



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE
TELEINFORMÁTICA
MESTRADO ACADÊMICO EM ENGENHARIA DE
TELEINFORMÁTICA**

DANIEL MATIAS SILVA DOS SANTOS

**SELEÇÃO DE SÍMBOLOS PILOTO EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO
SEM FIO**

FORTALEZA

2016

DANIEL MATIAS SILVA DOS SANTOS

SELEÇÃO DE SÍMBOLOS PILOTO EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO SEM FIO

Dissertação submetida à Coordenação do Curso de Pós-Graduação em Engenharia de Teleinformática, da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia de Teleinformática. Área de concentração: Sinais e Sistemas.

Orientador: Prof. Dr. Charles Casimiro Cavalcante

FORTALEZA

2016

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

S234s Santos, Daniel Matias Silva dos.
Seleção de símbolos piloto em sistemas de comunicação sem fio / Daniel Matias Silva dos Santos. – 2016.
66 f. : il. color.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Teleinformática, Fortaleza, 2016.
Orientação: Prof. Dr. Charles Casimiro Cavalcante.

1. Estimacão de canal. 2. Sistemas de múltiplas antenas. 3. Filtragem de Kalman. 4. Modelo Gauss-Markov. I. Título.

CDD 621.38

DANIEL MATIAS SILVA DOS SANTOS

SELEÇÃO DE SÍMBOLOS PILOTO EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO SEM FIO

Dissertação submetida à Coordenação do Curso de Pós-Graduação em Engenharia de Teleinformática, da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia de Teleinformática. Área de concentração: Sinais e Sistemas.

Aprovada em 19/07/2016.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Charles Casimiro Cavalcante (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Walter da Cruz Freitas Junior
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Renato da Rocha Lopes
Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP)

Dedico este trabalho à minha família, à minha
noiva Stéphanie Braga e ao meu Senhor Jesus
Cristo.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus por ter me dado condições físicas e mentais para realizar este trabalho.

À minha mãe, Maria José Rocha da Silva, pelo apoio nos momentos difíceis e ao meu pai, Antonio Matias dos Santos, pelo os seus bons conselhos e aos meus parentes por terem me dado motivação para estudar.

À minha noiva, Stéphanie Braga, pela paciência e pela compreensão que teve comigo durante o desenvolvimento dessa pesquisa e por me ajudar na sua conclusão.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Charles Casimiro, por ter me orientado durante esse curso de mestrado e ao seu aluno, Daniel Araújo, por ter me ajudado a desenvolver este trabalho.

Ao autor, Song Noh, pela ajuda técnica.

À CAPES pelo apoio financeiro.

Ao meu amigo, Matheus Freire e Silva do Nascimento, e aos demais amigos do curso de graduação e de pós-graduação pela ajuda prestada durante o desenvolvimento dessa pesquisa.

“Mas, buscai primeiro o reino de Deus, e a sua justiça, e todas estas coisas vos serão acrescentadas.” Mateus 6:33

RESUMO

Com o objetivo de se alcançar ganhos na capacidade de transmissão com menor probabilidade de erro para atender as atuais aplicações de comunicação móveis, o modo de tratamento dos dados é fundamental para a melhoria do desempenho do sistema. A fim de melhorar a qualidade de transmissão em sistemas de múltiplas antenas, este trabalho faz uso de técnicas de pré-processamento do sinal transmitido de forma a melhorar o desempenho do sistema, medido pela métrica da SNR (do inglês, *Signal to Noise Ratio*) sob um modelo de canal de arranjo de antenas transmissoras espaço-temporal, onde a dinâmica temporal do canal é modelada por um processo de Gauss-Markov e a correlação espacial por um modelo de Kronecker. Com base nas propriedades estatísticas do canal, faz-se sua estimação pelo algoritmo linear ótimo, também conhecido como filtro de Kalman, associado com os símbolos piloto transmitidos. A partir de várias sequências de símbolos pilotos definidas em um conjunto de palavras códigos, esta dissertação propõe um algoritmo capaz de selecionar as melhores sequências de símbolos pilotos que maximizam a SNR recebida. Nas simulações computacionais, são analisados o desempenho do método proposto de seleção de símbolos piloto e, como um referencial de comparação, o desempenho do método padrão de símbolos piloto escolhidos de maneira aleatória. Os resultados numéricos mostram que o método proposto tem desempenho de SNR recebida melhor do que o método de seleção aleatória.

Palavras-chaves: Estimação de canal, Sistemas de múltiplas antenas, Filtragem de Kalman, Modelo Gauss-Markov.

ABSTRACT

In order to achieve gains on the transmission capacity with lower error probability so the current requirements of mobile communication applications can be met, the way of how data is processed is crucial to improve system performance. In order to improve the quality of the transmission in multi-antenna systems, this work uses techniques of preprocessing of the transmitted signal to improve the system performance measured by the SNR (Signal to Noise Ratio) under a space-time transmit antenna array channel model, where the temporal dynamics of the channel is modeled by a Gauss-Markov process and the spatial correlation by a Kronecker model. Based on the statistical properties of the channel, we use the optimal linear algorithm, also known as a Kalman filter, associated with the transmitted pilot symbols for its estimation. From several sequences of defined pilot symbols, this work proposes an algorithm capable of selecting the best sequences of pilot symbols that maximize the received SNR. In the numerical simulations, we analyze the performance of the proposed method for pilot symbols selection and, as benchmark, the performance of the method of random pilot symbols selection. The results show the proposed method outperforms the random selection one.

Keywords: Channel Estimation, Multiple Antenna System, Kalman Filtering, Gauss-Markov Model.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Taxa atingida em relação ao número de antenas.	18
Figura 2 – Uma taxonomia de MIMO e pesquisa de processamento espaço-temporal. As ramificações em destaque (1) e (2) são a área de interesse desta dissertação.	20
Figura 3 – Desvanecimento em larga escala e em pequena escala.	21
Figura 4 – Tipo de desvanecimento experimentado por um sinal.	25
Figura 5 – Modelo de sistema MIMO.	26
Figura 6 – Modelo de processo Markov de primeira ordem.	30
Figura 7 – Tipos de estrutura de alocação de pilotos.	32
Figura 8 – Estrutura do bloco.	33
Figura 9 – Uma estrutura básica de transceptor baseada em pilotos.	34
Figura 10 – Modelo de um sistema dinâmico linear.	36
Figura 11 – Estrutura do filtro de Kalman.	39
Figura 12 – Arranjo de antenas múltiplos feixes comutados.	41
Figura 13 – Arranjo de antenas adaptativas.	41
Figura 14 – Modelo básico de uma arranjo de antenas adaptativas.	43
Figura 15 – Técnica de formatação de feixe.	44
Figura 16 – Esquemas de formatação de feixes.	45
Figura 17 – Sistema MISO com formatação de feixe.	46
Figura 18 – Diagrama de blocos do algoritmo proposto.	49
Figura 19 – Comparativo entre o método de seleção proposto e o método de seleção aleatório com $T_p = 3$ para $N_t = 10$ e $N_r = 1$	52
Figura 20 – Comparativo entre o método de seleção proposto e o método de seleção aleatório com $T_p = 5$ para $N_t = 10$ e $N_r = 1$	53
Figura 21 – Comparativo entre o método de seleção proposto e o método de seleção aleatório com $T_p = 3$ para $N_t = 20$ e $N_r = 1$	54
Figura 22 – Comparativo entre o método de seleção proposto e o método de seleção aleatório com $T_p = 5$ para $N_t = 20$ e $N_r = 1$	55
Figura 23 – Comparativo de SER entre o método de seleção proposto e o método de seleção aleatório para $N_t = 10$ e $N_r = 1$	58
Figura 24 – Comparativo de SER entre o método de seleção proposto e o método de seleção aleatório para $N_t = 20$ e $N_r = 1$	59
Figura 25 – Comparativo entre o método de seleção proposto e o método de seleção aleatório com $v = 10\text{km/h}$ para $N_t = 20$ e $N_r = 1$	60
Figura 26 – Comparativo de SER entre o método de seleção proposto e o método de seleção aleatório com $v = 10\text{km/h}$ para $N_t = 20$ e $N_r = 1$	61

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AR	Auto-Regressivo
ARMA	<i>Autoregressive-Moving Average</i>
CSI	<i>Channel State Information</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
EGC	<i>Equal Gain Combining</i>
ISI	<i>InterSymbol Interference</i>
LOS	<i>Line of Sight</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
MA	<i>Moving Average</i>
MIMO	<i>Multiple-Input Multiple-Output</i>
MISO	<i>Multiple-Input Single-Output</i>
MMSE	<i>Minimum Mean Squared Error</i>
MRC	<i>Maximal Ration Combining</i>
MSE	<i>Mean Square Error</i>
NMSE	<i>Normalized Mean Square Error</i>
SC	<i>Selection Combining</i>
SER	<i>Symbol Error Rate</i>
SISO	<i>Single Input, Single Output</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
Wi-Fi	<i>Wireless Fidelity</i>
WiMax	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

a	Escalar a
$ a $	Valor absoluto de a
\mathbf{a}	Vetor \mathbf{a}
\mathbf{A}	Matriz \mathbf{A}
\mathbf{I}_N	Matriz identidade de ordem N
$\mathbb{E}\{\cdot\}$	Esperança estatística
$\det(\cdot)$	Determinante de uma matriz
$\log(x)$	Logaritmo de x
$(\cdot)^H$	Conjugado transposto de uma matriz
c	Constante da velocidade da luz
$(\cdot)^*$	Complexo conjugado
\otimes	Produto de Kronecker
$(\cdot)^T$	Transposto de uma matriz
$\text{vec}(\mathbf{A})^*$	Vetor coluna obtido pelo empilhamento dos elementos da matriz \mathbf{A}
$\mathbf{A}^{1/2}$	Raiz quadrada da matriz \mathbf{A}
\mathbf{A}^{-1}	Inversa da matriz \mathbf{A}
$\text{AR}(p)$	Modelo auto-regressivo de ordem p
α	coeficiente de desvanecimento temporal
$\mathcal{J}_0(\cdot)$	Função de Bessel do primeiro tipo e ordem zero
γ	SNR dos símbolos de dados
γ_p	SNR dos símbolos pilotos
$\ \mathbf{a}\ $	Norma Euclidiana de um vetor

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	Motivação	15
1.2	Objetivos gerais e específicos	15
1.3	Produção científica	16
1.4	Organização da dissertação	16
2	SISTEMA DE COMUNICAÇÃO MIMO: MODELAGEM E ESTIMAÇÃO DO CANAL	17
2.1	Introdução	17
2.2	Modelo do canal	21
2.2.1	<i>Correlação espacial do canal</i>	27
2.2.2	<i>Variação temporal do canal</i>	28
2.3	Estimação de canal	31
2.3.1	<i>Estrutura de alocação dos símbolos pilotos</i>	32
2.3.2	<i>Estrutura do transceptor baseado em símbolos pilotos</i>	33
2.3.3	<i>Algoritmo de adaptação</i>	35
2.4	Resumo do capítulo	39
3	NOVO MÉTODO DE SELEÇÃO DE TONS PILOTO PARA MAXIMIZAÇÃO DA SNR	40
3.1	Introdução	40
3.1.1	<i>Arranjo de antenas de múltiplos feixes comutados</i>	40
3.1.2	<i>Arranjo de antenas adaptativas</i>	40
3.2	Sistema adaptativo	42
3.3	Técnica de formatação de feixes	44
3.4	Formatação de feixes na transmissão	45
3.5	Algoritmo proposto	47
3.6	Resumo do capítulo	49
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	51
4.1	Introdução	51
4.2	Cenário 1: Sistema MISO 10×1 para $T_p = 3$	52
4.3	Cenário 1: Sistema MISO 10×1 para $T_p = 5$	53
4.4	Cenário 2: Sistema MISO 20×1 para $T_p = 3$	54
4.5	Cenário 2: Sistema MISO 20×1 para $T_p = 5$	55
4.6	Análise e discussão dos resultados	56
4.7	Análise das taxas de erro de símbolo	57
4.7.1	<i>Taxas de erro de símbolo no cenário 1: Sistema MISO 10×1</i>	58
4.7.2	<i>Taxas de erro de símbolo no cenário 2: Sistema MISO 20×1</i>	59

4.8	Sistema MISO 20×1 para velocidade móvel de 10km/h	60
4.9	Resumo do capítulo	62
5	CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS	63
	Referências	64

1 INTRODUÇÃO

O crescimento de aplicações de sistemas de comunicação sem fio é um fato perceptível ao longo da última década. Uma dessas aplicações que tem experimentado uma evolução significativa são os sistemas celulares que, juntamente com a proliferação dos dispositivos móveis inteligentes, tal como os *smartphones*, tem se tornado cada vez mais presente na nossa vida cotidiana. Além dos sistemas celulares, outros sistemas de comunicação sem fio têm sido uma ferramenta importante em vários segmentos de negócio, tal como redes de sensores sem fio para agricultura (SILVA, 2009) e telemedicina (WEN, 2008). Conseqüentemente, os serviços oferecidos pelos atuais sistemas de comunicação sem fio passaram a exigir mais qualidade de transmissão.

Altas taxas de transmissão e a detecção dos sinais transmitidos com menor probabilidade de erro são requisitos fundamentais em um sistema de comunicação sem fio. Dependendo da aplicação, erros na detecção dos sinais transmitidos podem acarretar sérios prejuízos financeiros. No caso de um sistema sem fio que exige comunicação em tempo real, os prejuízos vão além de financeiros podendo até mesmo causar perdas de vidas humanas. Mas graças aos avanços nas pesquisas de processamento de sinais e ao emprego de múltiplas antenas nos sistemas de comunicação sem fio, tem sido possível atender as demandas dos modernos sistemas de transmissão digital (AKYILDIZ *et al.*, 2010) (BÖLCSKEI, 2006) (WINTERS *et al.*, 1994) (YARALI *et al.*, 2008).

No entanto, o desvanecimento e outras características inerentes a um enlace de comunicação sem fio são fatores que ainda podem comprometer a qualidade de recepção dos dados transmitidos. Por conta disso, esses sistemas precisam conhecer as informações de estado do canal com precisão para obter a informação transmitida adequadamente. Para tal finalidade, foram desenvolvidas e estão sendo aprimoradas técnicas de estimação de canal para os sistemas sem fio (BIGUESH; GERSHMAN, 2006) (SHIN *et al.*, 2007) (JIN *et al.*, 2012). Como nos sistemas de comunicação móvel há a mobilidade entre o receptor móvel e uma estação base transmissora, a técnica de estimação de canal necessita utilizar um algoritmo adaptativo, capaz de ajustar o sistema de acordo como o movimento do receptor móvel. Ainda assim, estimar o canal levando em conta a sua variação não é uma tarefa fácil e pode inserir erros de estimação, de forma que os algoritmos adaptativos mais popularmente conhecidos se esforçam para minimizar o erro de estimação quadrático (DINIZ, 2013) (HAYKIN, 2002) (KAILATH *et al.*, 2000) (LIBERTI; RAPPAPORT, 1999).

Outra estratégia utilizada para melhorar o desempenho do sistema de comunicação móvel é a técnica de pré-processamento dos sinais transmitidos (BÖLCSKEI, 2006) (BROWN *et al.*, 2012). O emprego dessa técnica nos sistemas de comunicação permite maximizar a relação sinal-ruído (SNR, do inglês *Signal to Noise Ratio*) recebida da transmissão

de dados. Nesta perspectiva, esta dissertação aborda uma técnica de pré-processamento dos sinais transmitidos em um sistema de comunicação móvel de múltiplas antenas, a qual permite a maximização da SNR recebida. Apesar dos trabalhos (NOH *et al.*, 2014) (SO *et al.*, 2015) apresentarem um projeto de símbolos pilotos para a melhoria de desempenho de um sistema de comunicação móvel com larga escala de arranjo de antenas transmissoras, o método proposto neste trabalho logra simplicidade de implementação.

1.1 Motivação

O desenvolvimento de técnicas de processamento de sinais integrado com a tecnologia de múltiplas antenas permite aos sistemas de comunicação móveis prestar serviços com grande confiabilidade e altas taxas de transmissão. Baseado nos trabalhos de (NOH *et al.*, 2014) e (SO *et al.*, 2015), esta dissertação considera um modelo de canal espaço-temporal para o sistema de comunicação de múltiplas antenas, no qual a dinâmica temporal do canal é modelada por um processo de Gauss-Markov e a correlação espacial por um modelo de Kronecker. Para o problema de estimação do canal considerado, a técnica de estimação utilizada realiza as estimativas do canal por meio do algoritmo de Kalman associado com os símbolos pilotos transmitidos. Diferentemente dos trabalhos anteriores, esta dissertação propõe uma técnica de seleção de pilotos para estimação de canal de arranjos de antenas transmissoras de maneira a resultar em ótima formatação de feixes para maximização da SNR recebida.

1.2 Objetivos gerais e específicos

O objetivo geral deste trabalho é desenvolver um método que seleciona, a partir de um conjunto definido de sequências de símbolos pilotos, as melhores sequências que maximizam a SNR recebida.

Já os objetivos específicos são divididos em quatro:

- Modelar a natureza dinâmica do canal de desvanecimento plano com correlação espacial entre as antenas de transmissão e/ou recepção por meio de um processo estocástico auto-regressivo.
- Obter as estimativas do canal por meio da técnica de estimação assistida, fazendo uso do algoritmo de Kalman.
- Desenvolver um algoritmo que busca as sequências de símbolos pilotos que geram as melhores SNR recebidas.
- Comparar, através de simulações computacionais, o desempenho do método de seleção de símbolos pilotos proposto com o desempenho do método de seleção de símbolos pilotos aleatório.

1.3 Produção científica

Durante a pesquisa e o desenvolvimento desta dissertação, foi aceito o seguinte artigo:

- **Santos, D. M. S. dos;** Araújo, D. C; Cavalcante, C. C. “Seleção de Pilotos em Sistemas de Múltiplas Antenas para Maximização da SNR Recebida”, Em: *SBrT - Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Santarém/PA-Brasil, 2016.

1.4 Organização da dissertação

O restante deste documento está organizado da seguinte maneira:

- **Capítulo 2** - Neste capítulo, apresentam-se as vantagens da tecnologia de múltiplas antenas e os tipos de desvanecimentos de canal. São apresentadas também a modelagem dinâmica e a modelagem de correlação espacial do canal. Por fim, são apresentados a estrutura de alocação dos pilotos no bloco transmitido e o algoritmo adaptativo que faz a estimação do canal.
- **Capítulo 3** - Abordaremos os conceitos fundamentais de um sistema adaptativo. Logo após, serão apresentados os princípios de formatação de feixes na transmissão e o algoritmo que propõe uma técnica de seleção dos símbolos pilotos para maximização da SNR.
- **Capítulo 4** - São apresentados e discutidos os resultados das simulações computacionais, com o objetivo de provar a eficácia da técnica de seleção proposta neste trabalho.
- **Capítulo 5** - são apresentadas as conclusões dos estudos realizados e dos resultados analisados nesta dissertação.

2 SISTEMA DE COMUNICAÇÃO MIMO: MODELAGEM E ESTIMAÇÃO DO CANAL

2.1 Introdução

A busca em atender aplicações que exigem maiores taxas de transmissão tem impulsionado a evolução dos sistemas de comunicações móveis. Essa busca tem trazido mudanças significativas na maneira como os dados são processados, buscando atingir o objetivo de alcançar um maior ganho de capacidade de transmissão com menor probabilidade de erro. Uma dessas técnicas emergentes em sistemas de comunicações móveis, que tem oferecido esses benefícios, é o uso de múltiplas antenas no enlace de comunicação (ANDERSEN, 2000) (MARZETTA; HOCHWALD, 1999). Esse tipo de tecnologia faz uso de múltiplas antenas nas extremidades de transmissão e de recepção e é conhecido como sistemas de comunicação sem fio MIMO (do inglês *Multiple-Input Multiple-Output*).

O uso de múltiplas antenas visando a diversidade espacial melhora a confiabilidade dos sistemas sem fio (BIGLIERI *et al.*, 2007) (BÖLCSKEI, 2006) (HAYKIN; MOHER, 2009). A ideia básica da diversidade espacial é que o sinal recebido por meio do canal MIMO não irá sofrer o mesmo nível de distorção quando transmitido em um sistema de comunicação sem fio convencional SISO (do inglês *Single Input, Single Output*) por conta do uso de múltiplos enlaces de comunicação, idealmente independentes. Devido ao efeito de multipercurso característico das comunicações sem fio, o nível do sinal sofre flutuações que podem comprometer severamente a qualidade e a confiabilidade das comunicações sem fio. Esse fenômeno de multipercurso pode causar erros na detecção do sinal, impossibilitando de recuperar corretamente a mensagem transmitida. Na próxima seção é descrito com mais detalhe o desvanecimento das comunicações sem fio causado pelo fenômeno de multipercurso.

O ganho da diversidade espacial oferecido pela tecnologia MIMO permite reduzir o efeito do desvanecimento, fornecendo um sistema mais confiável para a transmissão de dados. Esse ganho é realizado provendo um sinal no receptor com múltiplas cópias no espaço, frequência ou tempo do sinal transmitido (BIGLIERI *et al.*, 2007). Uma vez que várias réplicas do sinal são recebidas através de trajetos possivelmente diferentes e independentes, a probabilidade de pelo menos uma cópia do sinal não ser afetado por profundo desvanecimento aumenta. A diversidade espacial pode ser realizada tanto na transmissão quanto na recepção. O ganho de diversidade na recepção pode ser obtido através de técnicas de combinação de seleção (SC, do inglês *Selection Combining*), combinação de razão máxima (MRC, do inglês *Maximal Ration Combining*), combinação de ganho igual (EGC, do inglês *Equal Gain Combining*) dentre outras (HAYKIN; MOHER, 2009). Para o caso de diversidade no transmissor, há duas possibilidades. A primeira é quando o canal de

comunicação não é conhecido pelas múltiplas antenas transmissoras, o ganho de diversidade espacial na transmissão pode ser obtido por meio de códigos espaço-temporal. A segunda é quando o canal de comunicação é conhecido pelas múltiplas antenas transmissoras, o ganho de diversidade pode ser obtido através da técnica de formatação de feixes (do inglês, *beamforming*) (BÖLCSKEI, 2006).

Uma outra característica importante que tem motivado o interesse de se implementar o sistema MIMO é a sua capacidade de oferecer altas taxas de transmissão, utilizando os mesmos recursos disponíveis, por exemplo banda de frequência e potência de transmissão, para o sistema convencional SISO (BIGLIERI *et al.*, 2007). A figura 1 mostra o ganho de desempenho esperado pelo uso da tecnologia MIMO. Neste exemplo a resposta do canal é considerada livre de interferência inter simbólica (ISI, do inglês *InterSymbol Interference*) em um sistema MIMO para N antenas receptoras e N antenas transmissoras, e a taxa alcançada pelo sistema é dada pela seguinte expressão (BÖLCSKEI, 2006) (BROWN *et al.*, 2012):

$$C = \mathbb{E} \left\{ \log_2 \det \left[\mathbf{I}_N + \frac{\rho}{N} \mathbf{Q} \mathbf{Q}^H \right] \right\}, \quad (2.1)$$

em que ρ denota a relação sinal-ruído (SNR), \mathbf{I}_N representa a matriz identidade e \mathbf{Q} representa a matriz de canal MIMO.

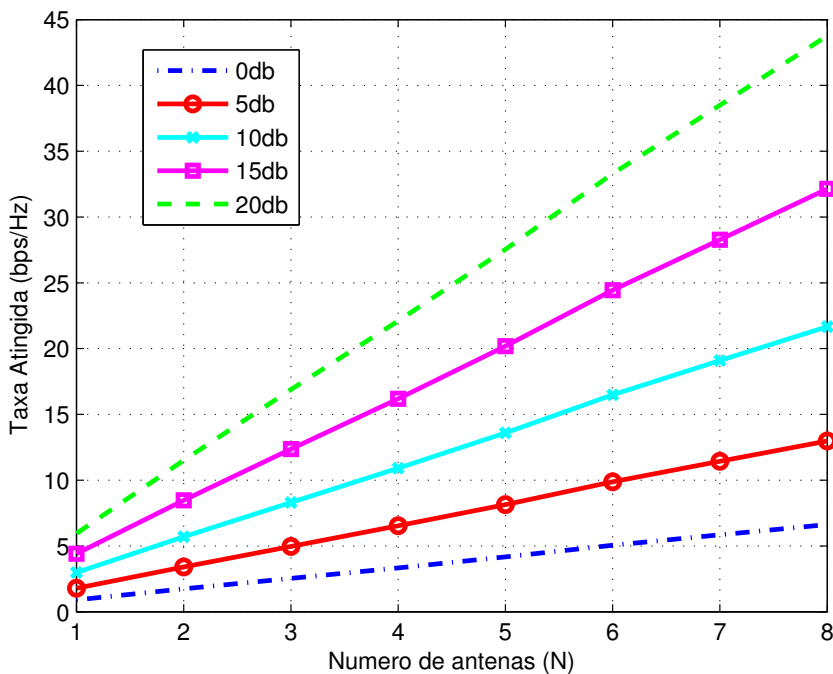


Figura 1 – Taxa atingida em relação ao número de antenas.

Para uma SNR de 15 decibéis (dB), um sistema convencional SISO, isto é $N = 1$, atinge uma taxa de aproximadamente 5 bps/Hz, enquanto para esse mesmo valor a tecnologia MIMO ($N = 5$) atinge uma taxa de aproximadamente 20 bps/Hz. Percebe-se

que a taxa de transmissão aumenta linearmente com o número de antenas. Isto é possível devido ao efeito da multiplexação espacial, onde os múltiplos fluxos de dados independentes são transmitidos simultaneamente dentro da mesma largura de banda de operação sobre o canal MIMO e recuperados no receptor, se um apropriado processamento de sinal for empregado (BÖLCSKEI, 2006). Esta recuperação dos diversos fluxos de dados é possível pois, num ambiente com forte espalhamento, os sinais transmitidos chegam em cada uma das antenas receptoras praticamente descorrelacionados. Assim, cada fluxo de dados experimenta pelo menos a mesma qualidade de canal que seria experimentado por um sistema SISO, proporcionando o aumento da taxa de transmissão por um fator multiplicativo igual ao número de fluxos.

A integração da tecnologia MIMO em diversos sistemas de transmissão digital, tais como WiMax (do inglês *Worldwide Interoperability for Microwave Access*) (YARALI *et al.*, 2008) e LTE-Advanced (do inglês *Long Term Evolution*) (AKYILDIZ *et al.*, 2010), tem melhorado o desempenho dos sistemas de comunicação móvel nos seguintes aspectos (BÖLCSKEI, 2006):

- aumento na qualidade de serviço (taxa de dados, taxa de erro, latência);
- aumento na área de cobertura;
- aumento da eficiência espectral (bits/s/Hz/célula).

No entanto, o desvanecimento e outras características de canal são fatores que limitam o sistema MIMO de alcançar altas capacidade e confiabilidade de transmissão de dados. Por conta disso, muitas pesquisas vêm sendo desenvolvidas na área de processamento espaço-temporal, que abrange todos os aspectos de processamento de sinais utilizando múltiplas antenas com o intuito de aperfeiçoar os sistemas de comunicações MIMO (BÖLCSKEI, 2006). Os estudos feitos nessa área resultaram em várias linhas de pesquisas. Por exemplo em (BÖLCSKEI, 2006) é proposto uma possível taxonomia que se divide em estudo da teoria da informação, estudo dos algoritmos e estudo de sistemas e implementação. A figura 2 mostra separadamente essas três áreas de estudo e suas ramificações.

A área de estudo da teoria da informação busca estabelecer os limites da capacidade de canal MIMO. Essa busca tem favorecido modelar o canal MIMO com base em modelos estatísticos mais refinados e aplicar as técnicas de códigos espaço-temporais que exploram os efeitos do ganho de multiplexação e do ganho de diversidade. Já a área de estudo de sistemas e implementações investiga o impacto do emprego da tecnologia MIMO no desempenho da rede sem fio. Por fim, a área de estudo de algoritmos visa projetar esquemas de transmissão que se aproximam dos limites de capacidade estabelecidos pela teoria da informação, de acordo com os recursos de transmissão disponíveis e das restrições relacionadas à implementação sistêmica.

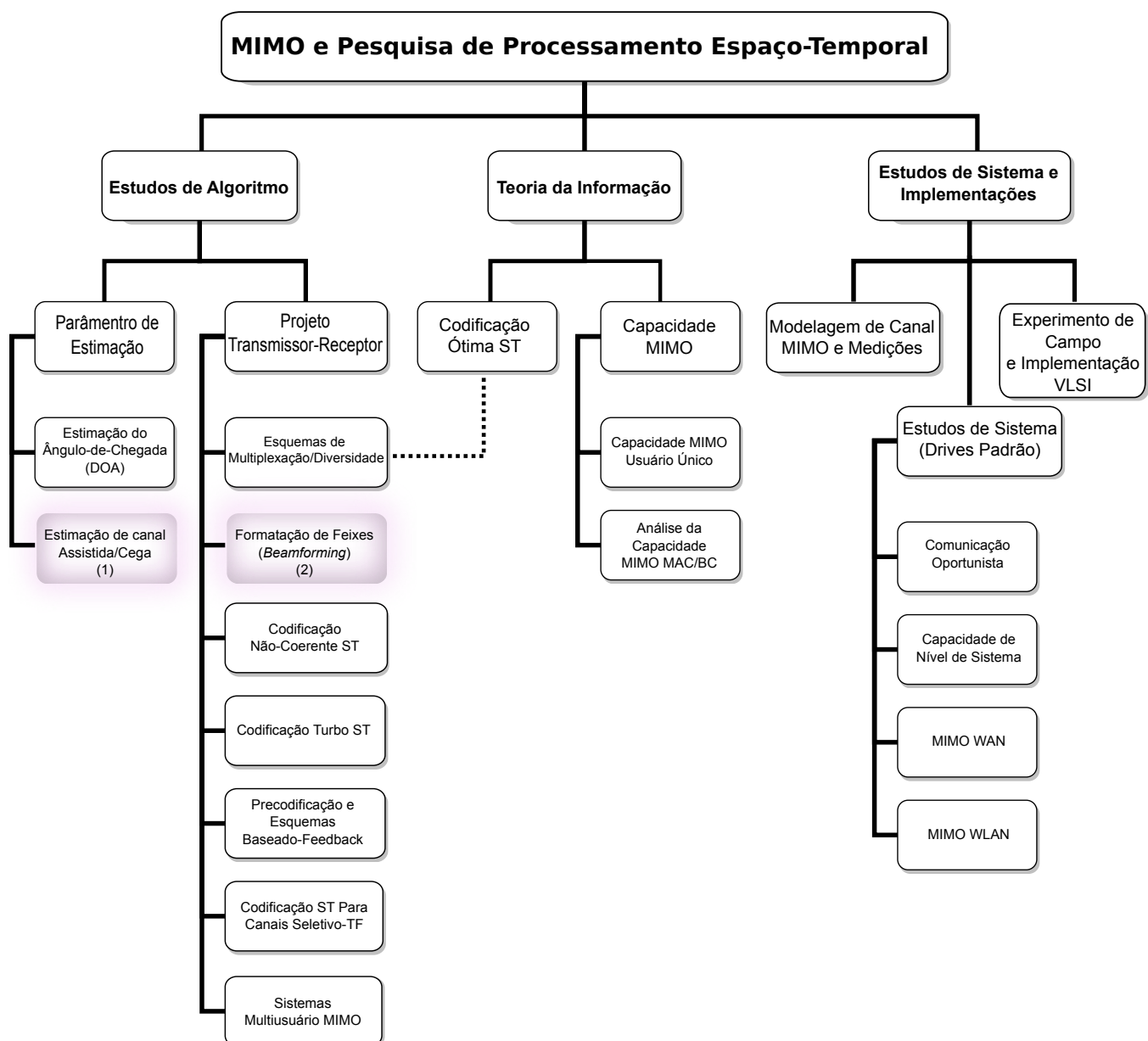


Figura 2 – Uma taxonomia de MIMO e pesquisa de processamento espaço-temporal. As ramificações em destaque (1) e (2) são a área de interesse desta dissertação.

Os esforços em conjunto do estudo dessas áreas têm resultado no surgimento de novas áreas e nas evoluções da tecnologia MIMO. Dentre todas estas evoluções, tem-se o uso em larga escala de antenas nas extremidades de transmissão e recepção, conhecida como MIMO Massivo (do inglês *Massive MIMO*) (MARZETTA, 2015). A tecnologia MIMO Massivo tem sido objeto de estudo desses últimos anos, devida a sua capacidade de oferecer maiores taxas de transmissão do que o sistema MIMO convencional.

No sentido de desenvolver esquemas de transmissão adequados para a rede sem fio, garantindo a confiabilidade dos dados, faz-se necessário adquirir as informações de estado do canal (CSI, do inglês *Channel State Information*) com precisão. Logo, a área de interesse deste trabalho são as duas ramificações destacadas na área de estudo de

algoritmos na figura 2: a primeira tem como objetivo desenvolver métodos de estimação de canal e a segunda de desenvolver técnicas para melhorar a qualidade de transmissão. Para tanto, a próxima seção apresenta as características do canal da MIMO considerado.

2.2 Modelo do canal

A modelagem do canal de comunicação dos sistemas de comunicações móveis sem fio normalmente é feita de forma estatística. O ambiente de propagação entre o transmissor e o receptor está sujeito a vários fatores que podem alterar consideravelmente o nível do sinal transmitido. Logo, vários modelos de canais têm sido projetados levando em consideração os diversos mecanismos por trás da propagação da onda eletromagnética que alteram o nível do sinal transmitido, classificados como desvanecimento em larga escala e desvanecimento em pequena escala (GOLDSMITH, 2005) (JERUCHIM *et al.*, 2002) (RAPPAPORT, 2009) (STÜBER, 2002), conforme mostrado na figura 3.

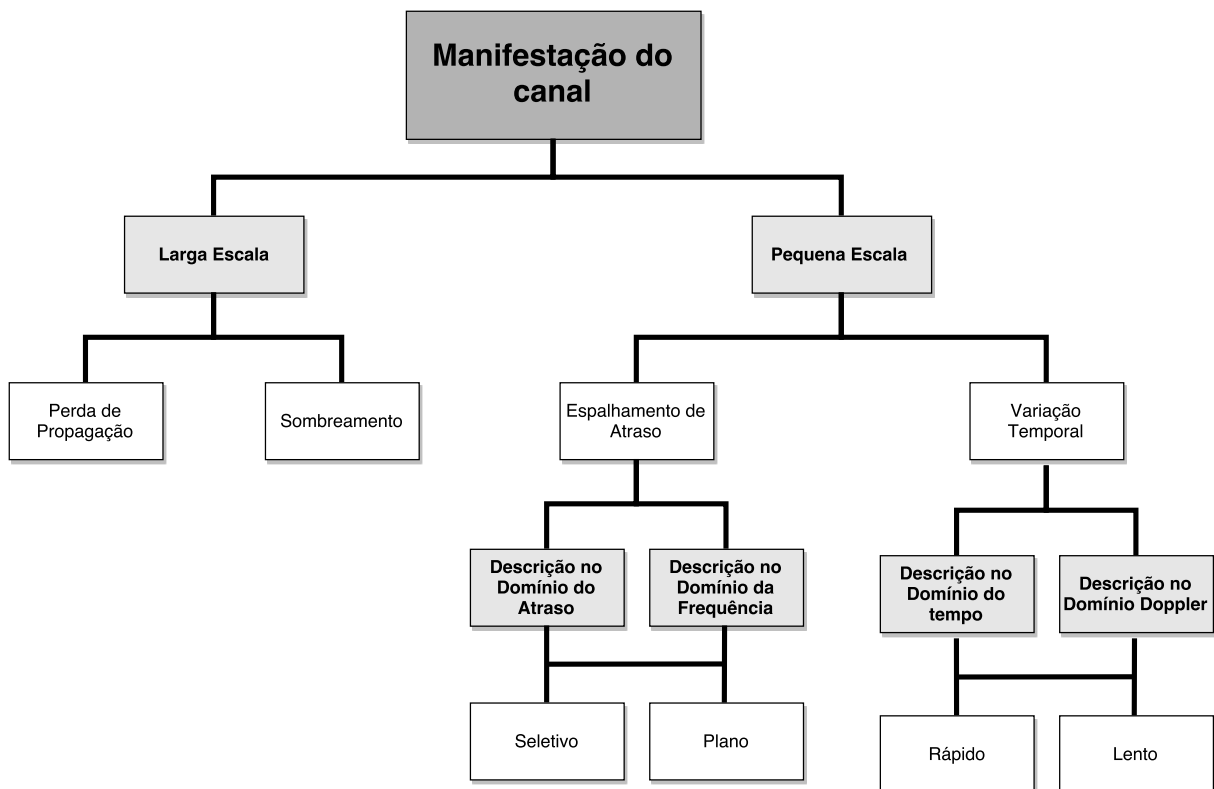


Figura 3 – Desvanecimento em larga escala e em pequena escala.

O desvanecimento em larga escala está relacionado às manifestações do canal que caracterizam a intensidade média do sinal para grandes distâncias de separação entre as antenas transmissoras e as antenas receptoras, útil na estimativa da área de cobertura de rádio de uma antena transmissora, classificado estatisticamente através da média das perdas de percursos e do sombreamento, modelado pela distribuição lognormal (RAPPAPORT, 2009). Esse tipo de desvanecimento não será abordado neste trabalho, portanto não há detalhes acerca dele.

Por outro lado, o desvanecimento em pequena escala está relacionado às manifestações do canal que caracterizam as flutuações rápidas da intensidade do sinal recebido para distâncias muito curtas ou para pequenos intervalos de tempo. Tal desvanecimento é causado pelos efeitos de multipercursos inerentes ao canal de comunicação móvel, como mencionado na seção anterior, que geram flutuações rápidas das componentes em fase e em amplitude do sinal recebido em um curto intervalo de tempo ou distância, de tal forma que os efeitos de desvanecimento em larga escala podem ser ignorados (RAPPAPORT, 2009).

A presença de múltiplos caminhos que o sinal transmitido pode percorrer é resultante dos fenômenos de reflexão, difração e espalhamento de construções, árvores e outros objetos que se encontram entre o transmissor e receptor. Neste caso, os sinais que chegam ao receptor pelos diferentes caminhos terão diferentes atenuações e atrasos (JERUCHIM *et al.*, 2002). A superposição desses sinais de modo construtivo ou destrutivo pode fazer com que o sinal recebido se distorça ou seja atenuado. Assumindo que não há uma linha de visada (LOS, do inglês *Line of Sight*) entre transmissor e receptor, a soma resultante dos sinais refletidos é essencialmente uma soma de variáveis aleatórias complexas independentes e identicamente distribuídas (i.i.d). Partindo do Teorema Central do Limite, a distribuição da soma de uma grande quantidade de variáveis aleatórias (i.i.d) aproxima-se de uma distribuição normal, portanto cada trajetória pode ser modelada por uma variável aleatória gaussiana complexa, circularmente simétrica e de média nula (HAYKIN; MOHER, 2009) (STÜBER, 2002). Essa modelagem é conhecida como modelo de canal com desvanecimento Rayleigh, e se manifesta através de dois modos: de acordo com o espalhamento de atraso e quanto à variação temporal, como ilustrado na figura 3.

O tipo de atenuação sofrido por um sinal propagando-se através de um canal de comunicação móvel é descrito com base nos parâmetros do sinal, tais como a sua largura de banda B_s e o seu período de símbolo T_s , e em relação aos parâmetros do canal, tais como o espalhamento de atraso T_m e espalhamento doppler B_D .

O espalhamento de atraso é um fenômeno natural causado pelos caminhos de propagação refletidos e dispersados no canal de comunicação sem fio (RAPPAPORT, 2009). Na análise do espalhamento por atraso de tempo em caminhos múltiplos, se o período de sinal for menor que o espalhamento de atraso do canal, então esse sinal recebido passará por um desvanecimento seletivo em frequência. Por outro lado, no domínio da frequência, a atenuação experimentada pelo sinal é analisada com base na largura de banda do sinal B_s em relação à banda de coerência do canal B_c . Derivada do espalhamento de atraso, a banda de coerência do canal é definida como uma faixa de frequências sobre a qual duas componentes de frequência têm uma forte correlação em amplitude (RAPPAPORT, 2009), sendo dada aproximadamente por:

$$B_c \approx \frac{1}{T_m}. \quad (2.2)$$

Portanto, se a largura da banda do sinal for maior que a banda de coerência, o canal possui desvanecimento seletivo na frequência. Resumidamente, um canal manifesta desvanecimento seletivo em frequência se

$$B_s > B_c \quad (2.3)$$

ou se

$$T_s < T_m. \quad (2.4)$$

Quando isso ocorre, o sinal recebido inclui múltiplas versões da forma de onda transmitida, que são atenuadas e atrasadas no tempo, causando assim a interferência entre símbolos (ISI, do inglês *InterSymbol Interference*) (RAPPAPORT, 2009). Esse tipo de desvanecimento não será tratado neste trabalho.

No entanto, se o período de símbolo do sinal transmitido for maior que o espalhamento de atraso do canal, o sinal recebido passará por um desvanecimento plano. Logo, em uma análise no domínio da frequência, o canal apresentará um desvanecimento plano se a banda de coerência do canal for maior que a banda de frequência do sinal. Em suma, um canal tem desvanecimento plano se:

$$B_s < B_c \quad (2.5)$$

ou, de maneira equivalente, se

$$T_s > T_m. \quad (2.6)$$

Neste caso, a estrutura de caminho múltiplo do canal é tal que as características espectrais do sinal transmitido são preservadas no receptor (RAPPAPORT, 2009). No domínio do tempo, nesse caso o canal é descrito apenas como um ganho.

O movimento relativo das antenas transmissoras e receptoras e de objetos que se encontram no meio do enlace de comunicação manifesta no canal um comportamento variante no tempo. A variação temporal do canal é explicada pelo fato de que esta mobilidade entre o transmissor e o receptor resulta em mudanças dos caminhos de propagação do sinal transmitido. Portanto, o movimento do receptor a uma velocidade constante, v , em relação ao transmissor, induzirá uma mudança aparente na frequência da portadora do sinal transmitido f_c . O resultado dessa mudança aparente na frequência é conhecida como desvio Doppler f_d (HAYKIN; MOHER, 2009) (RAPPAPORT, 2009) (STÜBER, 2002), dado por :

$$f_d = \frac{v}{c} f_c \times \cos(\theta), \quad (2.7)$$

em que c é a velocidade da luz no ar e θ é o ângulo entre a direção do movimento do receptor e a direção de irradiação da onda eletromagnética. Caso o ângulo seja igual a zero, o desvio Doppler é máximo, ou seja, dado por:

$$f_D = \frac{v}{c} f_c. \quad (2.8)$$

O desvio Doppler pode ser positivo ou negativo. Se o receptor estiver se afastando do transmissor, a frequência aparente recebida é diminuída, $f_c - f_D$. Por outro lado, se o receptor estiver se aproximando do transmissor, a frequência aparente recebida é aumentada, $f_c + f_D$. O alargamento espectral causado pelo desvio Doppler define uma faixa de frequências delimitada por $f_c - f_D$ e $f_c + f_D$, chamado de espalhamento Doppler B_D . Neste caso, se a largura de banda do sinal for muito maior que o espalhamento Doppler do canal, os efeitos do espalhamento Doppler serão desprezíveis no receptor e esse canal manifesta desvanecimento lento. No entanto, se o espalhamento Doppler do canal for muito maior que a largura da banda do sinal, então a resposta ao impulso do canal mudará rapidamente durante a transmissão do sinal, causando a distorção da mensagem transmitida no receptor. Logo, esse canal apresenta desvanecimento rápido.

A partir da análise feita pelo espalhamento Doppler do canal, percebe-se que a velocidade do receptor e o ângulo de direção das ondas no receptor são fatores que influenciam na natureza variante do canal. No domínio do tempo, outro parâmetro utilizado para caracterizar a natureza variante do canal no tempo é o tempo de coerência T_c , que é aproximadamente inversamente proporcional ao espalhamento Doppler (RAPPAPORT, 2009). Ou seja:

$$T_c \approx \frac{1}{B_D}. \quad (2.9)$$

Logo, se período de símbolo do sinal transmitido for maior que o tempo de coerência do canal, esse canal é dito com desvanecimento rápido. Caso contrário, se esse canal apresentar um tempo de coerência muito maior que o tempo de símbolo, o canal apresenta desvanecimento lento.

Resumidamente, um canal tem desvanecimento rápido se:

$$T_s > T_c \quad (2.10)$$

e

$$B_s < B_D. \quad (2.11)$$

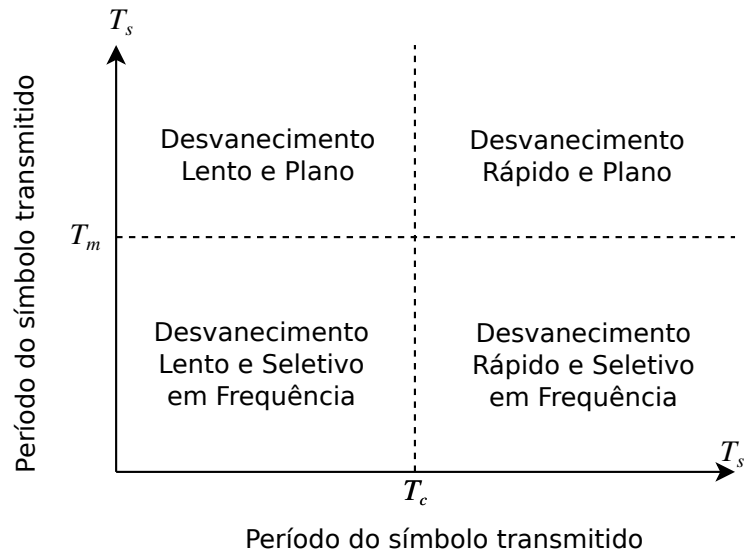
Por outro lado, se:

$$T_s < T_c \quad (2.12)$$

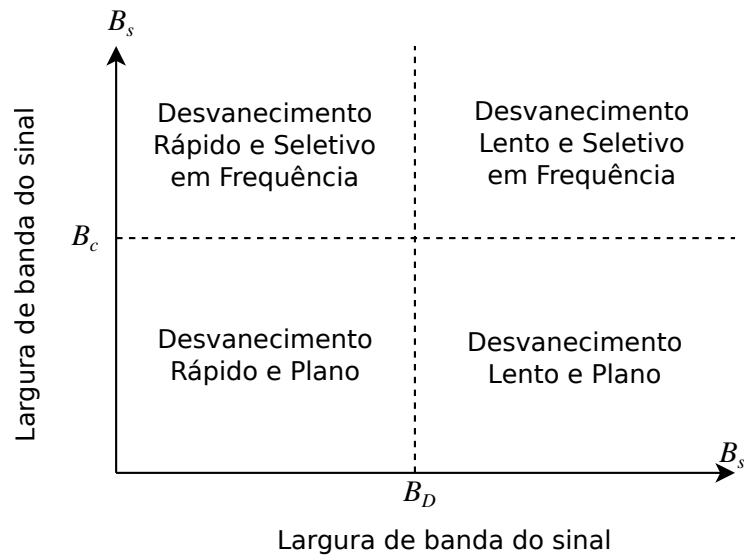
e

$$B_s > B_D, \quad (2.13)$$

o canal tem desvanecimento lento. Nesse caso, a resposta ao impulso do canal muda muito mais lentamente que o sinal de banda base transmitido de modo que pode ser considerado estático por um ou vários intervalos de tempos de símbolos. A figura 4 mostra o tipo de desvanecimento em pequena escala experimentado pelo sinal em relação aos parâmetros do canal e dos parâmetros do sinal transmitido.



(a) Descrição no tempo.



(b) Descrição na frequência.

Figura 4 – Tipo de desvanecimento experimentado por um sinal.

Neste trabalho, o sistema MIMO segue um modelo de canal com desvanecimento Rayleigh com N_t antenas transmissoras enviando blocos de símbolos de comprimento T para N_r antenas receptoras. Considerando que o canal seja plano e constante durante o período de transmissão de um bloco, variando entre blocos consecutivos, a matriz de canal

MIMO $N_r \times N_t$ pode ser representada para o k -ésimo bloco transmitido como:

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} h_{11}^k & h_{12}^k & \cdots & h_{1N_t}^k \\ h_{21}^k & h_{22}^k & & h_{2N_t}^k \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r 1}^k & h_{N_r 2}^k & \cdots & h_{N_r N_t}^k \end{bmatrix}, \quad k = 0, 1, 2, 3 \cdots, \quad (2.14)$$

em que h_{ij}^k é o coeficiente de transmissão complexo do canal entre a j -ésima antena transmissora e a i -ésima antena receptora. Os sinais recebidos no k -ésimo bloco de símbolos são dados por:

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k^* + \mathbf{N}_k, \quad (2.15)$$

em que \mathbf{Y}_k é uma matriz $N_r \times T$ com os sinais recebidos, \mathbf{X}_k é uma matriz $N_t \times T$ cujos elementos s_{ij} , $i = 1, 2, \dots, N_t$, $j = 1, 2, \dots, T$ representam os símbolos transmitidos pela i -ésima antena transmissora no j -ésimo instante de tempo do bloco k e \mathbf{N}_k é a matriz ruído $N_r \times T$ que contém amostras de ruído gaussiano complexo independente e identicamente distribuído (i.i.d) com média zero e variância σ_n^2 . Por conveniência, o conjugado complexo e a notação dos elementos de \mathbf{X}_k foram mantidos para reescrever o canal MIMO em forma vetorial, como será visto mais adiante. O diagrama de blocos da figura 5 ilustra o modelo de sistema de comunicação MIMO.

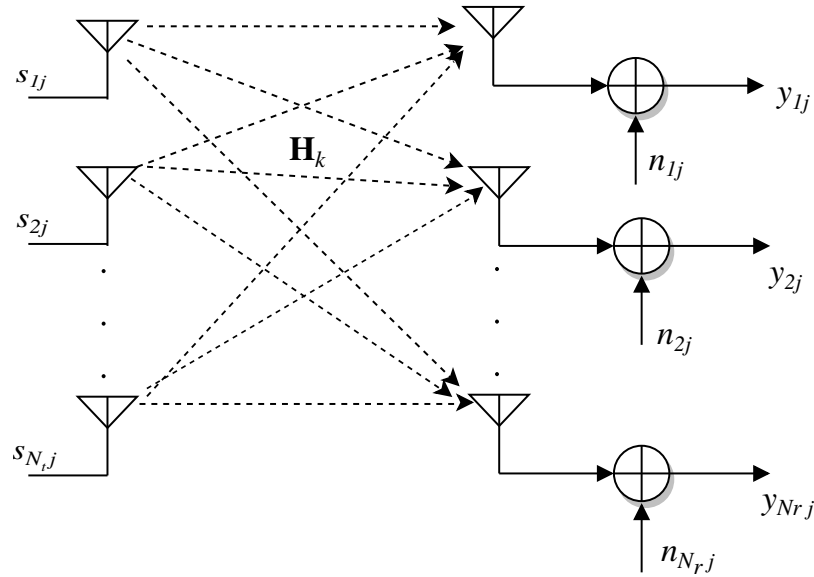


Figura 5 – Modelo de sistema MIMO.

O produto de Kronecker, denotado por \otimes , tem sido uma importante ferramenta na área de processamento de sinais, utilizado nas operações com matrizes. Uma das suas mais importantes propriedades é a sua relação com o operador vec que faz o empilhamento dos elementos de uma matriz em um vetor coluna. Assim, fazendo uso das propriedades do produto de Kronecker, pode-se simplificar a representação matemática (2.15). Logo,

considerando $\mathbf{D} = \mathbf{ABC}$ quaisquer matrizes de dimensões compatíveis, o produto de Kronecker, juntamente com o operador vec , permite definir a seguinte propriedade (GOLUB; LOAN, 1996) (LOIOLA, 2009):

$$\mathbf{D} = \mathbf{ABC} \iff vec(\mathbf{D}) = (\mathbf{C}^T \otimes \mathbf{A})vec(\mathbf{B}). \quad (2.16)$$

Assim, fazendo as devidas substituições na equação (2.16), em que $\mathbf{A} = \mathbf{I}_{N_r}$, $\mathbf{B} = \mathbf{H}_k$ e $\mathbf{C} = \mathbf{S}_k^*$, pode-se rescrever (2.15) como:

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{S}_k^H \mathbf{h}_k + \mathbf{n}_k, \quad (2.17)$$

em que $\mathbf{y}_k = vec(\mathbf{Y}_k)$ é um vetor de dimensão $N_r T \times 1$ com os sinais recebidos, $\mathbf{n}_k = vec(\mathbf{N}_k)$ é o vetor ruído de dimensão $N_r T \times 1$, $\mathbf{h}_k = vec(\mathbf{H}_k)$ de dimensão $N_t N_r \times 1$ é o vetor do canal para o k -ésimo bloco e

$$\mathbf{S}_k = \mathbf{X}_k \otimes \mathbf{I}_{N_r} = \begin{bmatrix} s_{11}^k \mathbf{I}_{N_r} & s_{12}^k \mathbf{I}_{N_r} & \cdots & s_{1N_t}^k \mathbf{I}_{N_r} \\ s_{21}^k \mathbf{I}_{N_r} & s_{22}^k \mathbf{I}_{N_r} & & s_{2N_t}^k \mathbf{I}_{N_r} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{N_r 1}^k \mathbf{I}_{N_r} & s_{N_r 2}^k \mathbf{I}_{N_r} & \cdots & s_{N_r N_t}^k \mathbf{I}_{N_r} \end{bmatrix}, \quad (2.18)$$

é uma matriz de bloco do símbolos transmitidos de dimensões $N_r N_t \times N_r T$, cujo o bloco (i, j) é $s_{ij}^k \mathbf{I}_{N_r}$.

2.2.1 Correlação espacial do canal

Neste trabalho, consideramos que os coeficientes da matriz do canal MIMO apresentam correlação espacial que depende da geometria das antenas e do ambiente de propagação, podendo ser modelada pelo Modelo de Kronecker (BROWN *et al.*, 2012). Este modelo apresenta, de maneira simples e satisfatória, uma estrutura para a matriz de correlação espacial do canal MIMO. Nesse modelo, a correlação espacial do canal pode ser dividida em um produto com dois valores de correlação: a correlação no lado do transmissor e a correlação no lado do receptor. Logo, o canal MIMO modela um cenário onde a matriz de correlação espacial entre antenas transmissoras não tem relação com a matriz de correlação espacial entre antenas receptoras. Portanto, assumindo que as matrizes de correlação espacial do canal são fixas durante o período de transmissão considerado para estimação do canal, a expressão matemática que ilustra o modelo de Kronecker é definida como (BROWN *et al.*, 2012) (LOIOLA, 2009):

$$\mathbf{H}_k = \mathbf{R}_r^{1/2} \mathbf{Q}_k (\mathbf{R}_t^{1/2})^T, \quad (2.19)$$

em que \mathbf{R}_r representa a matriz de correlação entre as antenas de recepção com dimensões $N_r \times N_r$, \mathbf{R}_t representa a matriz de correlação entre as antenas de transmissão com dimensões $N_t \times N_t$ e \mathbf{Q}_k , de dimensões $N_r \times N_t$, é uma matriz que contém elementos

complexos modelados como variáveis aleatórias independentes, gaussianas, circularmente simétricas, de média nula e variância σ_h^2 unitária.

Logo, fazendo uso da propriedade do produto de Kronecker (2.16) em (2.19) temos:

$$\text{vec}(\mathbf{H}_k) = \mathbf{h}_k = (\mathbf{R}_t^{1/2} \otimes \mathbf{R}_r^{1/2}) \text{vec}(\mathbf{Q}_k) = \mathbf{F} \mathbf{q}_k, \quad (2.20)$$

em que

$$\mathbf{F} = \mathbf{R}_t^{1/2} \otimes \mathbf{R}_r^{1/2}. \quad (2.21)$$

Portanto, a matriz de correlação espacial, \mathbf{R}_h , do canal MIMO \mathbf{h}_k é definida como (LOIOLA, 2009):

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_h &= \mathbb{E} \{ \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H \} = \mathbf{F} \mathbb{E} \{ \mathbf{q}_k \mathbf{q}_k^H \} \mathbf{F}^H = \mathbf{F} \mathbf{I}_{N_r N_t} \mathbf{F}^H = \mathbf{F} \mathbf{F}^H \\ &= (\mathbf{R}_t^{1/2} \otimes \mathbf{R}_r^{1/2}) (\mathbf{R}_t^{1/2} \otimes \mathbf{R}_r^{1/2})^H = (\mathbf{R}_t^{1/2} \otimes \mathbf{R}_r^{1/2}) (\mathbf{R}_t^{H/2} \otimes \mathbf{R}_r^{H/2}) \\ &= (\mathbf{R}_t^{1/2} \mathbf{R}_t^{H/2} \otimes \mathbf{R}_r^{1/2} \mathbf{R}_r^{H/2}) = \mathbf{R}_t \otimes \mathbf{R}_r, \end{aligned} \quad (2.22)$$

ou seja, \mathbf{R}_h é dado pelo produto de Kronecker das matrizes de correlação, \mathbf{R}_t das antenas transmissoras e \mathbf{R}_r das antenas receptoras.

2.2.2 Variação temporal do canal

O processo da modelagem do canal através da representação das várias condições identificáveis ou estados se denomina como modelo de canal de estado finito (JERUCHIM *et al.*, 2002). Neste caso a transição de um estado para o outro é regida por um modelo probabilístico, resultando em um tipo de processo estocástico. A descrição do modelo é completada por especificar um mecanismo de erro de modelagem previsto nas equações de estado. Os modelos de canal de estado finito se dividem em duas categorias: sem memória e com memória. Nos modelos de canal sem memória, a probabilidade de transição do estado atual do canal não depende de qualquer um dos seus estados anteriores. Já nos modelos de canal com memória, a probabilidade de transição do estado atual do canal é temporalmente correlacionada com as transições de estados anteriores.

Neste trabalho, iremos considerar que a transição de um estado para outro do canal pertence à classe de modelos de canal de estado finito com memória. Assim, o mecanismo de transição de um estado para outro com erros de modelagem previstos pode ser representado por um processo estocástico. Logo, um modelo estocástico será utilizado para caracterizar os vários estados do canal. De maneira geral, a descrição de um modelo de entrada e saída de um modelo estocástico linear pode ser da seguinte forma (HAYKIN, 2002):

$$\begin{pmatrix} \text{valor atual} \\ \text{da saída} \\ \text{do modelo} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \text{combinação linear} \\ \text{dos valores passados} \\ \text{da saída do modelo} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \text{combinação linear} \\ \text{dos valores} \\ \text{presente e passados} \\ \text{da entrada do modelo} \end{pmatrix}. \quad (2.23)$$

Portanto, a estrutura do canal em que o sinal é transmitido é determinada pela maneira com que as duas combinações lineares da equação (2.23) são formuladas. Logo, três modelos estocásticos lineares mais conhecidos podem ser identificados:

1. Modelo auto-regressivo (AR), no qual os valores passados da entrada não são usados.
2. Modelo média móvel (MA, do inglês *Moving Average*), no qual os valores passados da saída não são usados.
3. Modelo auto-regressivo de média móvel (ARMA, do inglês *Autoregressive-Moving Average*), no qual é combinação dos modelos AR e MA.

Neste trabalho, o modelo AR será empregado para descrever a evolução temporal do canal. Neste caso, se uma série temporal $u(k), u(k-1), u(k-2), \dots, u(k-M)$ satisfizer a seguinte equação diferença:

$$u(k) + p_1u(k-1) + p_2u(k-2) + \dots + p_Mu(k-M) = u_o(k), \quad (2.24)$$

diz-se que essa série representa uma realização de um processo AR de ordem M , em que p_1, p_2, \dots, p_M são constantes chamados parâmetros AR e $u_o(k)$ é um processo de ruído branco. Reescrevendo a Equação (2.24) da seguinte forma:

$$u(k) = a_1u(k-1) + a_2u(k-2) + \dots + a_Mu(k-M) + u_o(k), \quad (2.25)$$

em que $a_l = -p_l, l = 1, 2, \dots, M$, vê-se que o valor atual do processo, $u(k)$, é igual a uma combinação linear finita dos valores passados do processo, $u(k-1), \dots, u(k-M)$, mais um termo de erro $u_o(k)$. Por este motivo o tal processo se chama auto-regressivo, pois $u(k)$ é regredido nos valores anteriores de si mesmo. Simplificando a equação (2.25), pode-se representá-la como:

$$u(k) = u_o(k) + \sum_{l=1}^M a_l u(k-l). \quad (2.26)$$

Caso $M = 1$, tem-se um processo auto-regressivo de primeira ordem, escrito na forma vetorial da seguinte forma:

$$\text{AR}(1): \mathbf{u}_k = a\mathbf{u}_{k-1} + \mathbf{u}_k^o. \quad (2.27)$$

O modelo AR(1) é também conhecido como um processo markoviano e pode ser representando pelo diagrama de blocos da figura 6 (HAYKIN, 2002).

Portanto, assumindo a natureza dinâmica do canal de bloco a bloco e considerando que apenas as propriedades estatísticas de primeira e segunda ordem (média e correlação) são as mesmas para todo tempo k , a evolução temporal do canal é caracterizada por um processo de primeira ordem estacionário no sentido amplo Gauss-Markov (JERUCHIM *et al.*, 2002) (PAPOULIS, 1991) (SO *et al.*, 2015) (STÜBER, 2002). Deste modo, fazendo as

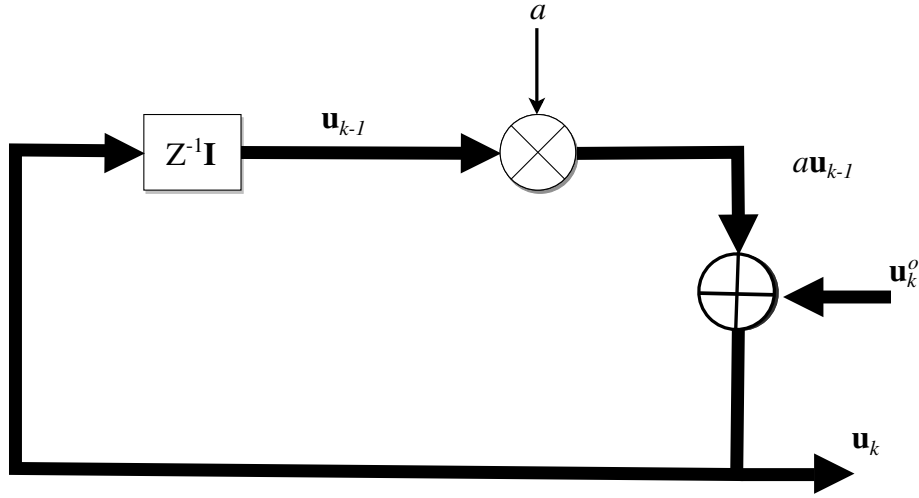


Figura 6 – Modelo de processo Markov de primeira ordem.

devidas substituições em (2.27), a dinâmica da matriz de canal MIMO, constante durante um bloco e variando para diferentes estados no próximo bloco, pode ser expressa pelo seguinte modelo:

$$\mathbf{h}_k = \alpha \mathbf{h}_{k-1} + \sqrt{1 - \alpha^2} \mathbf{b}_k, \quad (2.28)$$

em que o vetor de inovação \mathbf{b}_k é definido como:

$$\mathbf{b}_k = \mathbf{F} \mathbf{b}'_k, \quad (2.29)$$

em que \mathbf{b}'_k é um vetor de dimensão $N_t N_r \times 1$ com amostras de ruído gaussiano complexo, independente e identicamente distribuído de média zero e variância unitária. A matriz de covariância do vetor de inovação \mathbf{b}_k de média zero no k -ésimo bloco temporalmente independente de $\{\mathbf{h}_0, \dots, \mathbf{h}_k\}$ é dada por

$$\mathbf{R}_b = \mathbb{E} \{ \mathbf{b}_k \mathbf{b}_k^H \} = \mathbf{F} \mathbb{E} \{ \mathbf{b}'_k (\mathbf{b}'_k)^H \} \mathbf{F}^H = \mathbf{F} \mathbf{I} \mathbf{F}^H = \mathbf{F} \mathbf{F}^H = \mathbf{R}_h \quad (2.30)$$

e $\alpha \in (0, 1]$ é o coeficiente de desvanecimento temporal, dado pelo modelo de Jakes como (JAKES, 1975):

$$\alpha = \mathcal{J}_0(2\pi f_D T_s) \quad (2.31)$$

em que \mathcal{J}_0 é a função de Bessel do primeiro tipo e ordem zero, T_s é o intervalo de símbolo transmitido e f_D é a máxima frequência Doppler. Observando (2.8) e (2.31), percebe-se que o coeficiente temporal é determinado pelo movimento relativo entre as antenas transmissoras e receptoras. Isto é, se não houver um movimento relativo entre as antenas transmissoras e receptoras, ($f_D T_s = 0$), o canal permanecerá invariante no tempo, ($\alpha = 1$). No entanto, quando houver movimento relativo entre as antenas receptoras e transmissoras e quanto maior for a velocidade de deslocamento, ($f_D T_s > 0$), menor será o valor de α e mais rápidas serão as variações do canal.

Assumindo que o coeficiente de desvanecimento temporal e a matriz de correlação espacial são conhecidos no sistema, tem-se um modelo dos estados do canal na equação (2.28) que simula um aparente comportamento dinâmico real de um canal de comunicação sem fio com correlação espacial.

2.3 Estimação de canal

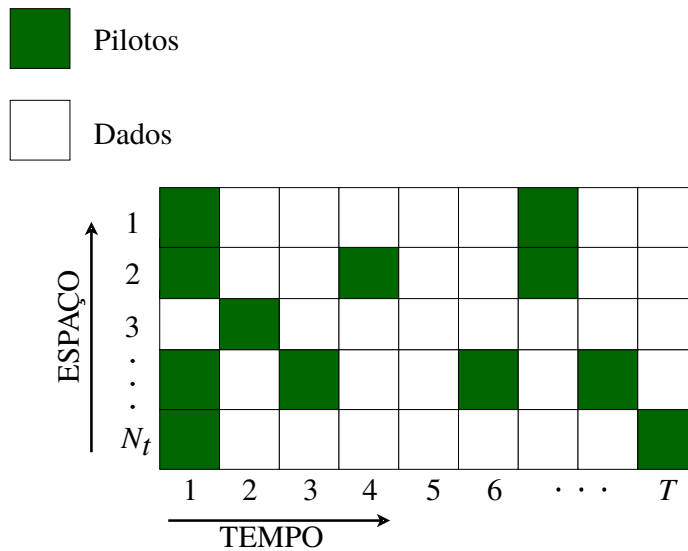
Como já mencionado nas seções anteriores, o emprego da tecnologia MIMO na comunicação sem fio tem proporcionado vários benefícios, dentre eles um desejável aumento na capacidade de transmissão. Porém como mostrado na seção anterior, o sinal transmitido pelo o canal sem fio está sujeito a sofrer distorções devido ao desvanecimento, impossibilitando de se recuperar o sinal corretamente na recepção. Para melhorar a qualidade de transmissão, muitas técnicas de processamentos espaço-temporal têm sido implementadas. Entretanto, para atingir excelentes resultados com essas técnicas se faz necessário ter conhecimento das informações de estado do canal (CSI, do inglês *Channel State Information*) com precisão. Para isto, vários métodos de estimação de canal têm surgido para obter a CSI acuradamente. Tais métodos podem ser classificados como: estimação de canal cega, estimação de canal assistida ou supervisionada e estimação semi-cega.

A estimação de canal assistida ou supervisionada utiliza uma sequência de símbolos pilotos conhecida no receptor para realizar a estimação de canal (BIGUESH; GERSHMAN, 2006). Na estimação cega, a estimação do canal é feita apenas pelo conhecimento das características estatísticas do canal e dos sinais transmitidos (SHIN *et al.*, 2007). E, por fim, na estimação semi-cega, as estimativas do canal são obtidas combinando as técnicas de estimação de canal assistida e as da cega (JIN *et al.*, 2012). Pode-se perceber que as pesquisas na área de estimação são bem amplas, porém nesse trabalho será apresentada uma técnica de estimação do tipo assistida, onde se faz uso de uma sequência de símbolos pilotos e das propriedades estatísticas do modelo de canal MIMO adotado.

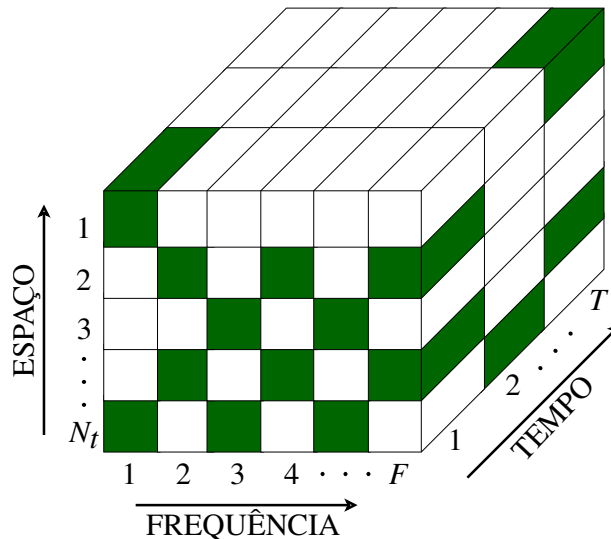
Para realizar a estimação do canal, sequências de símbolos pilotos são transmitidas juntamente com as sequências de símbolos de dados. Esse método de estimação provê um bom desempenho, porém reduz a eficiência da transmissão, aumentando significativamente a sobrecarga da transmissão do sistema sem fio. No entanto, quanto maior for a quantidade de símbolos pilotos utilizados, menor será o erro de estimação de canal. Isto é um *trade-off* de engenharia onde ter mais pilotos melhora a qualidade da estimativa do canal, porém reduz a taxa de transferência de dados (BÖLCSKEI, 2006). Portanto, um esquema de símbolos pilotos que minimize o erro da estimação de canal para uma dada quantidade de pilotos é interessante para o bom desempenho do sistema. Neste caso, uma medida eficiente é o erro quadrado médio (MSE, do inglês *mean square error*) das estimativas de canal com base no período de símbolos pilotos transmitidos. Para isto, o sistema faz uso de algoritmos capazes de estimar o canal com base nas observações de símbolos pilotos.

2.3.1 Estrutura de alocação dos símbolos pilotos

A estimação de canal supervisionada possui diferentes formas de incorporar os símbolos pilotos em um bloco de dados. Esta seção descreve as possíveis maneiras de como se pode alocar os símbolos pilotos juntamente com os símbolos de dados em uma estrutura de bloco.



(a) Alocação no tempo e espaço.



(b) Alocação no tempo, espaço e frequência.

Figura 7 – Tipos de estrutura de alocação de pilotos.

Considerando T o tamanho do k -ésimo bloco transmitido, os símbolos pilotos podem ser alocados fixamente no bloco, compartilhando esse período de tempo, T , de transmissão do bloco juntamente com os símbolos de dados. No caso de um sistema MIMO,

o uso de múltiplas antenas proporciona também um compartilhamento na dimensão espacial. Ou seja, os símbolos pilotos e os símbolos de dados são alocados no bloco tanto no domínio do tempo como no domínio espacial. A combinação desses fatores resulta em vários tipos possíveis de estrutura de alocação de símbolos piloto, como visto na figura 7. No caso de um sistema MIMO com somente uma portadora de frequência com N_t antenas transmissoras, como ilustrado no item (a) da figura 7, cada símbolo transmitido s_{ij} da matriz (2.18) é especificado pelo índice da antena transmissora, i , e índice de tempo, j . No caso de um sistema MIMO com múltiplas portadoras, pode-se estender uma estrutura de alocação piloto na dimensão de tempo, espaço e frequência, como apresentado no item (b) da figura 7 (BÖLCSKEI, 2006).

Este trabalho pressupõe a estrutura do bloco transmitido em que os símbolos pilotos são as primeiras sequências que compõem o bloco, como mostrado na figura 8, definem-se T_p o período de símbolos pilotos transmitidos e T_d o período de símbolos de dados.

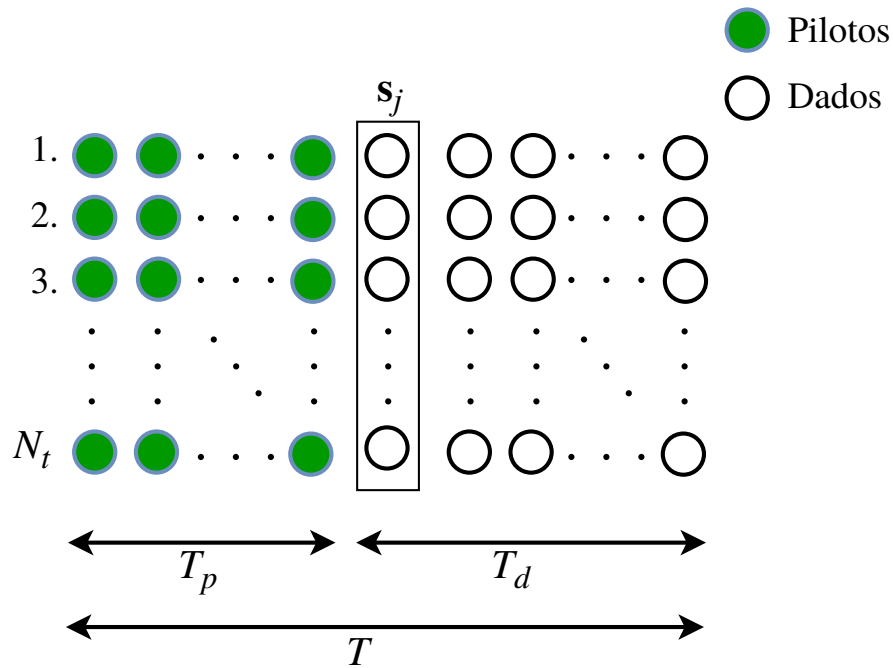


Figura 8 – Estrutura do bloco.

Na figura 8, \mathbf{s}_j é o j -ésimo vetor de símbolo transmitido de dimensão $N_t \times 1$.

2.3.2 Estrutura do transceptor baseado em símbolos pilotos

Considerando o modelo de canal MIMO com desvanecimento plano variando temporalmente de bloco a bloco de acordo com a equação (2.28) e os sinais recebidos para o k -ésimo bloco transmitido de acordo com a equação (2.17), tem-se a matriz de bloco dos símbolos transmitidos, \mathbf{S}_k , constituída pela sequência de símbolos pilotos e pela sequência

de dados da seguinte forma:

$$\mathbf{S}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_k^p & \mathbf{S}_k^d \end{bmatrix}, \quad (2.32)$$

em que \mathbf{S}_k^p é uma matriz de símbolos pilotos transmitidos de dimensões $N_r N_t \times N_r T_p$ e \mathbf{S}_k^d é uma matriz de símbolos de dados de dimensões $N_r N_t \times N_r T_d$.

O diagrama de blocos da figura 9 ilustra uma estrutura de transceptor baseada na transmissão de símbolos pilotos que podem ser utilizados no receptor explicitamente ou implicitamente. No caso explícito, o receptor faz uso de um estimador de canal, que com base nas sequências de símbolos pilotos \mathbf{S}_k^p , realiza a estimação do canal na qual $\hat{\mathbf{h}}_{k|k}$ representa a estimativa do canal no instante k baseada nas sequências de símbolos pilotos recebidas até o instante k . Posteriormente, o canal estimado é utilizado na decodificação para obter a sequência de símbolos de dados transmitida, ou seja, $\hat{\mathbf{S}}_k^d$.

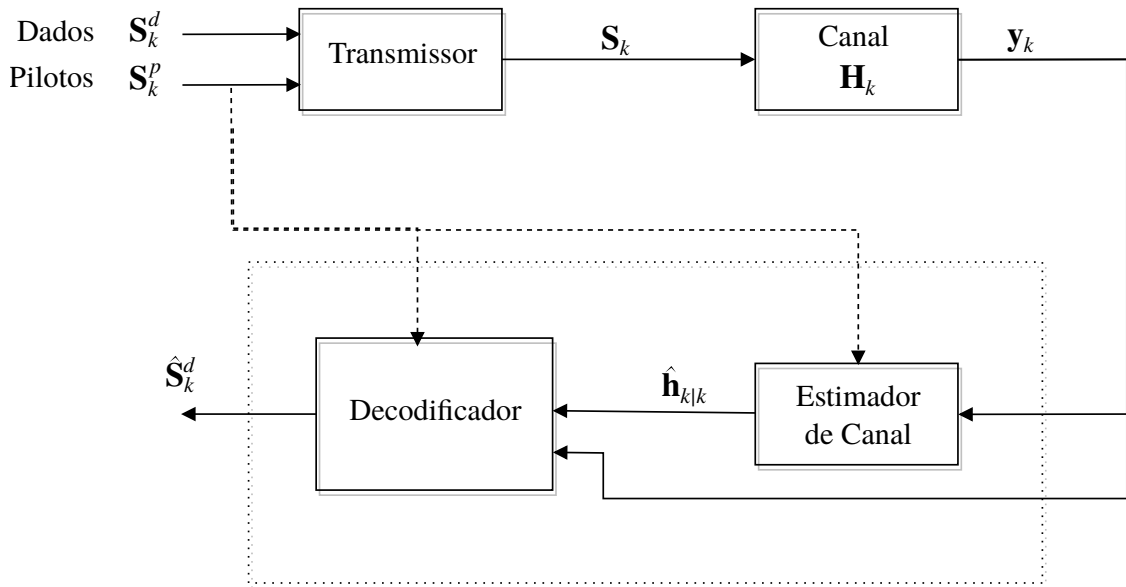


Figura 9 – Uma estrutura básica de transceptor baseada em pilotos.

Por outro lado, no caso implícito, o bloco do estimador de canal da figura 9 é ignorado e os símbolos pilotos são utilizados diretamente no bloco de decodificação. Um possível exemplo de caso implícito seria em técnicas de equalização adaptativa. Nessa situação, as estimativas de canal poderiam ser obtidas de forma implícita, uma vez que os símbolos pilotos são utilizados para atualizar adaptativamente um equalizador (BÖLCSKEI, 2006).

Considerando o caso explícito, o vetor \mathbf{y}_k^p de dimensões $N_r T_p \times 1$ dos símbolos recebidos correspondente aos símbolos pilotos transmitidos, é dado por

$$\mathbf{y}_k^p = (\mathbf{S}_k^p)^H \mathbf{h}_k + \mathbf{n}_k^p, \quad (2.33)$$

em que \mathbf{n}_k^p é o vetor de amostras de ruído de dimensão $N_r T_p \times 1$. A seção seguinte apresenta uma técnica de estimação de canal baseada na formulação em espaço de estados e as propriedades do algoritmo estimador.

2.3.3 Algoritmo de adaptação

Esta seção apresenta um estimador capaz de descrever o comportamento dinâmico do modelo de canal adotado para este trabalho. Neste sentido, o algoritmo adaptativo adequado para tal propósito em que sua formulação matemática é descrita em termos de espaço de estados é o filtro de Kalman. Desenvolvido para funcionar tanto em ambientes estacionários como em ambientes não-estacionários, o filtro de Kalman tem como uma das suas principais características realizar as estimativas do processo recursivamente (DINIZ, 2013) (HAYKIN, 2002) (KAILATH *et al.*, 2000) (LOIOLA, 2009). Assumindo a minimização do erro médio quadrático MMSE (do inglês *Minimum Mean Squared Error*) como critério na estimação do canal, um estimador linear recursivo ótimo é derivado do filtro de Kalman para o modelo espaço temporal considerado.

Uma maneira conveniente de representar como certos parâmetros associados à operação de um determinado sistema dinâmico variam com o tempo é através de modelos em espaço de estados. Representado por uma grandeza vetorial denominada vetor de estado, o estado do sistema é determinado por um conjunto mínimo de dados que é suficiente para descrever de forma única as condições internas do sistema num dado instante de tempo. A resposta do sistema, por sua vez, é representada por um vetor de observação cujos elementos se originam a partir de combinações lineares das variáveis de estados e de sinais externos além de um vetor de ruído (DINIZ, 2013) (HAYKIN, 2002) (KAILATH *et al.*, 2000) (LOIOLA, 2009). Portanto, representando um sistema dinâmico a partir da combinação das equações (2.28) e (2.33), obtemos um modelo em espaço de estados. No contexto de espaços de estados, a equação (2.28) é conhecida como equação do processo ou equação de estado, e (2.33) é conhecida como equação de medida ou equação de observação. Tem-se na figura 10 uma possível maneira de descrever um sistema dinâmico linear, representado matematicamente, para nosso caso, como:

$$\begin{cases} \mathbf{h}_k = \alpha \mathbf{h}_{k-1} + \hat{\mathbf{b}}_k, & \text{Equação de processo} \\ \mathbf{y}_k^p = (\mathbf{S}_k^p)^H \mathbf{h}_k + \mathbf{n}_k^p, & \text{Equação de observação} \end{cases} \quad (2.34)$$

em que $\hat{\mathbf{b}}_k = \sqrt{1 - \alpha^2} \mathbf{b}_k$ é um vetor contendo amostras de ruído de excitação, modelado com media zero e matriz de covariância definida por:

$$\mathbb{E} \{ \hat{\mathbf{b}}_k \hat{\mathbf{b}}_k^H \} = (1 - \alpha^2) \mathbf{R}_h. \quad (2.35)$$

No diagrama de blocos da figura 10, a equação de processo modela um canal MIMO de desvanecimento plano variante no tempo com correlação espacial entre as

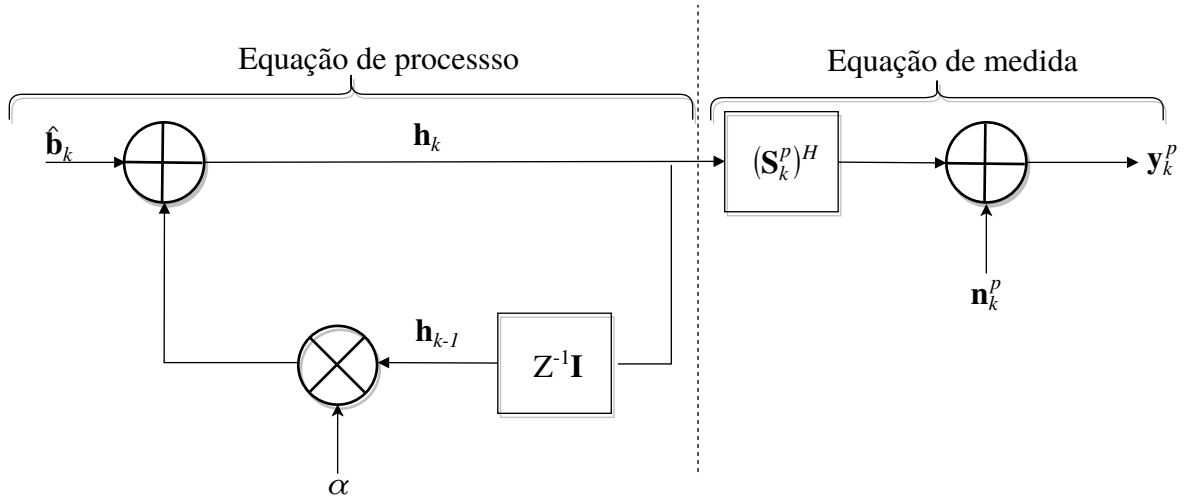


Figura 10 – Modelo de um sistema dinâmico linear.

antenas de transmissão e/ou recepção, \mathbf{h}_k , que representa o vetor de estado que se deseja estimar a cada instante k . A equação de medida equivale ao vetor dos símbolos recebidos correspondente aos símbolos pilotos transmitidos, \mathbf{y}_k^p , que são os sinais observados, e \mathbf{n}_k^p é um ruído de medida com média nula e matriz de covariância dada por:

$$\mathbb{E} \{ \mathbf{n}_k^p (\mathbf{n}_k^p)^H \} = \sigma_n \mathbf{I}. \quad (2.36)$$

Assumindo que α , $(\mathbf{S}_k^p)^H$, a matriz de covariância de $\hat{\mathbf{b}}_k$ e a matriz de covariância de \mathbf{n}_k^p são conhecidos no sistema e que $\hat{\mathbf{b}}_k$ e \mathbf{n}_k^p são descorrelacionados um com outro, obtém-se o filtro de Kalman a partir do modelo em espaço de estado de (2.34). Dessa forma, a partir do conhecimento da dinâmica do sistema e fazendo uso da quantidade de informação observada disponível que consistem nos vetores $\mathbf{y}_0^p, \mathbf{y}_1^p, \mathbf{y}_2^p, \mathbf{y}_3^p, \dots, \mathbf{y}_{k'}^p$, calcula-se para cada instante o mínimo erro médio quadrático do vetor de estado \mathbf{h}_k , denotado por $\hat{\mathbf{h}}_{k|k}$. O problema de estimação com o filtro de Kalman é dividido em duas etapas: filtragem e predição. Na etapa de filtragem quando $k = k'$, a estimativa do canal num instante k é obtido a partir de todas as medidas de observação disponível até o instante k . Já na etapa de predição quando $k > k'$, estima-se o canal no instante k utilizando os sinais recebidos até o instante k' .

Com base no critério de minimização do erro médio quadrático (MMSE) na estimação, pode-se mostrar pela teoria de estimação que o estimador ótimo é $\hat{\mathbf{h}} = \mathbb{E} \{ \mathbf{h} | \mathbf{y}^p \}$, a esperança condicional de \mathbf{h} dado \mathbf{y}^p (KAILATH *et al.*, 2000). Logo, têm-se as estimativas ótimas, $\hat{\mathbf{h}}_{k|k}$ e $\hat{\mathbf{h}}_{k|k-1}$, do canal \mathbf{h}_k obtidas pelo estimador, com base nas observações das sequências de símbolos pilotos recebidos pelas N_r antenas receptoras até o instante k e outra até o instante $k - 1$, respectivamente, isto é,

$$\hat{\mathbf{h}}_{k|k} = \mathbb{E} \{ \mathbf{h}_k | \mathbf{y}_0^p, \mathbf{y}_1^p, \mathbf{y}_2^p, \mathbf{y}_3^p, \dots, \mathbf{y}_k^p \}, \quad (2.37)$$

$$\hat{\mathbf{h}}_{k|k-1} = \mathbb{E} \{ \mathbf{h}_k | \mathbf{y}_0^p, \mathbf{y}_1^p, \mathbf{y}_2^p, \mathbf{y}_3^p, \dots, \mathbf{y}_{k-1}^p \}. \quad (2.38)$$

Nesse sentido, $\hat{\mathbf{h}}_{k|k-1}$ corresponde a etapa de predição, também denominada atualização temporal e a estimativa $\hat{\mathbf{h}}_{k|k}$ corresponde a etapa de filtragem.

Assim, fazendo uma análise primeiramente na estimação de $\hat{\mathbf{h}}_{k|k-1}$, que não exige a observação atual, a mesma pode ser reescrita, a partir da equação de processo (2.34), da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{h}}_{k|k-1} &= \mathbb{E} \left\{ \alpha \mathbf{h}_{k-1} + \hat{\mathbf{b}}_k | \mathbf{y}_0^p, \mathbf{y}_1^p, \mathbf{y}_2^p, \mathbf{y}_3^p, \dots, \mathbf{y}_{k-1}^p \right\} \\
&= \alpha \mathbb{E} \left\{ \mathbf{h}_{k-1} | \mathbf{y}_0^p, \mathbf{y}_1^p, \mathbf{y}_2^p, \mathbf{y}_3^p, \dots, \mathbf{y}_{k-1}^p \right\} + \mathbb{E} \left\{ \hat{\mathbf{b}}_k | \mathbf{y}_0^p, \mathbf{y}_1^p, \mathbf{y}_2^p, \mathbf{y}_3^p, \dots, \mathbf{y}_{k-1}^p \right\} \\
&= \alpha \hat{\mathbf{h}}_{k-1|k-1} + \mathbb{E} \left\{ \hat{\mathbf{b}}_k \right\} \\
&= \alpha \hat{\mathbf{h}}_{k-1|k-1}
\end{aligned} \tag{2.39}$$

em que $\hat{\mathbf{h}}_{k-1|k-1}$ representa a estimativa do canal no instante $k-1$ baseada nos sinais observados até o instante $k-1$. Uma forma de avaliar a qualidade das estimativas é calculando a matriz de covariância do erro de estimação. Assim, a matriz de covariância do erro de estimação do estado quando a última observação disponível está relacionada com o instante $k-1$ é dada por:

$$\begin{aligned}
\mathbf{P}_{k|k-1} &= \mathbb{E} \left\{ \left(\mathbf{h}_k - \hat{\mathbf{h}}_{k|k-1} \right) \left(\mathbf{h}_k - \hat{\mathbf{h}}_{k|k-1} \right)^H \right\} \\
&= \mathbb{E} \left\{ \left(\alpha \mathbf{h}_{k-1} + \hat{\mathbf{b}}_k - \alpha \hat{\mathbf{h}}_{k-1|k-1} \right) \left(\alpha \mathbf{h}_{k-1} + \hat{\mathbf{b}}_k - \alpha \hat{\mathbf{h}}_{k-1|k-1} \right)^H \right\} \\
&= \mathbb{E} \left\{ \left(\alpha \left(\mathbf{h}_{k-1} - \hat{\mathbf{h}}_{k-1|k-1} \right) + \hat{\mathbf{b}}_k \right) \left(\alpha \left(\mathbf{h}_{k-1} - \hat{\mathbf{h}}_{k-1|k-1} \right) + \hat{\mathbf{b}}_k \right)^H \right\} \\
&= \alpha^2 \mathbb{E} \left\{ \left(\mathbf{h}_{k-1} - \hat{\mathbf{h}}_{k-1|k-1} \right) \left(\mathbf{h}_{k-1} - \hat{\mathbf{h}}_{k-1|k-1} \right)^H \right\} + \mathbb{E} \left\{ \hat{\mathbf{b}}_k \hat{\mathbf{b}}_k^H \right\} \\
&= \alpha^2 \mathbf{P}_{k-1|k-1} + (1 - \alpha^2) \mathbf{R}_b,
\end{aligned} \tag{2.40}$$

em que a matriz de covariância a posteriori, $\mathbf{P}_{k-1|k-1}$, é expressa por

$$\mathbf{P}_{k-1|k-1} = \mathbb{E} \left\{ \left(\mathbf{h}_{k-1} - \hat{\mathbf{h}}_{k-1|k-1} \right) \left(\mathbf{h}_{k-1} - \hat{\mathbf{h}}_{k-1|k-1} \right)^H \right\}. \tag{2.41}$$

Com base no conhecimento da dinâmica do sistema, as expressões (2.39) e (2.40) constituem a etapa de predição do filtro de Kalman.

Na etapa de filtragem, as estimativas do estado gerado na etapa de predição são atualizadas a partir da equação de medida e dos sinais observados no instante k . Logo, o estimador recursivo linear ótimo, expresso para $\hat{\mathbf{h}}_{k|k}$, tem a seguinte forma (DINIZ, 2013) (HAYKIN, 2002) (KAILATH *et al.*, 2000) (LOIOLA, 2009):

$$\hat{\mathbf{h}}_{k|k} = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{S}_k^p) \hat{\mathbf{h}}_{k|k-1} + \mathbf{K}_k \mathbf{y}_k^p, \tag{2.42}$$

em que \mathbf{K}_k é o ganho de Kalman cuja expressão é dada por

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{S}_k^p (\sigma_n^2 \mathbf{I} + (\mathbf{S}_k^p)^H \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{S}_k^p)^{-1}. \tag{2.43}$$

A matriz de covariância do erro de estimação na etapa de filtragem é expressa por:

$$\mathbf{P}_{k|k} = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k(\mathbf{S}_k^p)^H)\mathbf{P}_{k|k-1}. \quad (2.44)$$

As expressões (2.39), (2.40), (2.42), (2.43) e (2.44) constituem as expressões do filtro de Kalman requeridas para o problema de estimação de estado. Para iniciar o processo de estimação, faz-se necessário estabelecer o estado inicial da equação de processo que geralmente é descrito por sua média e matriz de correlação (HAYKIN, 2002). Assim, na ausência símbolos observados no tempo, isto é $k = -1$, pode-se escolher a estimativa inicial predita como:

$$\hat{\mathbf{h}}_{0|-1} = \mathbb{E}\{\mathbf{h}_0\} = 0, \quad (2.45)$$

$$\mathbf{P}_{0|-1} = \mathbb{E}\{\mathbf{h}_0\mathbf{h}_0^H\} = \mathbf{R}_h. \quad (2.46)$$

Após a inicialização, calcula-se o ganho de Kalman com (2.43) e atualiza-se a estimativa $\hat{\mathbf{h}}_{k|k-1}$ usando (2.42) que rearranjando os seus termos assume a forma:

$$\hat{\mathbf{h}}_{k|k} = \hat{\mathbf{h}}_{k|k-1} + \mathbf{K}_k(\mathbf{y}_k^p - (\mathbf{S}_k^p)^H\hat{\mathbf{h}}_{k|k-1}). \quad (2.47)$$

em que o segundo termo $\mathbf{y}_k^p - (\mathbf{S}_k^p)^H\hat{\mathbf{h}}_{k|k-1}$ representa o erro na predição de \mathbf{y}_k^p a partir de $\hat{\mathbf{h}}_{k|k-1}$. Em seguida, (2.44) atualiza a matriz de covariância do erro de estimação, $\mathbf{P}_{k|k}$, incluindo a contribuição da observação atual. Por fim, concluída a etapa de filtragem, o algoritmo calcula $\hat{\mathbf{h}}_{k+1|k}$ conforme (2.39), em seguida, o erro de covariância $\mathbf{P}_{k+1|k}$ usando (2.40). O **algoritmo 2.1** descreve o processo de filtragem de Kalman. A figura 11 ilustra o funcionamento do filtro de Kalman em diagrama de blocos. Assim, uma solução ótima recursiva de mínimo erro quadrático médio é fornecida pelo filtro de Kalman baseada na descrição em espaço de estados de um sistema dinâmico linear.

Algoritmo 2.1 Filtro de Kalman

Inicialização

$$\hat{\mathbf{h}}_{0|-1} = 0 \quad \mathbf{P}_{0|-1} = \mathbf{R}_h$$

enquanto $k \geq 0$ **faça**

Filtragem

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{k|k-1}\mathbf{S}_k^p(\sigma_n^2\mathbf{I} + (\mathbf{S}_k^p)^H\mathbf{P}_{k|k-1}\mathbf{S}_k^p)^{-1}$$

$$\hat{\mathbf{h}}_{k|k} = \hat{\mathbf{h}}_{k|k-1} + \mathbf{K}_k(\mathbf{y}_k^p - (\mathbf{S}_k^p)^H\hat{\mathbf{h}}_{k|k-1})$$

$$\mathbf{P}_{k|k} = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k(\mathbf{S}_k^p)^H)\mathbf{P}_{k|k-1}$$

Predição

$$\hat{\mathbf{h}}_{k+1|k} = \alpha\hat{\mathbf{h}}_{k|k}$$

$$\mathbf{P}_{k+1|k} = \alpha^2\mathbf{P}_{k|k} + (1 - \alpha^2)\mathbf{R}_h$$

$$k = k + 1$$

fim enquanto

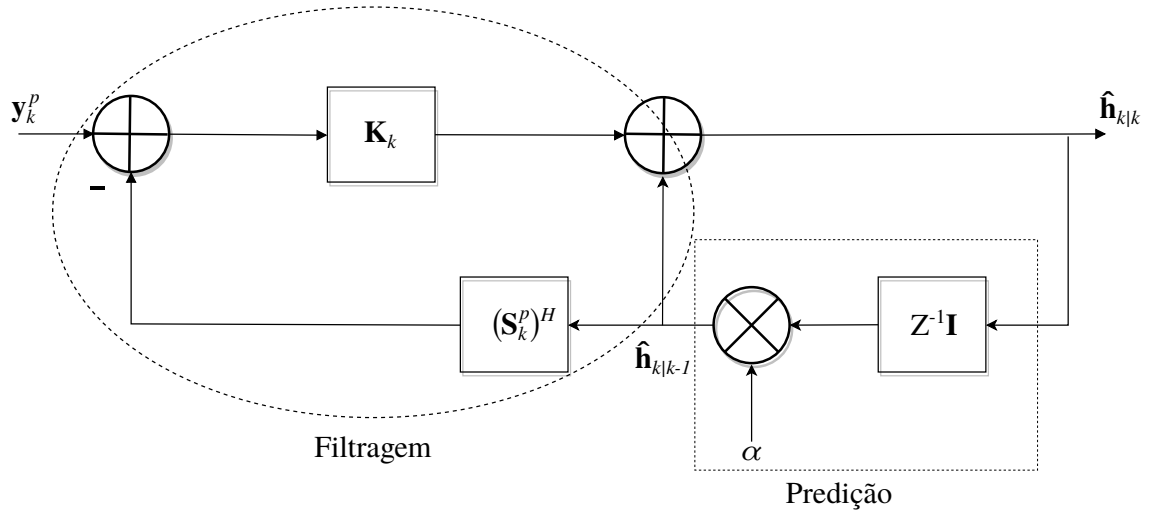


Figura 11 – Estrutura do filtro de Kalman.

2.4 Resumo do capítulo

Este capítulo apresentou os conceitos fundamentais do sistema de comunicação sem fio MIMO utilizados nesta dissertação. Primeiramente, foram apresentadas as vantagens que a tecnologia MIMO têm em relação a tecnologia SISO em um cenário de multipercursos e as linhas de pesquisas na área de processamento espaço-temporal em sistema MIMO.

Em seguida, a seção 2.2 apresentou o modelo do canal MIMO considerado neste trabalho. Nesta seção, os tipos de desvanecimento de canal foram mostrados, dando um foco maior no desvanecimento em pequena escala. Modelado por um processo AR, o canal de arranjo de múltiplas antenas deste trabalho possui desvanecimento plano e correlação espacial entre as antenas de transmissão e/ou recepção variando temporalmente de bloco a bloco.

Por fim, a seção 2.3 apresentou o método de estimação de canal assistida ou supervisionada em que se faz uso de uma sequência de símbolos pilotos conhecida na recepção. Para a estimação do canal, foi necessário primeiramente definir a estrutura do bloco de símbolos transmitidos, onde foi estabelecido o período de transmissão dos símbolos de dados e o período de transmissão dos símbolos pilotos. Com base nisto, finalmente o algoritmo adaptativo, formulado pelas expressões do filtro de Kalman, é utilizado para realizar a estimação do canal.

O próximo capítulo irá apresentar a proposta dessa dissertação com base nas estimativas de canal realizadas pelo **Algoritmo 2.1** (filtro de Kalman) e com base na técnica de pré-processamento do sinal transmitido para maximizar a SNR na recepção.

3 NOVO MÉTODO DE SELEÇÃO DE TONS PILOTO PARA MAXIMIZAÇÃO DA SNR

3.1 Introdução

A integração das técnicas de processamento espaço-temporal na tecnologia MIMO tem proporcionado implementar arranjos de antenas capazes de mudar dinamicamente as propriedades de transmissão de acordo com as características estatísticas do enlace de comunicação. Esse tipo de antena tem sido mais popularmente chamado de antenas inteligentes. Uma antena inteligente é uma antena composta por múltiplos elementos onde os sinais transmitidos ou recebidos em cada elemento da antena são combinados para ressaltar uma dada característica ou sinal de interesse no sistema de comunicações. De forma a melhorar a detecção e recepção dos dados transmitidos, as antenas inteligentes tem sido amplamente utilizadas nos atuais sistemas de comunicação digital sem fio, tais como sistemas Wi-Fi (do inglês *Wireless Fidelity*), sistemas celulares LTE-*Advanced* e sistemas WiMax. Existem duas principais formas de uso das antenas inteligentes: arranjo de antenas de múltiplos feixes comutados e arranjo de antenas adaptativas (BÖLCSKEI, 2006).

3.1.1 Arranjo de antenas de múltiplos feixes comutados

Nos arranjos de múltiplos feixes comutados, um número de feixes pré-selecionados e não sobrepostos são usados para cobrir uma determinada área. A figura 12 ilustra a resposta de cada antena para sinais com diferentes ângulos de chegada, cada diagrama corresponde a um modo de operação da antena. Esse sistema de antena calcula a intensidade do sinal recebido em cada um dos feixes e escolhe o feixe com o sinal mais forte para estabelecer a comunicação. Esse sistema tem um bom desempenho em ambientes com linha de visada. No entanto em cenários com múltiplos percursos esse sistema possui várias limitações. Uma dessas limitações é não ser capaz de prover uma proteção contra as interferências de componentes de multipercurso próximas do sinal desejado (BÖLCSKEI, 2006) (LIBERTI; RAPPAPORT, 1999).

3.1.2 Arranjo de antenas adaptativas

No caso do arranjo adaptativo, algoritmos de processamento de sinal são utilizados para ajustar dinamicamente o diagrama de radiação do arranjo para maximizar a qualidade do sinal recebido, como mostrado na figura 13. Neste caso, o formatador de feixes é adaptado de forma a acompanhar a fase e a amplitude dos sinais recebidos, que num ambiente de desvanecimento de múltiplos percursos podem mudar até várias centenas de Hertz, dependendo da frequência da portadora e da velocidade do receptor móvel. Portanto,

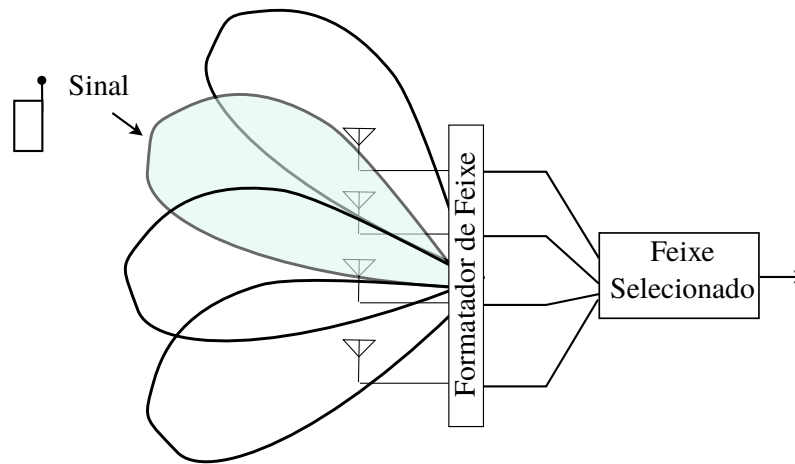


Figura 12 – Arranjo de antenas múltiplos feixes comutados.

para o sistema proporcionar uma recepção adequada, o algoritmo adaptativo deve ser capaz de ajustar o formatador de feixes a uma taxa de algumas ordens de grandeza mais rápido do que a frequência Doppler. Por este motivo, sistemas que empregam arranjo com antenas adaptativas são consideravelmente mais complexos do que os sistemas de arranjo de antenas de feixes comutados. No entanto, arranjo de antenas adaptativas tem um desempenho significativamente melhor do que o arranjo de antenas de feixes comutados, principalmente em ambientes de multipercursos onde é capaz de reduzir o problema de interferências de tais componentes (BÖLCSKEI, 2006).

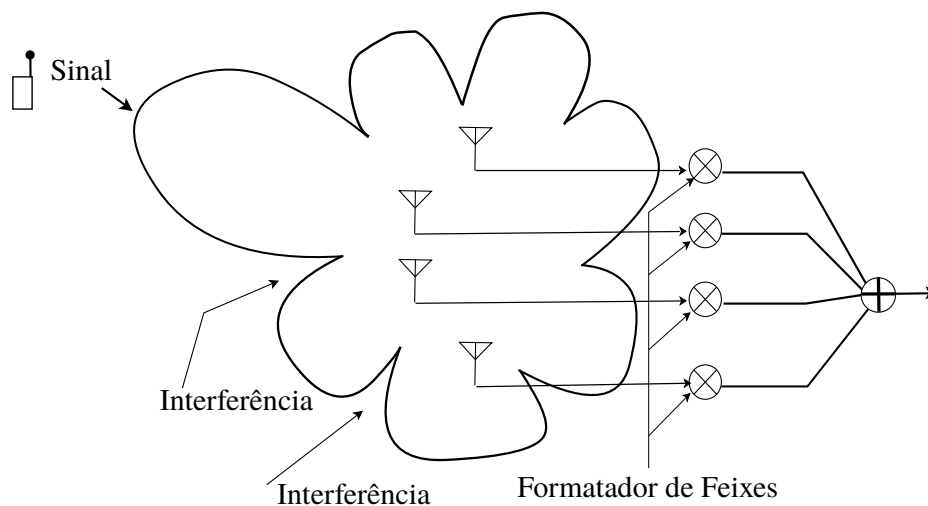


Figura 13 – Arranjo de antenas adaptativas.

3.2 Sistema adaptativo

Esta seção descreve com mais detalhes as antenas inteligentes numa estrutura de arranjo adaptativo. Por oferecer diversas vantagens tais como padrões flexíveis e rapidez de configuração, as técnicas de formatação de feixes tem sido amplamente utilizadas nas áreas de comunicações, radar, sonar, radioastronomia dentre outras. Esse tipo de sistema vem se tornando cada vez mais importante, devido a sua habilidade de explorar resultados teóricos estabelecidos na área de processamento de sinais. Como característica principal, o arranjo de antenas adaptativas implementa um sistema inteligente capaz de fazer auto ajuste crítico no enlace de comunicação, com base nas propriedades estatísticas do ambiente de propagação da onda eletromagnética. Para isto, faz-se necessário utilizar algoritmos de otimização que se ajustem à resposta de um arranjo de antenas adaptativas.

A relação sinal-ruído, SNR, é uma importante medida que determina a qualidade de recepção de um sistema de comunicação. Um sistema de comunicação sem fio apresenta um ambiente suscetível de degradação da SNR devido à inevitável presença de sinais indesejados que interferem na comunicação com o sinal de interesse. Essa degradação pode se tornar ainda maior devido ao movimento das antenas transmissoras e receptoras ou pelo movimento de objetos no enlace de comunicação. Em tal situação, um arranjo de antenas adaptativas consegue suprimir as interferências de sinais indesejados, melhorando a recepção dos sinais de interesse. Isso é possível graças aos algoritmos adaptativos que ajustam as características do arranjo, de forma a melhorar o desempenho do sistema, diminuindo a probabilidade de erro da decodificação do sinal recebido. Devido a essa capacidade de suprimir as interferências, um arranjo de antenas adaptativas se mostra bem mais vantajoso do que um arranjo de antenas convencional (MONZINGO *et al.*, 2011).

A figura 14 mostra uma estrutura básica de um arranjo de antenas adaptativas que consiste em um conjunto de N antenas, um formatador de feixes e um algoritmo adaptativo para ajustar as variáveis de peso do sistema, isto é os parâmetros w_N . O arranjo de antenas adaptativas utiliza cada um desses elementos da estrutura para atingir resultados satisfatórios no processamento de dados do sistema. O sinal recebido por cada uma das N antenas vai para um formatador de feixe, onde o sinal é primeiro multiplicado por um peso complexo e em seguida somado com todos os outros sinais ponderados para formar um sinal global adaptativo na saída do arranjo. Com base no conhecimento *a priori* das propriedades estatísticas do sinal desejado, o algoritmo adaptativo vai ajustando o sistema de acordo com o ambiente de propagação do sinal.

Assim, a chave para melhorar a qualidade de recepção do sistema está na capacidade do conhecimento de certas características do sinal desejado que o diferencia na presença de sinais interferentes não desejados. Por exemplo, se a direção de chegada (DOA, do inglês, *Direction-Of-Arrival*), a amplitude ou a fase do sinal desejado são conhecidas, então quaisquer sinais que chegam de diferentes direções, amplitudes ou fases podem

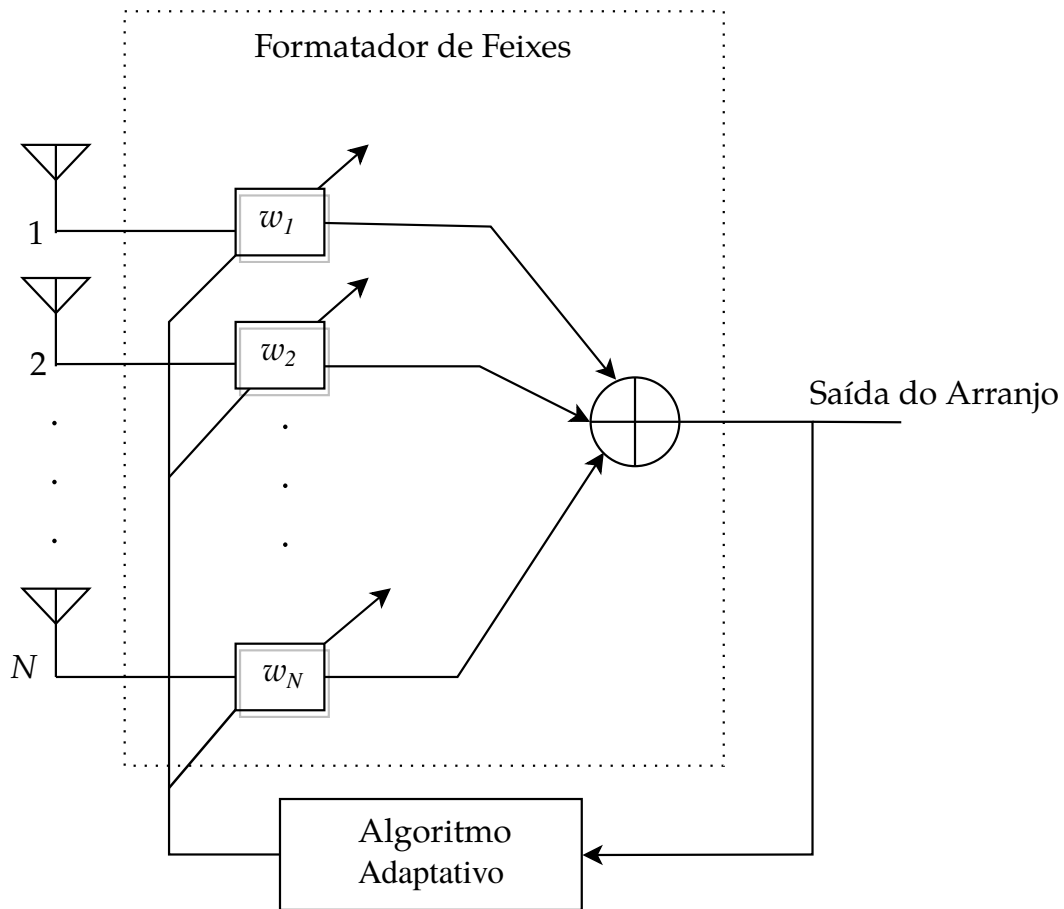


Figura 14 – Modelo básico de uma arranjo de antenas adaptativas.

ser suprimidos pelo sistema. Logo, um arranjo de antenas adaptativas busca a melhoria do sinal desejado e a supressão dos sinais interferentes para que o sistema apresente um bom desempenho, que pode ser avaliado por meio da medida da SNR na recepção. Nesse sentido, o algoritmo adaptativo deve ser projetado para atender vários requisitos de desempenho do sistema. Um desses requisitos é a velocidade de adaptação do sistema, que depende do algoritmo escolhido e das condições do ambiente de propagação do sinal. Nesse caso, a escolha deve fornecer ao sistema um tempo necessário para o arranjo de antenas adaptativas se ajustar com sucesso a uma mudança no ambiente de propagação do sinal a partir do momento em que é ligado até atingir as condições de estado estacionário. Para isto, o algoritmo adaptativo fica responsável por configurar cada variável do arranjo que, dependendo da aplicação, o mesmo é escolhido com base em uma série de fatores, tais como: a informação *a priori* disponível para o processo de adaptação e as características de desempenho a serem otimizadas (MONZINGO *et al.*, 2011).

De acordo com o cenário de comunicação considerado neste trabalho, o arranjo de antenas adaptativas é o mais adequado para ser implementado, pois melhora a qualidade do enlace de comunicação através do gerenciamento dos multipercursos (LIBERTI; RAPPAPORT, 1999). Como já discutido na seção 2.2, os efeitos de multipercursos podem

resultar no desvanecimento em pequena escala do canal, o qual pode distorcer a mensagem transmitida. O arranjo de antenas adaptativas é capaz de reduzir o impacto do multipercurso e também explorar a diversidade na comunicação. Portanto, o uso de antenas adaptativas pode oferecer um satisfatório desempenho para os sistemas de comunicação sem fio, proporcionando a maximização da SNR recebida. Mas, para isso, faz-se necessário entender como a técnica de formatação de feixes (em inglês, *beamforming*) é aplicada na transmissão. A próxima seção descreve as possíveis técnicas de *beamforming* aplicada na tecnologia de múltiplas antenas.

3.3 Técnica de formatação de feixes

Formatação de feixes ou *beamforming* geralmente é definida como um método de transmissão ou recepção que faz uso de técnicas de processamento de sinais para concentrar a energia de transmissão ou de recepção em uma certa direção. Em um projeto típico de formatação de feixes, o pré-processamento ou o pós-processamento é realizado em um arranjo de antenas de maneira em que a SNR do pós-processamento correspondente ao enlace de comunicação de interesse é maximizada (BROWN *et al.*, 2012). Logo, o conhecimento das informações do canal é fundamental para realizar tal processamento.

No caso do transmissor conhecer a fase do canal, os sinais transmitidos podem ser pré-processados de maneira que a superposição desses sinais no receptor seja construtiva. A figura 15 ilustra um possível exemplo dessa afirmação. O sinal \tilde{x} é transmitido a partir de duas antenas em que $h_1 = |h_1|e^{j\phi_1}$ é o coeficiente complexo do canal da primeira antena transmissora e $h_2 = |h_2|e^{j\phi_2}$ é o coeficiente complexo do canal da segunda antena transmissora. Com base no conhecimento da fase do canal, foi feito o alinhamento de fase na transmissão que resultou numa soma construtiva na recepção.

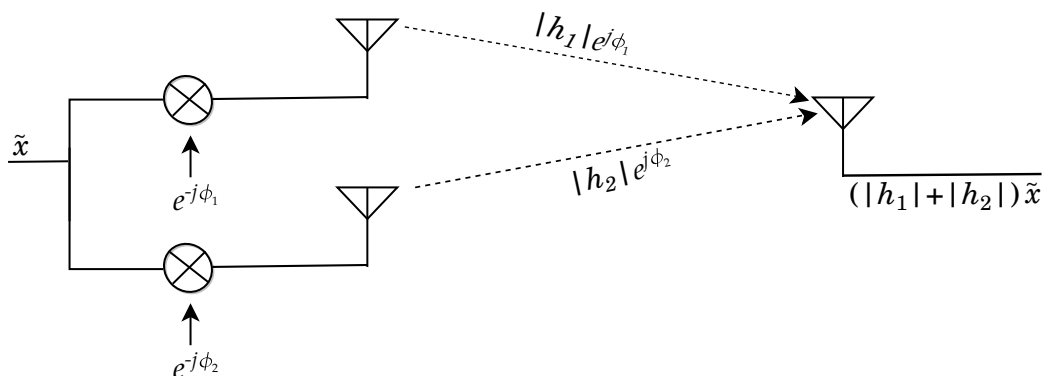


Figura 15 – Técnica de formatação de feixe.

Por outro lado, sem o pré-processamento do sinal, dependendo dos valores das fases ϕ_1 e ϕ_2 , os sinais podem se adicionar destrutivamente ou construtivamente. No caso de uma adição destrutiva, isto é, a soma resultante do sinal recebido igual a $(|h_1| - |h_2|)\tilde{x}$,

pode comprometer o desempenho do sistema, acarretando a perda da informação sem a possibilidade de recuperá-la.

Outro ponto que pode melhorar o desempenho do sistema é quando a amplitude do canal é conhecida. Isto possibilita o sistema fazer um pré-processamento do sinal, de maneira a distribuir a potência de transmissão das antenas transmissoras para maximizar a SNR no receptor.

A técnica de formação de feixes aplicada em um sistema de múltiplas antenas pode ser empregada de diferentes formas, como mostrado na figura 16. A formação de feixes pode ser aplicada não somente na extremidade de transmissão como também na extremidade de recepção ou em ambas as extremidades. Este trabalho faz uso da técnica de formação de feixes na transmissão que será melhor detalhado na próxima seção.

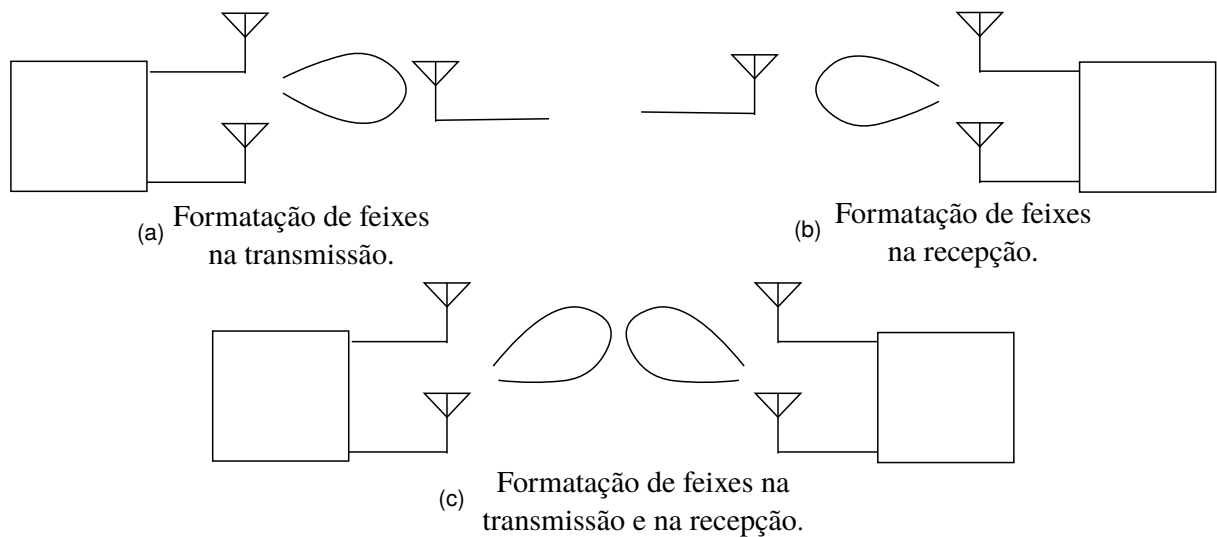


Figura 16 – Esquemas de formação de feixes.

3.4 Formação de feixes na transmissão

Considerando um caso para o modelo de sistema descrito para este trabalho em que $N_t \geq 2$ e $N_r = 1$, obtém-se um sistema de múltiplas entradas e somente uma saída chamado sistema MISO (do inglês *Multiple-Input Single-Output*) (PROAKIS; SALEHI, 2008). Neste caso, a matriz de correlação espacial do canal é formada somente pela correlação espacial entre as antenas transmissoras e a estimação do canal é realizada somente por uma antena receptora. Cada antena transmite uma versão processada do símbolo de dado denotado por d_j , como mostrado na figura 17, e w_{ij} são os elementos complexos da i -ésima antena transmissora no j -ésimo instante de tempo de símbolo de dados que compõem o vetor de peso, \mathbf{w}_j , configurado pelo algoritmo proposto para maximizar a SNR na recepção.

Logo, assumindo a estrutura do bloco de transmissão mostrada na Figura 8 e a formação de feixes com base no canal estimado (2.47), tem-se o intervalo de símbolos de

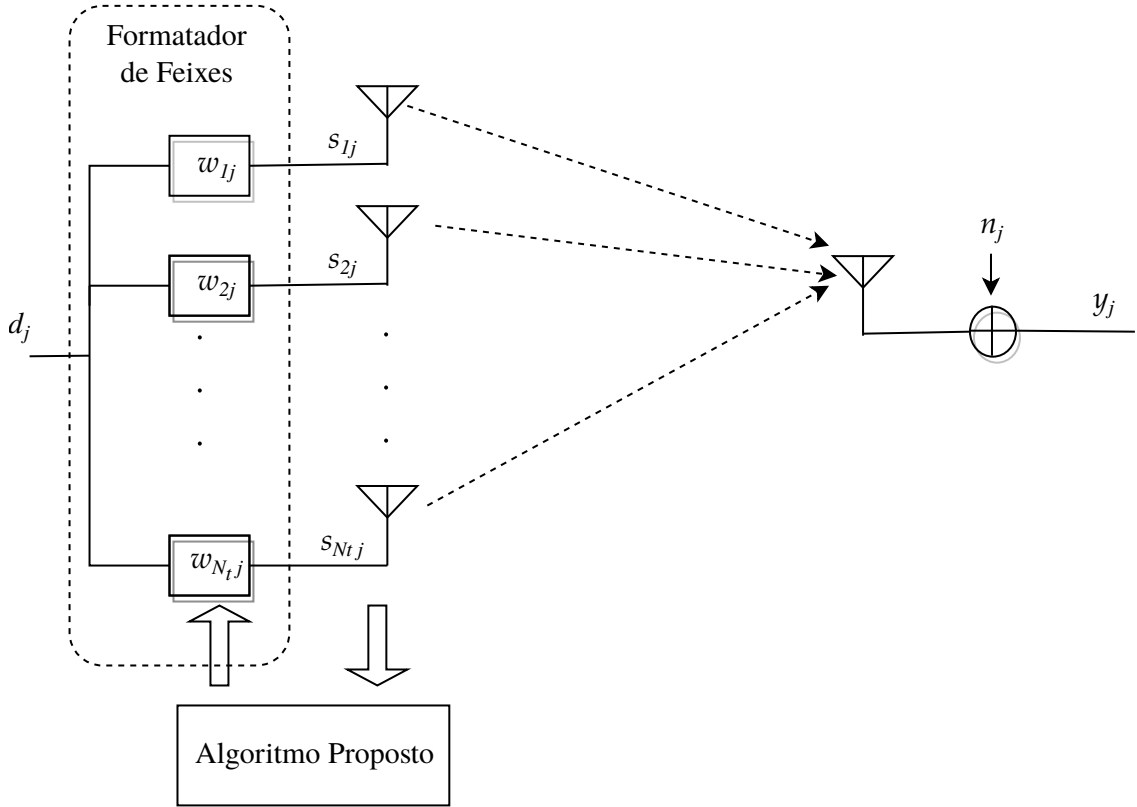


Figura 17 – Sistema MISO com formação de feixe.

dados transmitidos da seguinte forma:

$$\mathbf{s}_j = \mathbf{w}_j d_j, \quad j = kT + T_p + t, \quad t = 1, \dots, T_d, \quad (3.1)$$

em que para fazer o alinhamento do sinal transmitido em direção do canal estimado, \mathbf{w}_j é dado por (NOH *et al.*, 2014) (PROAKIS; SALEHI, 2008):

$$\mathbf{w}_j = \frac{\hat{\mathbf{h}}_{k(j)|k(j)}}{\|\hat{\mathbf{h}}_{k(j)|k(j)}\|_2}, \quad (3.2)$$

em que $k(j)$ representa o número de bloco correspondente do tempo de símbolo j . No sentido de se obter formação de feixe ótima, o algoritmo adaptativo de estimação de canal faz as estimativas do mesmo utilizando as sequências de símbolos pilotos escolhidas pelo algoritmo proposto. Assim, o sistema utiliza o canal estimado para achar um apropriado vetor de pesos, \mathbf{w}_j . Dessa forma, o vetor de peso determinado com base no método de seleção de pilotos do algoritmo proposto permitirá maximizar a qualidade do sinal recebido.

Na recepção, fazendo uso do erro da estimação do canal $\Delta \mathbf{h}_{k(j)} = \mathbf{h}_{k(j)} - \hat{\mathbf{h}}_{k(j)|k(j)}$ e da equação (2.17), obtém-se o modelo de sinal recebido no instante de tempo de símbolo j expresso como:

$$y_j = \mathbf{w}_j^H d_j \hat{\mathbf{h}}_{k(j)|k(j)} + \mathbf{w}_j^H d_j \Delta \mathbf{h}_{k(j)} + n_j, \quad (3.3)$$

em que o segundo termo $\mathbf{w}_j^H d_j \Delta \mathbf{h}_{k(j)}$ representa um ruído adicional proveniente do erro de estimação do canal.

Portanto, assumindo $\mathbb{E}\{d_j\} = 0$ e $\mathbb{E}\{|d_j|^2\} = \sigma_d^2$, a SNR recebida com base na estimação do canal é definida como (NOH *et al.*, 2014) (SO *et al.*, 2015):

$$\text{SNR}_j = \frac{\mathbf{w}_j^H \left(\hat{\mathbf{h}}_{k(j)|k(j)} \hat{\mathbf{h}}_{k(j)|k(j)}^H \right) \mathbf{w}_j}{\mathbf{w}_j^H \left(\mathbf{P}_{k(j)|k(j)} + \gamma^{-1} \mathbf{I} \right) \mathbf{w}_j}, \quad (3.4)$$

em que $\gamma = \sigma_d^2 / \sigma_n^2$ é a SNR dos símbolos de dados. No entanto, pode-se chegar a um vetor de formatação de feixe ótimo e a uma SNR recebida ótima expressa em função da SNR γ , da matriz de covariância do erro $\mathbf{P}_{k(j)|k(j)}$ e do canal estimado $\hat{\mathbf{h}}_{k(j)|k(j)}$, considerando que o posto de $\hat{\mathbf{h}}_{k(j)|k(j)} \hat{\mathbf{h}}_{k(j)|k(j)}^H$ do numerador da equação (3.4) seja igual a 1 (SO *et al.*, 2015). A partir das equações (2.47) e (2.44), percebe-se que $\hat{\mathbf{h}}_{k(j)|k(j)}$ e $\mathbf{P}_{k(j)|k(j)}$ são funções dos símbolos pilotos \mathbf{S}_k^p . Logo, a SNR recebida ótima pode ser definida em função dos símbolos pilotos, como (SO *et al.*, 2015):

$$\begin{aligned} \text{SNR}_k^* &= \left(\hat{\mathbf{h}}_{k|k-1} + \mathbf{K}_k (\mathbf{y}_k^p - (\mathbf{S}_k^p)^H \hat{\mathbf{h}}_{k|k-1}) \right)^H \left((\mathbf{I} - \mathbf{K}_k (\mathbf{S}_k^p)^H) \mathbf{P}_{k|k-1} \right. \\ &\quad \left. + \gamma^{-1} \mathbf{I} \right)^{-1} \left(\hat{\mathbf{h}}_{k|k-1} + \mathbf{K}_k (\mathbf{y}_k^p - (\mathbf{S}_k^p)^H \hat{\mathbf{h}}_{k|k-1}) \right). \end{aligned} \quad (3.5)$$

A notação para SNR_k^* é usada pois a SNR recebida ótima é a mesma para todos os símbolos pertencentes ao k -ésimo bloco transmitido.

3.5 Algoritmo proposto

A proposta desse trabalho é encontrar as sequências de símbolos pilotos \mathbf{S}_k^p que maximizem a SNR_k^* . Para isso, foi desenvolvido um algoritmo que busca as sequências de símbolos pilotos que geram as melhores SNR_k^* . O algoritmo faz a busca dessas sequências a partir de uma matriz (DFT, do inglês *Discrete Fourier Transform*) de ordem N_t , definida como (GOLUB; LOAN, 1996):

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & g & g^2 & g^3 & \cdots & g^{N_t-1} \\ 1 & g^2 & g^4 & g^6 & \cdots & g^{2(N_t-1)} \\ 1 & g^3 & g^6 & g^9 & \cdots & g^{3(N_t-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & g^{N_t-1} & g^{2(N_t-1)} & g^{3(N_t-1)} & \cdots & g^{(N_t-1)(N_t-1)} \end{bmatrix}, \quad (3.6)$$

em que

$$g = e^{-j2\pi/N_t} = \cos(2\pi/N_t) - j \sin(2\pi/N_t). \quad (3.7)$$

Assumindo $\mathbf{g}_c[l]$ o vetor de símbolos pilotos de dimensão $N_t \times 1$ que representa a sequência de pilotos da l -ésima linha de cada coluna da matriz \mathbf{G} , $l = 1, 2, \dots, N_t$, dadas as informações estatísticas do canal, α e \mathbf{R}_h , SNR γ , e o período de símbolos pilotos T_p , o algoritmo proposto retorna ao sistema os índices das colunas da matriz \mathbf{G} que

contém as melhores sequências de pilotos que maximizam a SNR recebida e vão formar a matriz de símbolos pilotos \mathbf{S}_k^p . Com base nesses parâmetros fornecidos pelo sistema: \mathbf{G} , α , \mathbf{R}_h , γ , T_p e N_t , assumindo $T_p \leq N_t$, o algoritmo faz a estimação do canal para cada sequência de símbolos pilotos $\mathbf{g}_c[l]$ e calcula a SNR recebida utilizando a equação (3.5) para fazer um comparativo das sequências de símbolos pilotos que tiveram as melhores SNRs recebidas. A partir dos resultados das SNRs, o algoritmo seleciona as sequências de pilotos que maximizam a SNR. Um resumo do funcionamento deste algoritmo é apresentado na seguinte tabela. Em diagrama de blocos, a figura 18 descreve o funcionamento do algoritmo proposto.

Algoritmo Proposto

Parâmetros Requeridos (\mathbf{G} , α , \mathbf{R}_h , γ , T_p , N_t)

$c = 1$ $\text{Ind} = 1$

enquanto $c \leq N_t$ **faça**

Seleciona a coluna

$\mathbf{g}_c[l] = \mathbf{G}(:, c)$

Estima $\hat{\mathbf{h}}_{k|k}$

Algoritmo 2.1 Filtro de Kalman

Calcula a SNR recebida

$\text{SNR}_k^*(\mathbf{g}_c^p[l])$

$c = c + 1$

fim enquanto

enquanto $\text{Ind} \leq T_p$ **faça**

Escolhe a coluna de maior SNR

$\text{Indices}(\text{Ind}) = c$

$\text{SNR}_k^*(c) = \text{null}$

$\text{Ind} = \text{Ind} + 1$

fim enquanto

Retorna ao sistema a localização das melhores sequências pilotos: Indices.

Em termos de simplicidade para a realização do cálculo computacional, o algoritmo buscou as melhores sequências de pilotos para compor o período de símbolo pilotos T_p , ilustrado na figura 8, calculando a SNR para cada uma das sequências $\mathbf{g}_c[l]$ e depois verificando qual a sequência que forneceu a maior SNR, em vez de comparar de T_p em T_p . Caso fosse em T_p , resultaria em um maior número de realizações de cálculos comparativos devido às diversas combinações que as sequências de pilotos da matriz \mathbf{G} poderiam gerar.

Exemplo: Considerando $N_t = 16$ e $T_p = 3$, o algoritmo proposto irá selecionar as melhores seqüências a partir de uma matriz \mathbf{G} de ordem 16. Neste caso para cada uma das 16 seqüências de símbolos pilotos selecionadas, uma SNR será calculada, resultando num total de 16 SNRs a serem comparadas.

Por outro lado, se a seleção fosse de T_p em T_p , o algoritmo teria que agrupar três seqüências de pilotos $\mathbf{g}_c[l]$ da matriz \mathbf{G} e calcular para cada um desses agrupamentos uma SNR para depois verificar qual agrupamento forneceu a maior SNR. Logo, a quantidade de SNRs geradas seria uma análise combinatória igual a

$$C_{16,3} = \frac{16!}{3!(16-3)!} = 560, \quad (3.8)$$

consequentemente haveria mais cálculos comparativos.

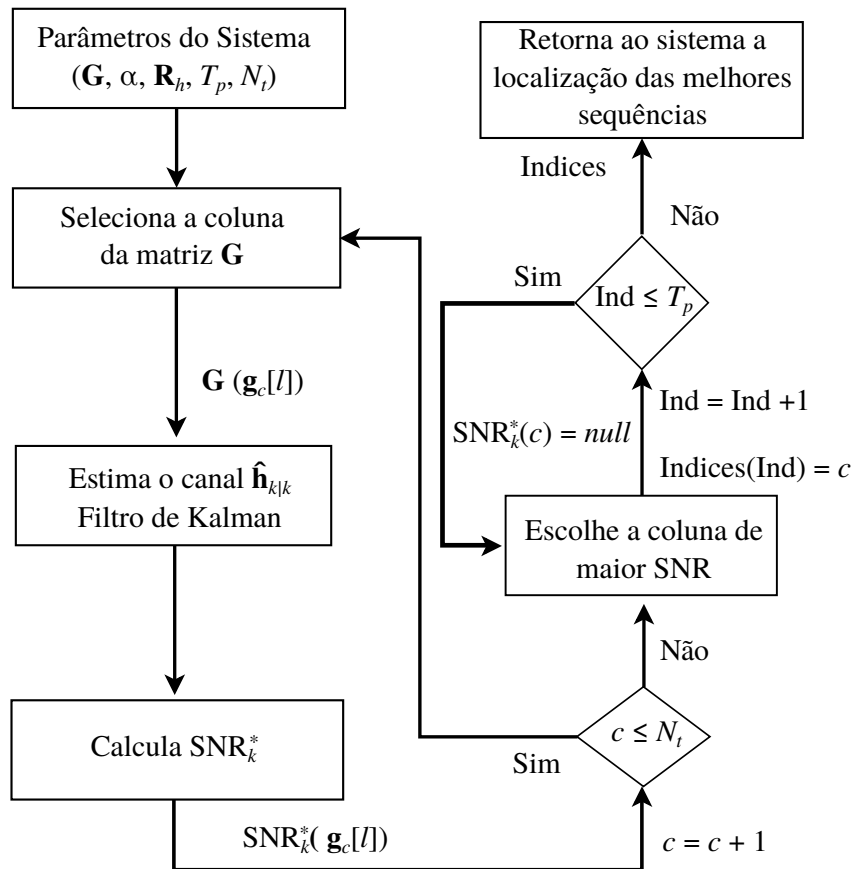


Figura 18 – Diagrama de blocos do algoritmo proposto.

3.6 Resumo do capítulo

Inicialmente, este capítulo apresentou duas formas de uso das antenas inteligentes: arranjo de antenas de múltiplos feixes comutados e arranjo de antenas adaptativas. De forma mais detalhada, o capítulo focou no arranjo de antenas adaptativas, apresentando

os conceitos fundamentais de um sistema de comunicação adaptativo. Logo, foram apresentadas as principais vantagens de um arranjo de antenas adaptativas em relação a um arranjo de antenas convencionais, quando aplicado em um sistema de comunicação móvel.

Em seguida, foi apresentada a técnica de formatação de feixes e os tipos de esquemas de formatação de feixes em um sistema de múltiplas antenas. A seção 3.4 apresentou com mais detalhes a formatação de feixes na transmissão, ilustrada na figura 17, e a SNR recebida ótima expressa em 3.5.

Por fim, a seção 3.5 apresentou o algoritmo proposto desta dissertação para fazer as seleções das melhores sequências de símbolos pilotos que maximizam a SNR recebida. Nesse sentido, o algoritmo proposto é o fator principal para determinar o vetor de peso ótimo, utilizado no pré-processamento do sinal transmitido para melhorar o desempenho do sistema. Assim sendo, o próximo capítulo apresenta os resultados das simulações computacionais do desempenho do método de seleção proposto.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

4.1 Introdução

Com base nos conceitos apresentados ao longo desta dissertação, este capítulo mostra alguns resultados de simulação computacional sobre diferentes cenários de um sistema MISO. Para os cenários a seguir, considerou-se 2GHz como frequência da portadora, $100\mu\text{s}$ de duração de símbolo T_s com uma velocidade móvel $v = 3\text{km/h}$, resultando no valor do coeficiente de correlação temporal $\alpha = 0,9997$ (SO *et al.*, 2015). Para a correlação espacial do canal, foi adotado o modelo de correlação exponencial dado por (SO *et al.*, 2015):

$$\mathbf{R}_h(i, j) = r^{2|i-j|}, \quad (4.1)$$

em que $r = 0,9$ é o coeficiente de correlação entre dois elementos de antenas adjacentes. De acordo com a figura 8, cada bloco transmitido tem um tamanho $T = 10$, em que os primeiros símbolos a serem transmitidos são os pilotos e em seguida os símbolos de dados. A SNR do símbolo piloto definida como $\sigma_p^2/\sigma_w^2 = \gamma_p$ tem o mesmo valor da SNR do símbolo de dados, $\gamma_p = \gamma = 10$ dB.

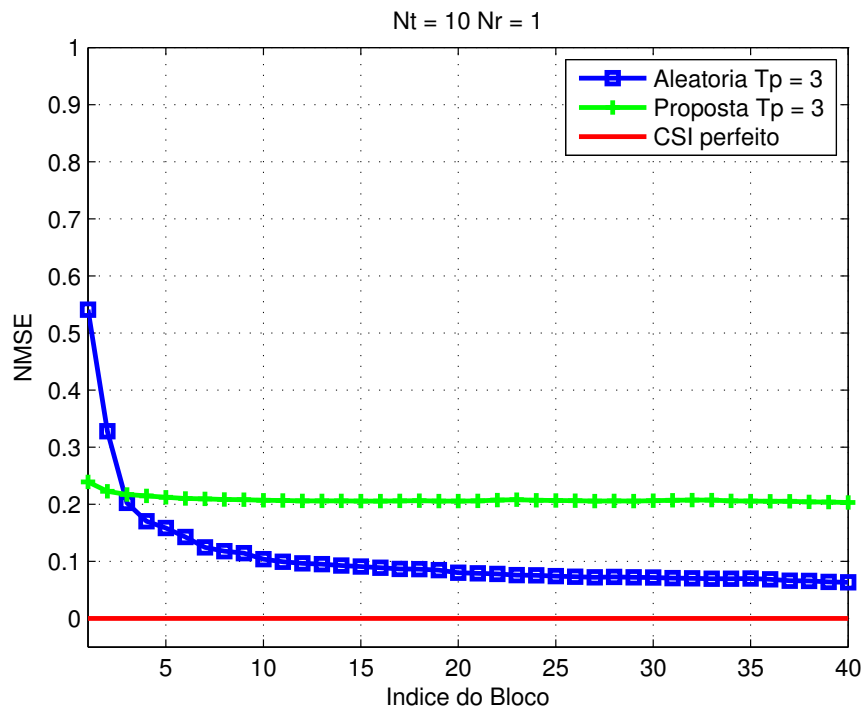
Os resultados foram obtidos a partir das simulações do processo de canal com intervalo de 40 blocos. O mesmo canal no instante de período de cada bloco é estimado utilizando o método proposto de seleção de símbolos pilotos e como um referencial de comparação o método padrão de símbolos pilotos aleatório (SO *et al.*, 2015).

O erro médio quadrático normalizado (NMSE, do inglês *Normalized Mean Square Error*) e a média da SNR recebida foram calculadas computacionalmente através da realização de 100 experimentos, cada um composto pela transmissão e recepção de 40 blocos de símbolos transmitidos. A expressão do NMSE é dada por (SO *et al.*, 2015):

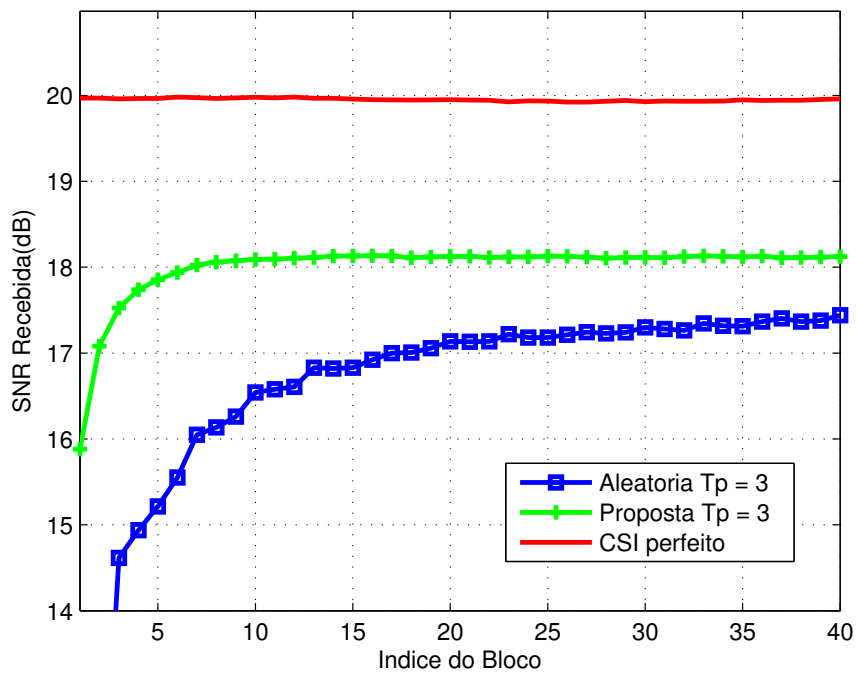
$$\text{NMSE} = \frac{\|\mathbf{h}_k - \hat{\mathbf{h}}_{k|k}\|^2}{\|\mathbf{h}_k\|^2}. \quad (4.2)$$

O primeiro cenário apresenta um sistema MISO com 10 antenas transmissoras para duas configurações de período de símbolo piloto: $T_p = 3$ e $T_p = 5$. Para o segundo cenário, foi adotado um sistema MISO com 20 antenas transmissoras para um período de símbolo piloto, $T_p = 3$ e $T_p = 5$.

4.2 Cenário 1: Sistema MISO 10×1 para $T_p = 3$



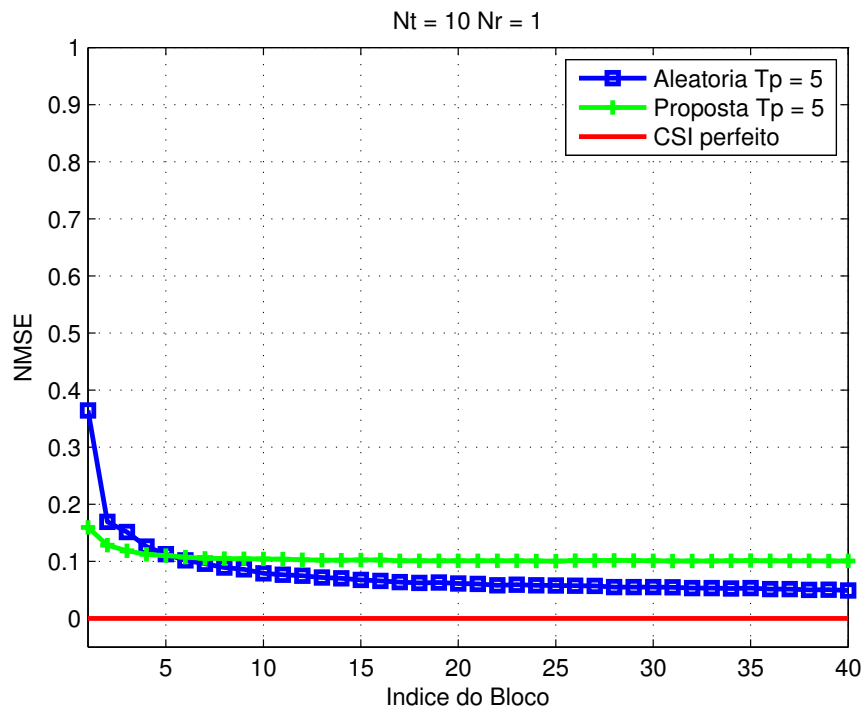
(a) NMSE em relação ao índice de blocos.



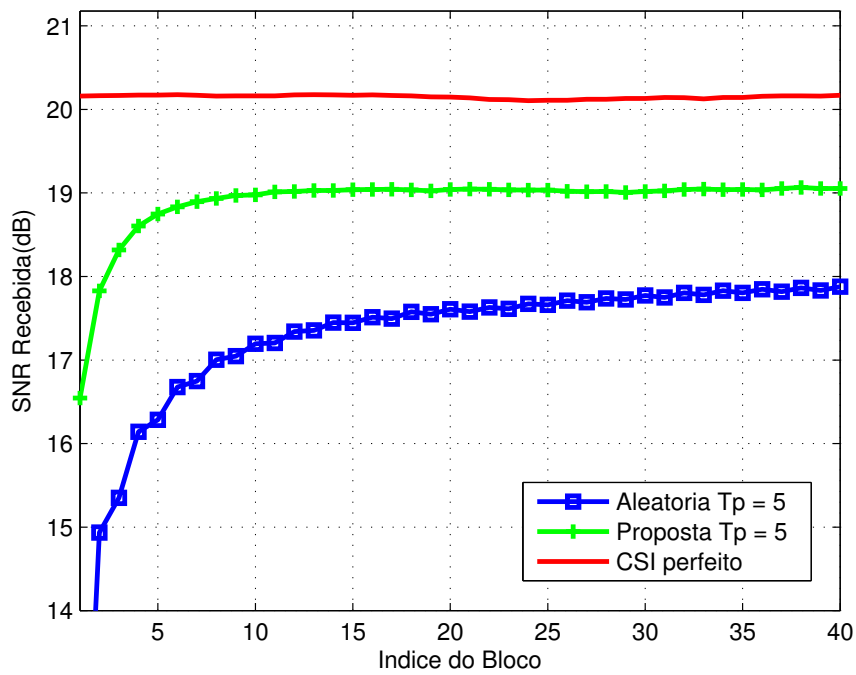
(b) SNR recebida em relação ao índice de blocos.

Figura 19 – Comparativo entre o método de seleção proposto e o método de seleção aleatório com $T_p = 3$ para $N_t = 10$ e $N_r = 1$.

4.3 Cenário 1: Sistema MISO 10×1 para $T_p = 5$



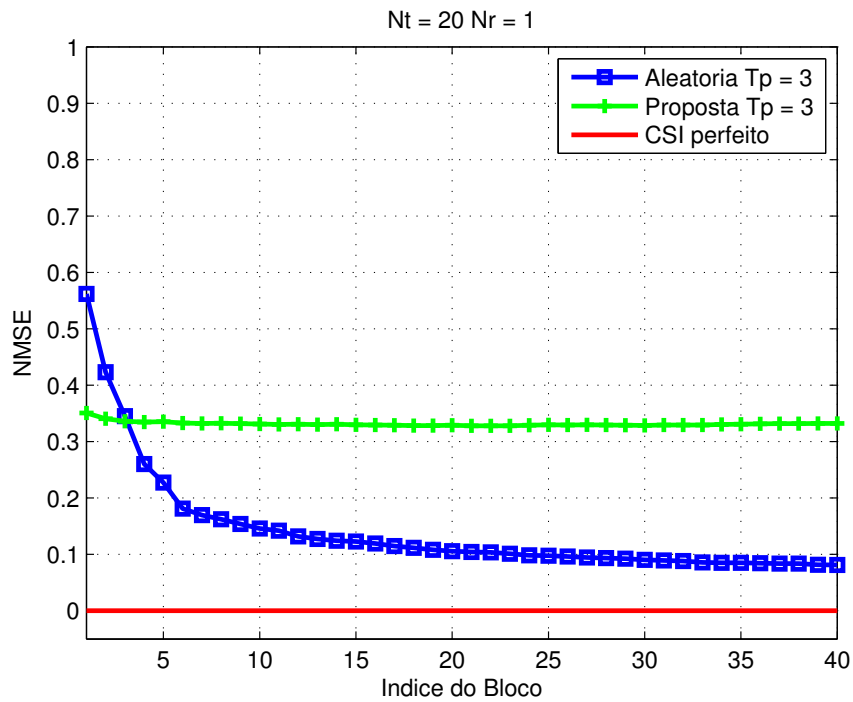
(a) NMSE em relação ao índice de blocos.



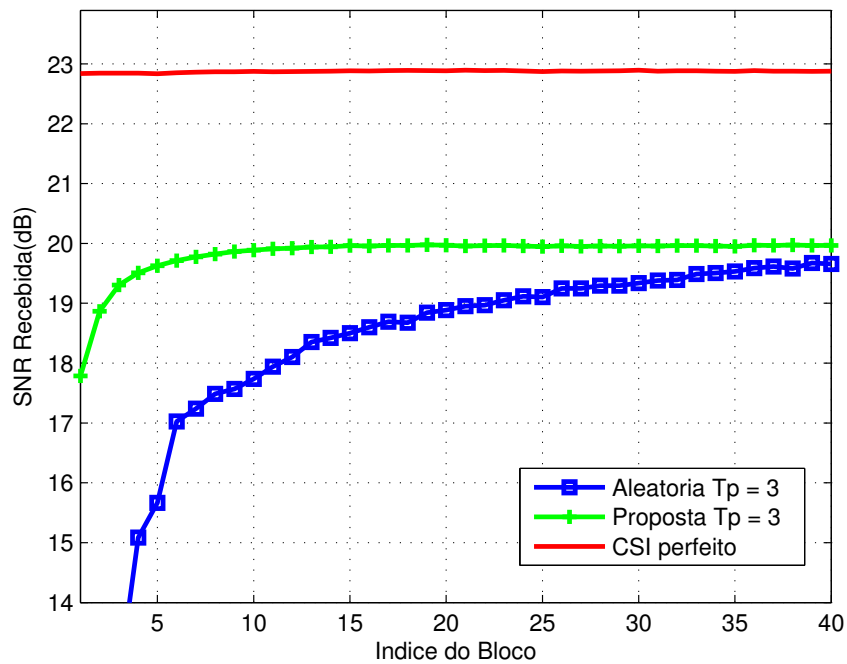
(b) SNR recebida em relação ao índice de blocos.

Figura 20 – Comparativo entre o método de seleção proposto e o método de seleção aleatório com $T_p = 5$ para $N_t = 10$ e $N_r = 1$.

4.4 Cenário 2: Sistema MISO 20×1 para $T_p = 3$



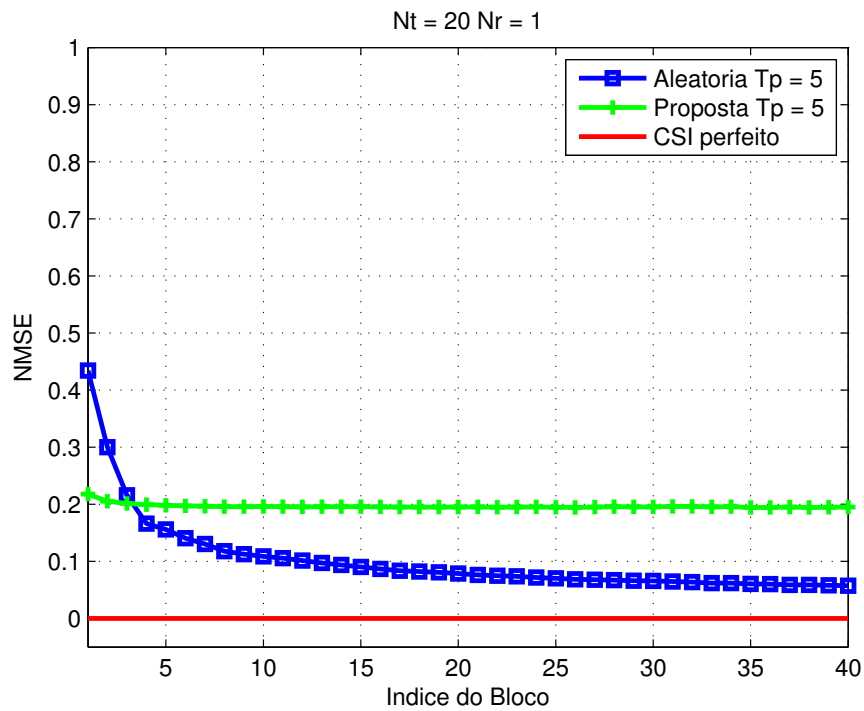
(a) NMSE em relação ao índice de blocos.



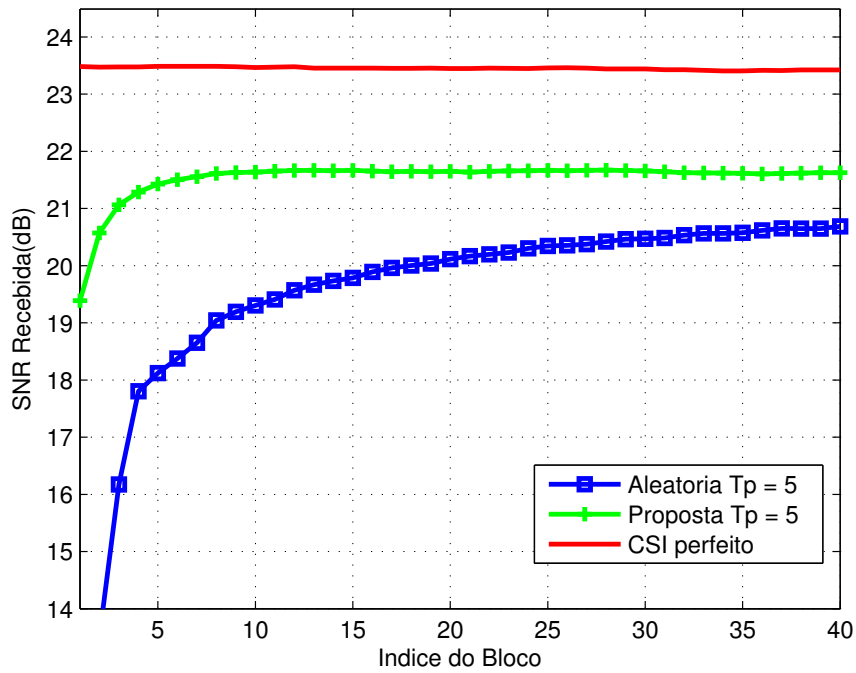
(b) SNR recebida em relação ao índice de blocos.

Figura 21 – Comparativo entre o método de seleção proposto e o método de seleção aleatório com $T_p = 3$ para $N_t = 20$ e $N_r = 1$.

4.5 Cenário 2: Sistema MISO 20×1 para $T_p = 5$



(a) NMSE em relação ao índice de blocos.



(b) SNR recebida em relação ao índice de blocos.

Figura 22 – Comparativo entre o método de seleção proposto e o método de seleção aleatório com $T_p = 5$ para $N_t = 20$ e $N_r = 1$.

4.6 Análise e discussão dos resultados

Os resultados das simulações nas figuras 19, 20, 21 e 22 mostram o comportamento das curvas de NMSE e da SNR recebida realizadas pelo filtro de Kalman ótimo associado com o correspondente método de seleção de pilotos utilizado. Como pode ser visto nestas figuras, o método de seleção de pilotos proposto forneceu um desempenho mais satisfatório do que o método de seleção de pilotos aleatório em termos de SNR recebida.

No primeiro cenário com $T_p = 3$, ilustrado na figura 19, o método proposto atinge aproximadamente uma SNR recebida de 18 dB para um estágio de bloco igual a dez, enquanto que para este mesmo estágio de bloco o método aleatório alcança, aproximadamente, uma SNR recebida entre 16 dB a 17 dB. Isso se explica devido ao algoritmo proposto na seção 3.5 ter a capacidade de selecionar as sequências de símbolos pilotos que apresentam as melhores SNRs recebidas, fornecendo assim uma SNR recebida melhor do que a referência (método de seleção aleatório). Como esperado, percebe-se que o NMSE diminui à medida que o índice de bloco vai aumentando. Isto mostra a habilidade que o algoritmo estimador Kalman tem de refinar as estimativas de canal durante o período de observações. A curva de NMSE do método proposto mostra uma rápida convergência logo nos primeiros estágios de rastreamento do canal em relação ao NMSE do método aleatório, porém a performance do NMSE do método aleatório se mostra bem melhor. Isto acontece porque o algoritmo proposto não considerou, na seleção dos pilotos, a minimização no erro de estimação quadrático.

Ainda no mesmo cenário, alterando o período de símbolos pilotos para $T_p = 5$, tem-se na figura 20 o desempenho do método de seleção proposto melhorado em relação a simulação anterior com $T_p = 3$. Nesta figura, o método de seleção proposto apresentou um desempenho de NMSE aproximadamente igual ao método de seleção aleatório. Isto acontece devido o filtro de Kalman ter a sua disposição mais sequências de símbolos pilotos, favorecendo a melhoraria da qualidade das estimativas do canal, e devido as sequências de símbolos pilotos escolhidas pelo algoritmo proposto apresentar na estimação um erro médio quadrático aproximado ao erro médio quadrático de estimação do método de seleção aleatório. Conseqüentemente, o aumento do período de pilotos, proporciona um desempenho de SNR recebida melhor. Por exemplo, isso pode ser visto no estágio de bloco dez do item (b) da figura 20 que apresenta um aumento de aproximadamente 1 dB em relação a este mesmo estágio de bloco da figura 19. Comparando o desempenho da SNR recebida do método de seleção proposto com o do método de seleção aleatório na figura 20, percebe-se que o desempenho do método proposto foi significativamente melhor em relação aos resultados de SNR recebida apresentados no item (b) da figura 19. Este comportamento é esperado, pois o algoritmo proposto pôde oferecer ao sistema mais sequências de símbolos pilotos que maximizam a SNR recebida.

No segundo cenário, a curva de NMSE do método de seleção proposto no item (a)

das figuras 21 e 22, apresenta um desempenho não muito satisfatório em relação ao método aleatório, sendo o pior caso no período de símbolos pilotos com $T_p = 3$. Isso acontece devido nesse cenário ter o dobro de números de antenas transmissoras, se comparado ao cenário anterior e devido o algoritmo proposto não ter sido projetado para minimizar o erro de estimação quadrático. Logo, devido ao aumento do número de antenas transmissoras, a estimação de canal realizada pelo filtro de Kalman se torna mais difícil, aumentando o erro de estimação. No entanto, observa-se no item (b) das figuras 21 e 22 que o método proposto ainda mantém um desempenho melhor do que o método aleatório em termos de SNR recebida, chegando a alcançar uma SNR recebida de 20 dB para $T_p = 3$ e uma SNR de aproximadamente 22 dB para $T_p = 5$. Esse aumento se explica devido o aumento do número de antenas na transmissão que proporcionou um ganho maior de SNR.

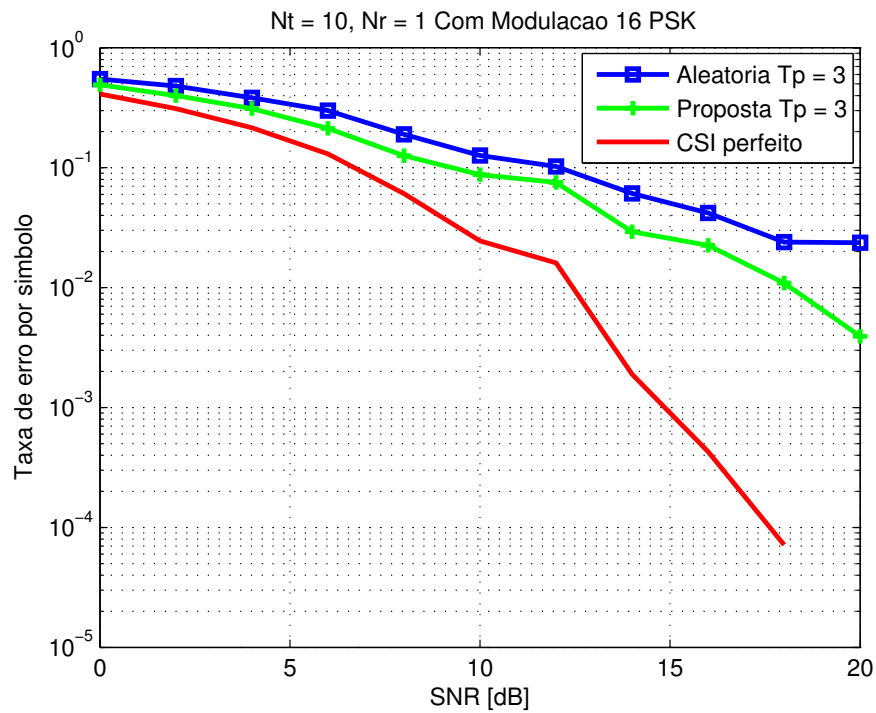
4.7 Análise das taxas de erro de símbolo

Nesta seção, serão apresentados os resultados de simulações da taxa de erro de símbolo (SER, do inglês *Symbol Error Rate*) para ilustrar o desempenho entre o método de seleção de símbolos pilotos proposto e o método de seleção de símbolos pilotos aleatório. Os resultados de SER correspondem a médias de 100 realizações do canal, em que para cada realização foi simulada a transmissão de 40 blocos de símbolos. Para cada bloco contendo um período de símbolos pilotos $T_p = 3$, tem-se um período de símbolos de dados $T_d = 7$. Equivalentemente, para cada bloco contendo um período de símbolos pilotos $T_p = 5$, tem-se um período de símbolos de dados $T_d = 5$.

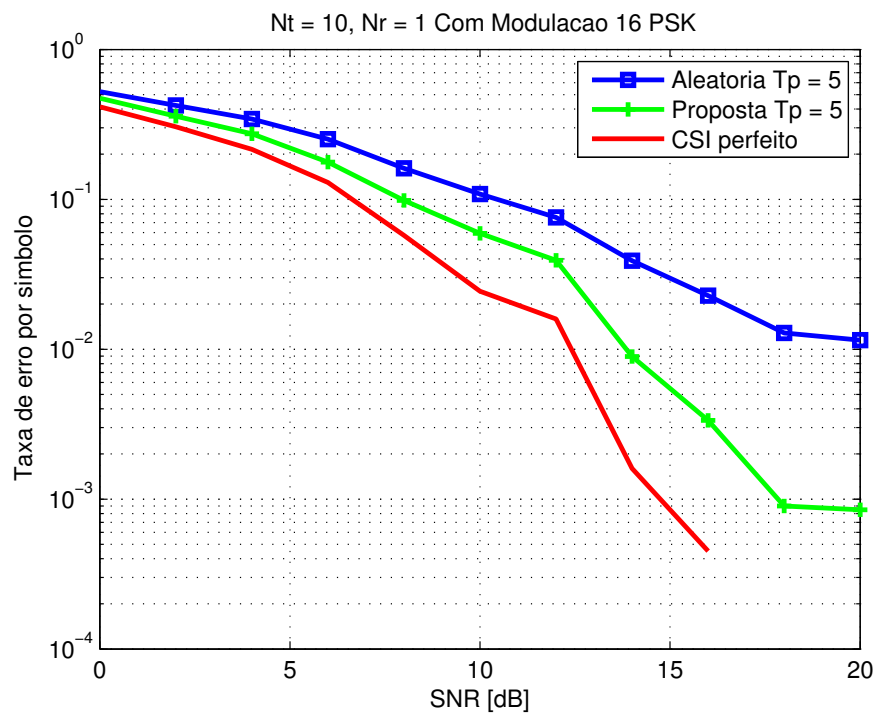
Como demonstrado na seção anterior, o método de seleção proposto tem um desempenho de SNR recebida melhor do que o método de seleção aleatório. Para verificar o efeito deste fato na SER, simulou-se a transmissão de símbolos 16-PSK nos dois cenários considerados do presente capítulo. As figuras 23 e 24 mostram as curvas de SER produzidas pelos dois métodos de seleção de símbolos pilotos em questão. Também é mostrada a curva de SER com o conhecimento perfeito do canal. Destas figuras, percebe-se que o método de seleção proposto tem um desempenho de SER melhor em relação ao método de seleção aleatório para os dois valores de T_p considerados. Este desempenho se mostrou mais significativo para um período de símbolos $T_p = 5$. Isto significa que a habilidade do algoritmo proposto tem de selecionar os pilotos que maximizam a SNR na recepção irá resultar em menor probabilidade de erros de dados.

Para verificar o comportamento da curva da SNR recebida do método de seleção de pilotos proposto em relação ao do método de seleção aleatório para uma velocidade móvel mais alta, a próxima seção apresenta os resultados de simulações realizadas no mesmo sistema de comunicação sem fio MISO usado na seção 4.5, porém com valor de velocidade móvel $v = 10\text{km/h}$.

4.7.1 Taxas de erro de símbolo no cenário 1: Sistema MISO 10×1



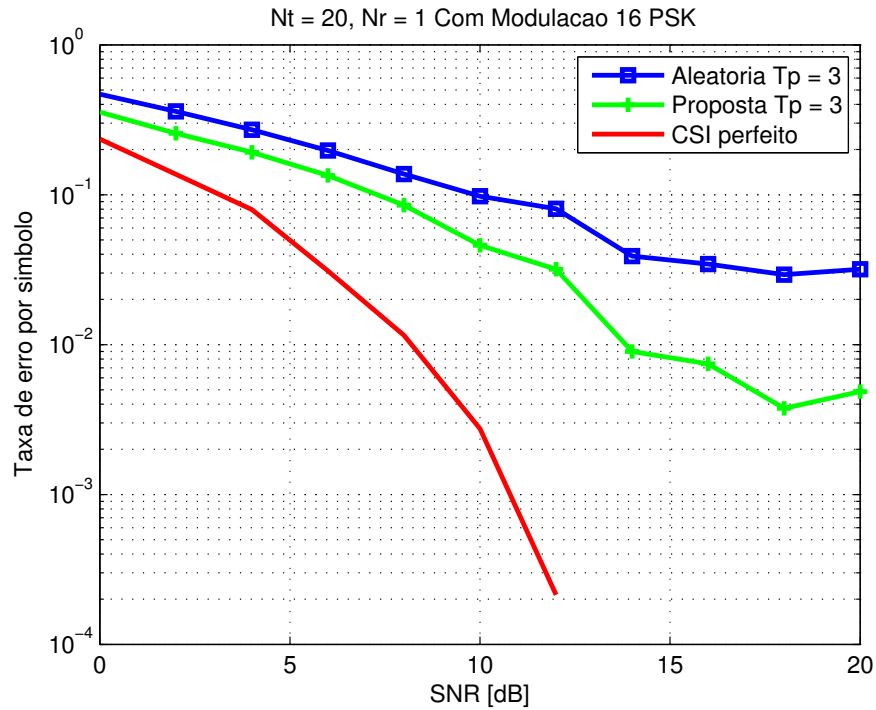
(a) SER para $T_p = 3$.



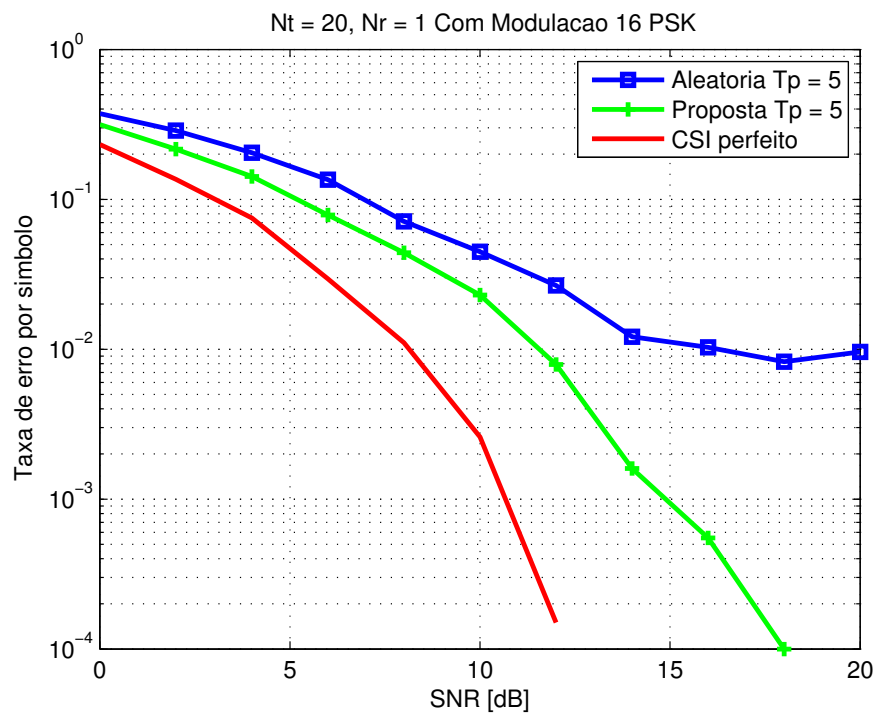
(b) SER para $T_p = 5$.

Figura 23 – Comparativo de SER entre o método de seleção proposto e o método de seleção aleatório para $N_t = 10$ e $N_r = 1$.

4.7.2 Taxas de erro de símbolo no cenário 2: Sistema MISO 20×1



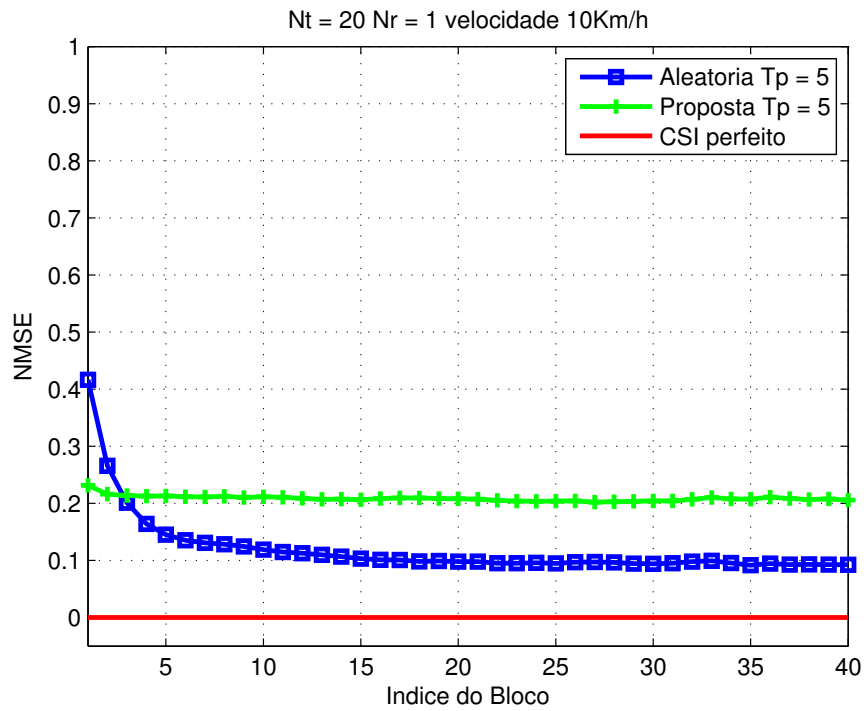
(a) SER para $T_p = 3$.



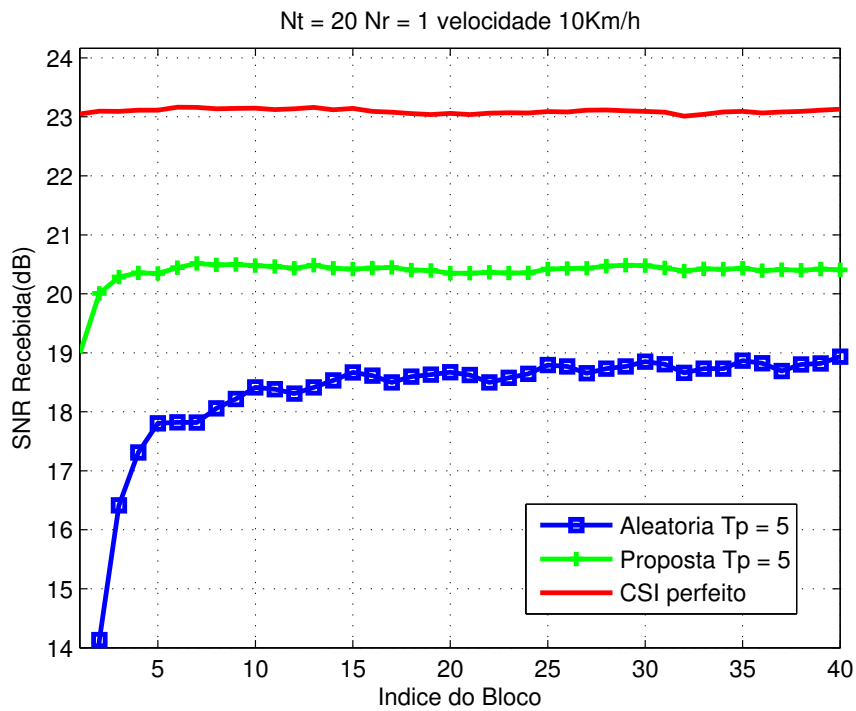
(b) SER para $T_p = 5$.

Figura 24 – Comparativo de SER entre o método de seleção proposto e o método de seleção aleatório para $N_t = 20$ e $N_r = 1$.

4.8 Sistema MISO 20×1 para velocidade móvel de 10km/h



(a) NMSE em relação ao índice de blocos.



(b) SNR recebida em relação ao índice de blocos.

Figura 25 – Comparativo entre o método de seleção proposto e o método de seleção aleatório com $v = 10\text{km/h}$ para $N_t = 20$ e $N_r = 1$.

A figura 25 apresenta o comportamento das curvas de NMSE e da SNR recebida do método de seleção de símbolos pilotos proposto e do método de símbolos pilotos aleatório. Para uma velocidade móvel $v = 10\text{km/h}$, resultando no valor de coeficiente de correlação temporal $\alpha = 0,9966$, o método de seleção proposto mantém o seu bom desempenho em relação ao método de seleção aleatório em termos de SNR recebida. No entanto, se comparado com a curva de SNR recebida no item (b) da figura 22, percebe-se que o método de seleção proposto teve uma degradação de aproximadamente 1dB do seu desempenho. Isto se explica devido aumento da velocidade que resultou em maiores variações do canal, dificultando o rastreamento dos coeficientes do canal. Em termos de NMSE, o desempenho do método de seleção proposto se mantém inferior ao do método de seleção aleatório.

Verificando o efeito do aumento da velocidade na taxa de erro de símbolos, pode-se observar na figura 26 que a curva de SER do método de seleção proposto apresenta resultados mais satisfatórios do que a curva de SER do método de seleção aleatório. Esses resultados refletem o desempenho de SNR recebida alcançado pelo método de seleção proposto no item (b) da figura 25. No entanto, se comparar o comportamento da curva de SER do método proposto no item (b) da figura 24 com a sua curva de SER da figura 26, é possível observar o efeito da degradação de desempenho causado pelo aumento da velocidade.

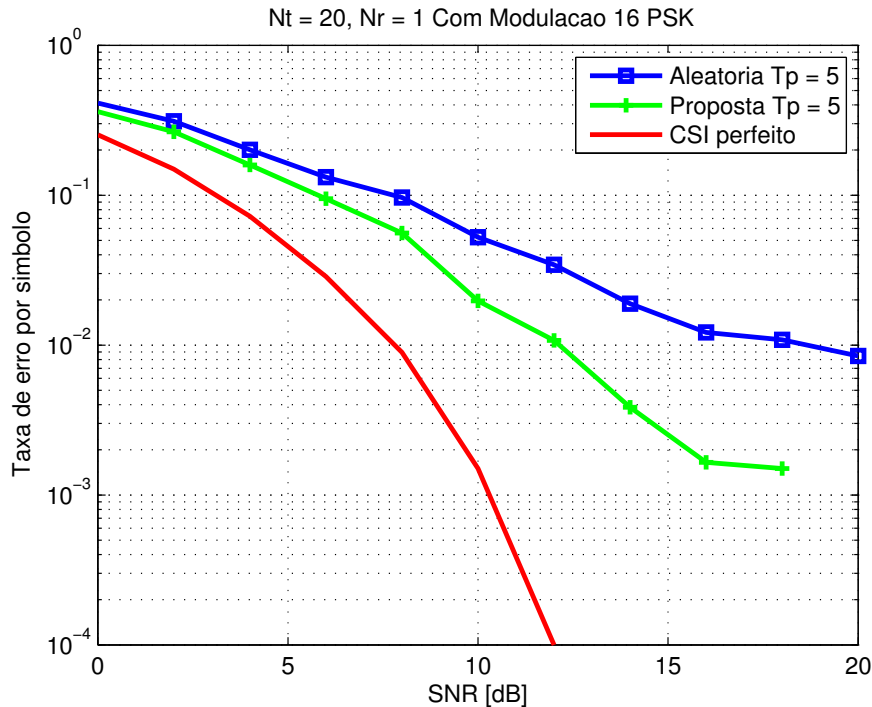


Figura 26 – Comparativo de SER entre o método de seleção proposto e o método de seleção aleatório com $v = 10\text{km/h}$ para $N_t = 20$ e $N_r = 1$.

4.9 Resumo do capítulo

Este capítulo apresentou os resultados de simulação para dois cenários de sistema MISO: um arranjo com 10 antenas transmissoras e outro arranjo com 20 antenas transmissoras. Cada cenário foi configurado com dois períodos de símbolos pilotos: $T_p = 3$ e $T_p = 5$. Os resultados de NMSE feito pelo filtro de Kalman e os resultados de SNR recebida mostraram a diferença de desempenho do método de seleção de pilotos proposto e do método de seleção de pilotos aleatório. Na seção 4.8, foi feita uma análise comparativa dos resultados obtidos pelos os dois métodos de seleção de símbolos pilotos em questão no cenário de comunicação sem fio MISO com 20 antenas transmissoras para uma velocidade móvel de 10km/h. Os resultados de simulação de SER das figuras 23, 24 e 26 mostraram que o método de seleção de símbolos pilotos proposto tem um desempenho melhor do que o método de seleção de símbolos pilotos aleatório.

O próximo capítulo apresenta algumas conclusões e perspectivas concernente às análises feitas do comparativo de desempenho entre o método de seleção proposto e o método de seleção aleatório.

5 CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS

Este trabalho mostrou uma técnica de pré-processamento dos sinais transmitidos em um sistema de comunicação sem fio de múltiplas antenas para maximização da SNR recebida. Considerando a técnica de formatação de feixes e os conceitos fundamentais de um sistema adaptativo, foi feita a implementação de um algoritmo responsável por selecionar as melhores sequências de símbolos pilotos que maximizam a SNR. O algoritmo proposto foi desenvolvido a partir das equações do filtro de Kalman sobre um modelo de canal Gauss-Markov. Dois esquemas de sistema MISO e duas configurações de período de símbolos pilotos foram utilizados nas simulações computacionais.

Para os parâmetros de transmissão do sistema considerados, os resultados comparativos de SNR recebida obtidos para o método de seleção de pilotos proposto e para o método convencional de símbolos pilotos permitiram constatar um desempenho superior do método de seleção proposto em todos critérios de avaliação considerados nos cenário de simulação.

No entanto, os resultados comparativos de NMSE mostraram que o método de seleção proposto não apresentou um desempenho satisfatório em relação ao desempenho do método de seleção aleatório. Os piores casos foram para um período de símbolos $T_p = 3$ em que durante o intervalo de transmissão dos blocos observados de NMSE, o método proposto não proporcionou um desempenho melhor do que o método aleatório dada sua função de otimização.

Entretanto, no objetivo de maximizar a SNR recebida, os resultados de simulação numérica comprovaram a eficácia do método proposto. Em contrapartida, o método seleção proposto exige um esforço computacional muito maior para configurar o formatador de feixes. Isso ocorre porque, o algoritmo proposto faz primeiramente a seleção dos pilotos a partir de uma matriz de ordem N_t , que se torna inviável no caso de um sistema com arranjo de antenas na transmissão em larga escala. Contudo, para os esquemas de sistema de comunicação sem fio MISO considerados nesta dissertação, esse método de seleção se torna atraente devido os resultados de SNR recebida alcançados.

Como trabalhos futuros pretende-se analisar um outro tipo de cenário, com múltiplas antenas na recepção e realizar novos estudos, desta vez também considerando a minimização do erro de estimação quadrático na seleção dos pilotos.

REFERÊNCIAS

- AKYILDIZ, I. F.; GUTIERREZ-ESTEVEZ, D. M.; REYES, E. C. The evolution to 4g cellular systems: Lte-advanced. **Physical Communication**, Elsevier, v. 3, n. 4, p. 217–244, 2010.
- ANDERSEN, J. B. Array gain and capacity for known random channels with multiple element arrays at both ends. **Selected Areas in Communications, IEEE Journal on**, IEEE, v. 18, n. 11, p. 2172–2178, 2000.
- BIGLIERI, E.; CALDERBANK, R.; CONSTANTINIDES, A.; GOLDSMITH, A.; PAULRAJ, A.; POOR, H. V. **MIMO wireless communications**. [S.l.]: Cambridge university press, 2007.
- BIGUESH, M.; GERSHMAN, A. B. Training-based mimo channel estimation: a study of estimator tradeoffs and optimal training signals. **Signal Processing, IEEE Transactions on**, IEEE, v. 54, n. 3, p. 884–893, 2006.
- BÖLCSKEI, H. **Space-time wireless systems: from array processing to MIMO communications**. [S.l.]: Cambridge University Press, 2006.
- BROWN, T.; KYRITSI, P.; CARVALHO, E. D. **Practical guide to MIMO radio channel: With matlab examples**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012.
- DINIZ, P. S. **Adaptive filtering: Algorithms and practical implementation 4th edition**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2013.
- GOLDSMITH, A. **Wireless communications**. [S.l.]: Cambridge university press, 2005.
- GOLUB, G. H.; LOAN, C. F. V. **Matrix computations 3th edition**. [S.l.]: Johns Hopkins University Press, 1996.
- HAYKIN, S. **Adaptive filter theory 4th edition**. [S.l.]: Prentice Hall, 2002.
- HAYKIN, S.; MOHER, M. **Sistemas modernos de comunicações wireless**. [S.l.]: Bookman Editora, 2009.
- JAKES, W. C. **Microwave Mobile Communications**. [S.l.]: Wiley & Sons, 1975.
- JERUCHIM, M. C.; BALABAN, P.; SHANMUGAN, K. S. Simulation of communication systems: Modeling, methodology, and techniques. **Information Technology**, Boston, MA: Springer US, 2002.
- JIN, L.; HU, F.; LI, J. Robust semi-blind channel estimation for mimo systems. In: **IEEE. Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM), 2012 8th International Conference on**. [S.l.], 2012. p. 1–4.
- KAILATH, T.; SAYED, A. H.; HASSIBI, B. **Linear estimation**. [S.l.]: Prentice Hall Upper Saddle River, NJ, 2000.
- LIBERTI, J. C.; RAPPAPORT, T. S. **Smart antennas for wireless communications: Is-95 and third generation cdma applications**. [S.l.]: Prentice Hall PTR, 1999.

- LOIOLA, M. B. **Estimação de canais MIMO variantes no tempo usando filtros de Kalman**. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2009.
- MARZETTA, T. L. Massive mimo: an introduction. **Bell Labs Technical Journal**, Alcatel-Lucent, v. 20, p. 11–22, 2015.
- MARZETTA, T. L.; HOCHWALD, B. M. Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in rayleigh flat fading. **Information Theory, IEEE Transactions on**, IEEE, v. 45, n. 1, p. 139–157, 1999.
- MONZINGO, R. A.; HAUPT, R. L.; MILLER, T. W. **Introduction to adaptive arrays 2th edition**. [S.l.]: SciTech Publishing, 2011.
- NOH, S.; ZOLTOWSKI, M. D.; SUNG, Y.; LOVE, D. J. Pilot beam pattern design for channel estimation in massive mimo systems. **IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing**, IEEE, v. 8, n. 5, p. 787–801, 2014.
- PAPOULIS, A. **Probability, random variables, and stochastic processes 3th edition**. [S.l.]: McGraw Hill, 1991.
- PROAKIS, J. G.; SALEHI, M. **Digital communications 5th edition**. [S.l.]: McGraw-Hill, New York, 2008.
- RAPPAPORT, T. S. **Comunicações sem fio: princípios e práticas**. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2009.
- SHIN, C.; JR, R. W. H.; POWERS, E. J. Blind channel estimation for mimo-ofdm systems. **Vehicular Technology, IEEE Transactions on**, IEEE, v. 56, n. 2, p. 670–685, 2007.
- SILVA, M. A. M. d. **Rede de sensores para aplicação em agricultura: um estudo de caso**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2009.
- SO, J.; KIM, D.; LEE, Y.; SUNG, Y. Pilot signal design for massive mimo systems: A received signal-to-noise-ratio-based approach. **Signal Processing Letters, IEEE**, IEEE, v. 22, n. 5, p. 549–553, 2015.
- STÜBER, G. L. **Principles of Mobile Communication**. [S.l.]: Boston, MA: Springer US, 2002.
- WEN, C. L. Telemedicina e telessaúde—um panorama no brasil. **Informática Pública**, v. 10, n. 2, p. 7–15, 2008.
- WINTERS, J. H.; SALZ, J.; GITLIN, R. D. The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems. **IEEE transactions on Communications**, IEEE, v. 42, n. 234, p. 1740–1751, 1994.
- YARALI, A.; RAHMAN, S.; MBULA, B. Wimax: the innovative broadband wireless access technology. **Journal of Communications**, v. 3, n. 2, p. 53–63, 2008.