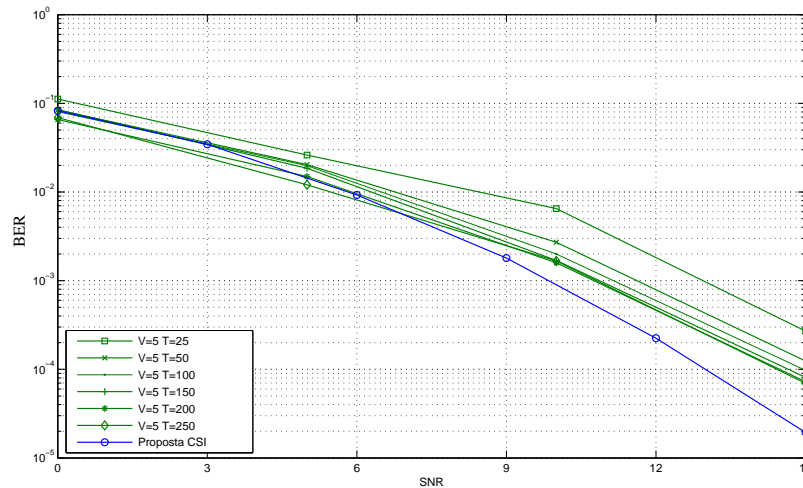


Figura 5.21 – Esquema proposto LMS com tamanho variável da sequência de treinamento e velocidade de deslocamento de 5 km/h.

Na Figura 5.22, o desempenho do esquema é demonstrado utilizando um deslocamento de 50 km/h com variações do número de símbolos de treinamento. Para uma BER de 10^{-3} com 25 símbolos de treinamento a perda é de 5 dB, com 50 símbolos de treinamento a perda de desempenho fica em torno de 3.5 dB, para 100 símbolos de treinamento a perda é de 2 dB e para os casos onde existe a possibilidade de mais símbolos de treinamento, de 150, 200 e 250 a perda de desempenho em torno de 1 dB para cada caso. Como no caso onde velocidade é baixa, a uma velocidade de 50 km/h, o desempenho do receptor não varia significativamente acima de 200 símbolos de treinamento.

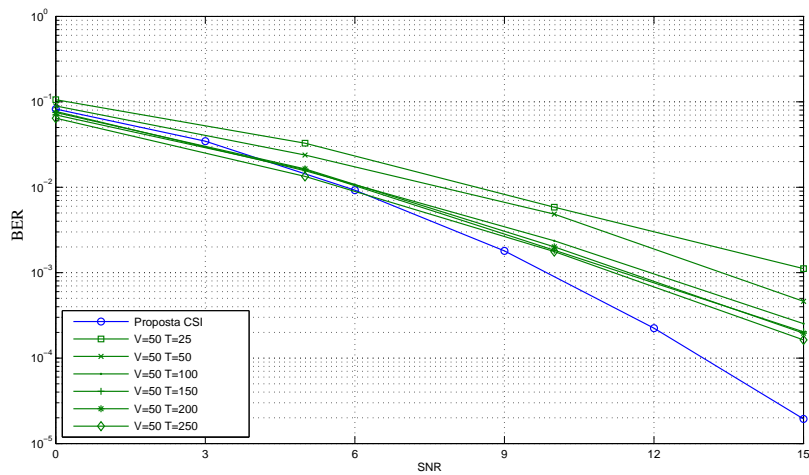


Figura 5.22 – Esquema proposto com LMS com tamanho variável da sequência de treinamento e velocidade de deslocamento de 50 km/h.

Na Figura 5.23, o desempenho do esquema é demonstrado utilizando um deslocamento a 100 km/h com variações do número de símbolos de treinamento. Para uma BER de 10^{-3} com 25 símbolos de treinamento a perda fica em torno de 6 dB, com 50 e 100 símbolos de treinamento a perda é de 5 dB, com 150 símbolos de treinamento a perda é de 4 dB, com 200 símbolos de treinamento a perda é de 2 dB e para 250 símbolos de treinamento a perda é de 0.5 dB.

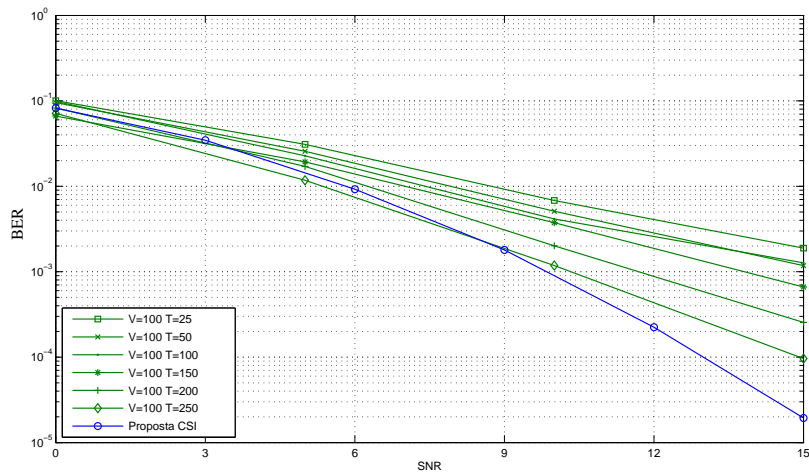


Figura 5.23 – Esquema proposto com LMS com tamanho variável da sequência de treinamento e velocidade de deslocamento de 100 km/h.

Na Figura 5.24, o desempenho do esquema é demonstrado utilizando um deslocamento

a 150 km/h com variações do número de símbolos de treinamento de 100, 150, 200 e 250. Sendo a frequência da portadora a mesma em todos os casos simulados, a taxa de variação do canal para essa velocidade é muito elevada, de forma que o algoritmo usado para rastrear o canal, isto é, o algoritmo LMS, não consegue acompanhar a evolução temporal dos coeficientes do canal. Assim, o estimador de canal não consegue estimar corretamente os parâmetros necessários e, conseqüentemente, o desempenho do receptor fica prejudicado.

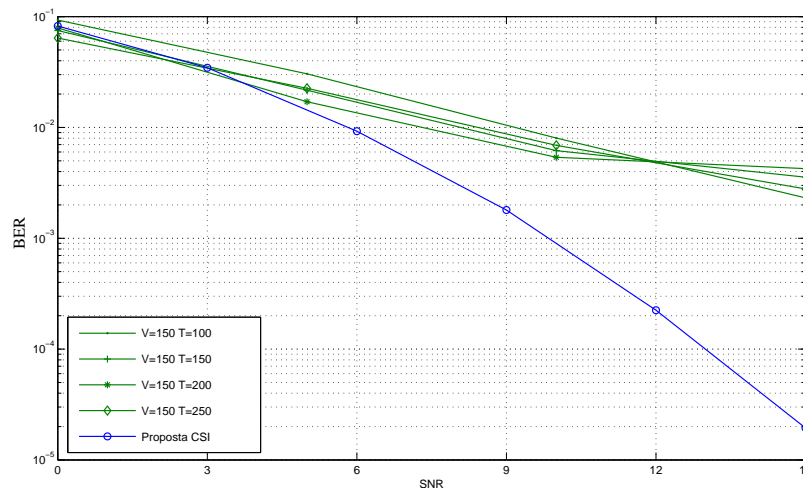


Figura 5.24 – Esquema proposto LMS com tamanho variável da sequência de treinamento e velocidade de deslocamento de 150 km/h.

5.3 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados alguns estimadores clássicos, dentre estes, os algoritmos estudados nesta dissertação. O LMS apresentou os melhores resultados, devido a sua capacidade de adaptação conforme o passo de adaptativo. Quando é avaliada a estimação, os dois estimadores considerados se comportam de uma forma semelhante, mantendo as curvas de probabilidade de erro similares. Para este caso o esquema proposto mostra-se eficiente e com desempenho superior aos esquemas comparados.

Quando avalia-se somente a correlação espacial sem Doppler, as diferenças em relação a cada esquema são melhores definidas. Todos os esquemas têm uma degradação do seu desempenho de erro para o estimador MMSE. A ideia desta dissertação é fazer uma análise da estimação e não fazer desenvolvimento deste estimador, então, este é demonstrado para fins de comparação. Para o estimador LMS, o efeito da correlação para valores baixos (até 0.2) se

mostrou robusta para todos os esquemas, perdendo em torno de 1 dB para cada esquema para BER de 10^{-3} . Para valores maiores de correlação (até 0.5) a perda de desempenho fica em torno de 1 a 1.5 dB. Até estes graus de correlação o esquema proposto tem desempenho superior aos outros esquemas, tornando-se uma opção para dispositivos correlacionados espacialmente.

Uma análise levando em consideração canais correlacionados e com deslocamento fixo de 100 Km/h foi realizada para o receptor com o estimador LMS. Nestas análises, as simulações mostraram que o esquema proposto tem perda de desempenho maior que os esquemas similares.

O esquema proposto é analisado em termos do número de símbolos de treinamento. Seu desempenho é variante conforme o deslocamento Doppler e o número de símbolos de treinamento aumenta. Para velocidade baixas (até 50 km/h), o esquema tem resultados similares acima de 100 símbolos de treinamento, assim acima deste número de treinamento a eficiência do esquema proposto não aumenta significativamente. Para velocidade de deslocamento de 100 km/h tem-se resultados com perda de diversidade consideráveis até 200 símbolos de treinamento, com 250 símbolos de treinamento o esquema tem pouca perda até a BER de $10^{-2.7}$. Para velocidades acima de 100 km/h, o estimador não consegue seguir o canal e assim o desempenho resulta em uma perda considerável na diversidade.

6 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Nesta dissertação, propôs-se um sistema de comunicação sem fio MIMO para quatro antenas transmissoras e taxa de transmissão unitária. O trabalho foi dividido em duas partes. A primeira parte trata da proposta do novo esquema MIMO assistido por canal de realimentação seguida de uma análise de desempenho obtido pelo esquema proposto. A proposta foi analisada de forma mais detalhada para os casos MISO e MIMO com duas antenas receptoras, sendo estendida posteriormente para um caso geral. Mostrou-se também que com apenas três bits de quantização na realimentação a proposta alcança máxima diversidade. Ainda considerando os bits de realimentação, foi possível verificar o seu desempenho para 4 bits e também para infinitos bits. O esquema proposto foi simulado com constelações QPSK e QAM, mostrando-se aplicável em constelações reais e complexas. Comparado aos esquemas similares, mesmo número de antenas e mesma taxa de transmissão, constatou-se que o esquema proposto apresenta melhor desempenho. Desta forma, para sistemas que utilizam de canal de realimentação, esta é considerada uma excelente alternativa.

Na segunda parte deste trabalho, foram analisadas: a robustez da proposta, a robustez dos esquemas similares em ambientes com e sem variação temporal e com correlação espacial. Para isso considerou-se que os receptores utilizavam os valores de canais estimados para decodificar os sinais. Os esquemas foram analisados através dos estimadores MMSE e LMS. Quando é considerada unicamente a estimação em canais estáticos, a perda de eficiência dos esquemas é similar, tornando a proposta atrativa. Quando se considera a presença de mobilidade, velocidade de deslocamento igual a 100 Km/h, o esquema proposto perde diversidade e eficiência. Quando a correlação espacial está sendo avaliada, o esquema tem uma grande perda de eficiência com o estimador MMSE, já para o estimador LMS ainda se tem uma degradação no desempenho, porém numa menor proporção quando comparado aos outros esquemas analisados. Quando é considerada a existência de correlação espacial entre as antenas transmissoras, o esquema proposta apresenta melhor desempenho em comparação a outros bons esquemas.

Foram avaliados todos os esquemas com correlação e velocidade de deslocamento de 100 Km/h. Neste ambiente o esquema mostra um desempenho inferior, assim, a utilização de um estimador que tivesse a capacidade de seguir o canal e fosse mais robusto à correlação tornaria a proposta interessante para este cenário.

Uma análise de perda de eficiência do esquema proposto com variação do número de

símbolos de treinamento foi avaliada para diferentes velocidades de deslocamento. Conforme as análises descritas no capítulo 5, foi possível verificar que o esquema proposto necessita de um algoritmo de estimação mais robusto para altos níveis de correlação espacial e variação temporal.

Um estudo interessante para o esquema proposto seria utilizar uma nova abordagem para sistemas MIMO, supondo a aplicação do método tensorial. Para agregar ainda mais valor a esta proposta seria interessante avaliar o desempenho do esquema proposta utilizando-se outros estimadores de canal. Uma possibilidade de melhorar o desempenho do estimador LMS seria considerar o passo variável para cada instante no algoritmo LMS, assim o erro de estimação seria menor e o deslocamento Doppler teria seu efeito suavizado. Observou-se que o algoritmo LMS não consegue acompanhar a evolução temporal dos coeficientes do canal. Assim, o estimador de canal não estima corretamente os parâmetros necessários e, conseqüentemente, o desempenho do receptor fica prejudicado. Para contornar esse problema, poderíamos tentar usar outros algoritmos de estimação, como o RLS, por exemplo. Outra possibilidade seria o uso do estimador baseado em filtro de Kalman, o qual é bem adaptado para canais com variação temporal.

REFERÊNCIAS

- 3GPP. *Padrão LTE*. 2013. Disponível em: <<http://www.3gpp.org/Future-Radio-in-3GPP-300-attend>>.
- AKHTAR, J.; GESBERT, D. Extending orthogonal block codes with partial feedback. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, v. 3, n. 6, p. 1959–1962, November 2004.
- AL-DHAHIR, N. et al. Space-time processing for broadband wireless access. **IEEE Communications Magazine**, v. 40, n. 9, p. 136–142, September 2002.
- ALAMOUTI, S. M. A simple transmit diversity technique for wireless communications. **IEEE J. Select. Areas Commun**, v. 16, p. 1451–1458, October 1998.
- BADDOUR, K. E.; BEAULIEU, N. C. Autoregressive Modeling for Fading Channel Simulation. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, p. 1650–1662, July 2005.
- BARAN, I. R. Explorando a coerência temporal e a comunicação oportunística em sistemas de comunicação móvel multiusuário. **Dissertação de Mestrado**, Universidade Federal de Santa Catarina 2006.
- BIGUESH, M.; GERSHMAN, A. B. Training Bases MIMO Channel Estimation: A Study of Estimator Tradeoffs and Optimal Training Signals. **IEEE Trans. Signal Process**, p. 884–893, March 2006.
- BÖLCSKEI, H. et al. **Space-Time Wireless Systems From Array Processing to MIMO Communications**. [S.l.]: Cambridge University Press, 2006.
- CAIRE, G.; TARICCO, G.; BIGLIERI, E. Optimum power control over fading channels. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 45, n. 5, p. 31468–1489, July 1998.
- CHEN, Z.; YUAN, J.; VUCETIC, B. Analysis of transmit antenna selection/maximal-ratio combining in Rayleigh fading channels. **IEEE Trans. Vehic. Technology**, v. 54, n. 4, p. 1312–1321, July 2005.
- CHOI, I. et al. Alamouti-codes based four-antenna transmission schemes with phase feedback. **IEEE Communications Letters**, v. 13, n. 10, p. 749–751, October 2009.
- DARYASAFAR, N.; LASHKARI, A.; EHYAEE, B. Channel estimation in mimo-ofdm systems based on comparative methods by lms algorithm. **IEEE Trans.on Wir. Com.**, 2012.
- ELTAYEB, N. M.; LAMBOTHARAN, S.; CHAMBERS, J. A. A phase feedback based extended space-time block code for enhancement of diversity. **Proc. IEEE VTC'07**, p. 2296–2299, April 2007.
- FILHO, A. M. A. **Algoritmo LMS de Passo Variável na Identificação de Canais WSS-US**. Tese (Doutorado) — IME, 2005.
- GORE, D.; PAULRAJ, A. Space-time block coding with optimal antenna selection. In: **Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)**. Salt Lake City, UT: [s.n.], 2001. p. 2441–2444.
- HAYKIN, S. **Adaptive Filter Theory**. [S.l.: s.n.], 1996.

- HAYKIN, S.; MOHER, M. **Modern Wireless Communications**. New Jersey: Prentice Hall, 2005.
- HOCHWALD, B. M.; BRINK, S. ten. Achieving Near-Capacity on a Multiple-Antenna Channel. **IEEE Trans. Commun.**, p. 389–399, March 2003.
- HSU, H. P. **Theory and Problems of Probability, Random Variables, and Random Processes**. [S.l.]: McGraw-Hill, 1997.
- JAFARKHANI, H. A quasi-orthogonal space-time block code. **IEEE Trans. on Commun.**, v. 49, n. 1, p. 1–4, Jan. 2001.
- JERUCHIM, M. C.; BALABAN, P.; SHANMUGAN, K. S. **Simulation of Communication Systems**. [S.l.]: Kluwer Academic Plenum Publishers, 2000.
- KAY, S. M. **Fundamentals Signal Processing-Estimation Theory**. [S.l.]: Prentice Hall PTR, 1993.
- KIM, J.-K.; LEE, H.; LEE, I. A new hybrid space-time block codes and spatial multiplexing scheme with precoding. **Proc. ICC**, p. 5276–5281, June 2007.
- KOTECHA, J. H.; SAYEED, A. M. Transmit signal design for optimal estimation of correlated mimo channels. **IEEE Transactions on Signal Processing**, p. 546–557, Fev 2004.
- LARSSON, E. G.; STOICA, P. **Space-Time Block Coding for Wireless Communications**. Cambridge: Cambridge University Press, 2003.
- LO, T. K. Y. Maximum ratio transmission. **IEEE Trans. Commun.**, v. 47, n. 10, p. 1458–1461, October 1999.
- LOIOLA, M. **Técnicas Autodidatas e Soluções de Baixa Complexidade para Equalização e Estimação Turbo**. Dissertação (Mestrado) — Unicamp, 2005.
- LOVE, D. J.; JR., R. W. H. Grassmannian beamforming for multiple-input multiple-output wireless systems. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 49, n. 10, p. 2735–2747, October 2003.
- MACHADO, R.; SANTOS, R. dos; UCHÔA-FILHO, B. F. Sobre os códigos grupo-coerentes. In: **Proc. XXII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBRT'05)**. Campinas, Brasil: [s.n.], 2005.
- MACHADO, R.; UCHÔA-FILHO, B. F. Space-time block coding with hybrid transmit antenna/code selection. In: **Proc. IEEE Int. Conf. on Commun. (ICC)**. Paris, France: [s.n.], 2004. p. 819–822.
- MUKKAVILLI, K. K. et al. On beamforming with finite rate feedback in multiple-antenna systems. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 49, n. 10, p. 2562–2579, October 2003.
- MURTHY, C. R.; RAO, D. Quantization methods for equal gain transmission with finite rate feedback. **IEEE Trans. Signal Processing**, v. 55, n. 1, p. 233–245, January 2007.
- PROAKIS, J. G. **Digital Communications**. New York: McGraw-Hill, 1995.
- PROAKIS, J. G.; HAYKIN, S. **Sistemas de comunicação analógicos e digitais**. Porto Alegre: Bookman, 2004.

RANA, M. M.; KIM, J.; CHO, W. Lms based adaptive channel estimation for lte uplink. **Radioengineering**, 2010.

RAPPAPORT, T. S. **Wireless Communications – Principles and Practice**. NJ, USA: Prentice-Hall, 1996.

SHIN, D.; CHO, H.; YANG, K. General closed-form expressions for the SER and BER of decision-feedback detection with error propagation over MIMO fading channels. **IEEE Trans. Veh. Technol.**, p. 882–888, April 2012.

SIMON, M. K.; ALOUINI, M. S. **Digital Communications over Fading Channels**. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2000.

SKOGLUND, M.; JONGREN, G. On the capacity of multiple-antenna communication link with channel side information. **IEEE Journal Sel. Areas Commun.**, p. 395–405, April 2003.

TAROKH, V.; JAFARKHANI, H.; CALDERBANK, A. Space-time block codes from orthogonal designs. **IEEE Trans. Inform. Theory**, v. 45, n. 5, p. 1456–1467, July 1999.

TAROKH, V.; NAGUIB, N. S. A.; CALDERBANK, A. R. Combined Array Processing and Space-Time Coding. **IEEE Transactions on Information Theory**, p. 1121–1128, May 1999.

TAROKH, V.; SESHADRI, N.; CALDERBANK, A. R. Space-time codes for high data rate wireless communications: Performance criterion and code construction. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 44, p. 744–765, March 1998.

TSE, D.; VISWANATH, P. **Fundamentals of Wireless Communication**. [S.l.]: Cambridge University Press, 2004.

VUCETIC, B.; YUAN, J. **Space-Time Coding**. [S.l.]: John Wiley and Sons, 2003.

WEICHSELBERGER, W. et al. A stochastic mimo channel model with joint correlation of both link ends. In: **IEEE Transactions on Wireless Communication**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 90–100.

XIA, P.; GIANNAKIS, G. B. Design and analysis of transmit-beamforming based on limited-rate feedback. **IEEE Trans. Signal Process**, p. 1853–1863, July 2006.

ZHOU, S.; WANG, Z.; GIANNAKIS, G. B. Quantifying the Power Loss When Transmit Beamforming Relies on Finite-Rate Feedback. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, p. 1948–1957, July 2005.

ZHU, P. et al. An upper bound on the SER of transmit beamforming in correlated Rayleigh fading. **IEEE Trans. Commun.**, p. 457–462, Feb 2010.