



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE TELEINFORMÁTICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE TELEINFORÁTICA

Estratégias de Estimação de Canal para Adaptação de Enlace em Sistemas MIMO-OFDM

Darlan Cavalcante Moreira

FORTALEZA – CEARÁ
NOVEMBRO 2006



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE TELEINFORMÁTICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE TELEINFORMÁTICA

Estratégias de Estimação de Canal para Adaptação de Enlace em Sistemas MIMO-OFDM

Autor

Darlan Cavalcante Moreira

Orientador

Prof. Dr. Charles Casimiro Cavalcante

Co-orientador

Prof. Dr. João Cesar Moura Mota

*Dissertação apresentada à Coordenação do Programa de Pós-graduação em Engenharia de Teleinformática da Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia de Teleinformática**.*

FORTALEZA – CEARÁ
NOVEMBRO 2006

Ficha catalográfica elaborada pelo Bibliotecário Hamilton Rodrigues Tabosa CRB-3/888

M837e Moreira, Darlan Cavalcante

Estratégia de estimação de canal para adaptação de enlace em sistema MIMO-OFDM / Darlan Cavalcante Moreira
73 f. il., color. enc.

Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2006.

Orientador: Charles Casimiro Cavalcante

Co-orientador: João César Moura Mota

Área de concentração: Engenharias/Telecomunicações

1. MIMO-OFDM 2. Estimação de canal 3. Adaptação do enlace I. Cavalcante, Charles Casimiro II. Universidade Federal do Ceará – Mestrado em Engenharia de Teleinformática III. Título

CDD 621.3

Darlan Cavalcante Moreira

Estratégias de Estimação de Canal para Adaptação de Enlace em Sistemas MIMO-OFDM

Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia de Teleinformática e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Teleinformática da Universidade Federal do Ceará.

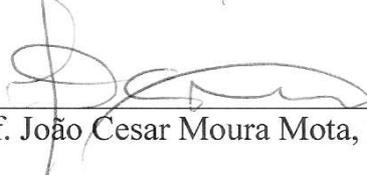


Darlan Cavalcante Moreira

Banca Examinadora:



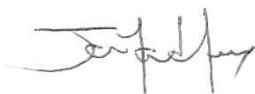
Prof. Charles Casimiro Cavalcante, Dr.



Prof. João Cesar Moura Mota, Dr.



Prof. Francisco Rodrigo Porto Cavalcanti, Dr.



Prof. João Marcos Travassos Romano, Dr.

Fortaleza, 01 de Setembro de 2006

Resumo

Atualmente a internet é uma ferramenta largamente utilizada e o grande desenvolvimento e popularidade de tecnologias de acesso sem-fio (*wireless*) nos levam a um futuro no qual uma conexão caracterizada por estar disponível “*anytime, anywhere*”, ou seja, a qualquer hora e em qualquer lugar, será essencial. Tal característica é considerada obrigatória em sistemas 4G (quarta geração), mas para uma experiência satisfatória para o usuário é necessário que uma conexão segura e eficiente esteja disponível.

A fim de obter tal eficiência, a comunidade de pesquisa tem gerado algumas soluções promissoras que obtêm ganhos significativos no desempenho do sistema, tais como modulação e codificação adaptativas, codificação espaço-temporal, múltiplas antenas e canais MIMO (*Multiple Input Multiple Output*), modulação multiportadora, detecção multiusuário, etc. [1]. Dentre essas soluções, destaca-se a adaptação do sistema, ou seja, o sistema deve estar em constante adaptação para obter sempre o melhor desempenho possível para cada situação em que se encontra.

No entanto, uma importante premissa para a adaptação do sistema consiste em conhecer o estado atual em que o sistema se encontra (informação sobre o canal de comunicação). Para isso diversas técnicas de estimação de canal são propostas na literatura, cada uma possuindo vantagens e desvantagens.

Nesse trabalho o impacto da estimação de canal na adaptação de enlace é analisado através de simulações computacionais¹. Em particular, duas técnicas de estimação de canal com características diferentes são analisadas, para alguns cenários específicos em um sistema MIMO-OFDM (*Multiple Input Multiple Output - Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), através de uma métrica que considera tanto a redundância introduzida para estimar o canal quanto o erro de estimação de canal de cada técnica.

Os resultados encontrados constituem curvas que podem ser utilizadas para efetuar a adaptação de enlace do sistema de maneira mais realista, ou seja, considerando o efeito da estimação de canal, além de incluir a própria técnica de estimação de canal como um parâmetro a ser adaptado.

Palavras-chave: MIMO, OFDM, estimação de canal, adaptação de enlace.

¹Foi utilizado na confecção desse trabalho um simulador de camada física desenvolvido na linguagem de programação C++.

Abstract

Nowadays the internet is a widely used tool and the great development and popularity of wireless technologies leads us to a future where the connectivity will be characterized as “anywhere, anytime”. Such characteristic is considered essential in 4G systems. However, for a satisfactory user experience a secure and efficient connectivity has to be always available.

To obtain such efficiency, the research community has generated a number of promising solutions that achieve significative improvements in system performance, such as adaptive modulation and coding, space-time coding, multiple antennas and MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) channels, multicarrier modulation, multiuser detection, etc. [1]. Among these solutions, the system adaptation is a particularly interesting one, there is, the system must constantly adapt itself to achieve the best performance for each situation.

However, one important premise for the system adaptation is the knowledge of the channel state information (CSI). To obtain this knowledge, several channel estimation strategies were proposed in the literature, each one with advantages and disadvantages.

In this work we analyze the impact of channel estimation in the link adaptation through computer simulations¹. Two channel estimation techniques with different characteristics were analyzed for some specific scenarios in a MIMO-OFDM (*Multiple Input Multiple Output - Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) system. To perform the analysis it was used a metric that consider the redundancy introduced to estimate the channel and the channel estimation error of each technique.

The obtained results constitute curves that can be used to perform link adaptation in a more realistic way, that is, considering the effect of channel estimation. Besides, it is shown that even the choice of the channel estimation strategy can be an adaptable parameter so that the most adequate channel estimation strategy for each system state is used.

Key-words: MIMO, OFDM, channel estimation, link adaptation.

¹It was used in the confection of this work a link level simulator developed in the C++ programming language.

Sumário

Lista de Figuras	v
Lista de Tabelas	vii
Lista de Siglas	viii
1 Introdução	1
1.1 Motivação e Objetivos	1
1.2 Metodologia	2
1.3 Contexto de Desenvolvimento da Dissertação	2
1.4 Produção Científica e Contribuições	2
1.5 Estrutura deste Projeto de Dissertação	2
2 Fundamentos e Modelo de um Sistema de Comunicação	4
2.1 Modelos de Canal	4
2.1.1 Canal AWGN	5
2.1.2 Canal com Desvanecimento	5
2.1.3 Canal Espacial Determinístico Linear e Variante no Tempo	5
2.1.4 Canais Estocásticos	11
2.2 Sistemas com Múltiplas Antenas no Transmissor e no Receptor - MIMO	15
2.2.1 Modelo Matemático de um Enlace MIMO	15
2.3 <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> - OFDM	20
2.3.1 Modelo de um Sistema OFDM	22
2.3.2 Prefixo Cíclico	23
2.4 Sistemas MIMO-OFDM	23
2.5 Resumo do Capítulo	24
3 Estimação de Canal em Sistemas MIMO-OFDM	26
3.1 Características Desejáveis em um Estimador	26
3.2 Abordagens de Estimação	27
3.2.1 Abordagem Clássica de Estimação	27
3.2.2 Abordagem Bayesiana de Estimação	31
3.3 Técnicas de Estimação Analisadas em Sistemas MIMO-OFDM	33
3.3.1 Estimação de Canal do Tipo <i>Block Type</i>	33
3.3.2 Estimação de Canal do Tipo <i>Pilot Assisted</i>	36
3.3.3 Comparação entre a Técnica PACE e a Técnica BTCE	37

3.4	Resumo do Capítulo	38
4	Adaptação de Enlace	39
4.1	Critério de Seleção	39
4.1.1	SNR	40
4.1.2	Distância Euclidiana Mínima	40
4.1.3	<i>Goodput</i>	40
4.2	Estratégia de Adaptação da Técnica de Estimação de Canal Utilizada	41
4.2.1	Cálculo do <i>Goodput</i>	41
4.3	Resumo do Capítulo	43
5	Ferramenta de Simulação e Resultados Obtidos	45
5.1	Introdução	45
5.2	Características Gerais da Ferramenta de Simulação	45
5.3	Cenário de Simulação	47
5.4	Resultados Obtidos	47
5.5	Comentários	51
5.6	Resumo do Capítulo	51
6	Conclusões e Perspectivas	53
	Apêndice A Limite Inferior de Cramér-Rao	55
	Apêndice B Redução do Tamanho do Quadro de quatro para Três	57
	Referências Bibliográficas	61

Lista de Figuras

2.1	Elementos básicos de um sistema de comunicação.	4
2.2	Classificação dos tipos de desvanecimento.	6
2.3	Espalhamento de Atraso.	8
2.4	Espalhamento Doppler.	8
2.5	Espalhamento Angular.	9
2.6	Banda de Coerência B_c .	9
2.7	Tempo de Coerência.	10
2.8	Distância de Coerência.	11
2.9	Canais com Desvanecimento.	12
2.10	Autocorrelação Tempo-Freqüência e Espectro Doppler-Atraso	13
2.11	Sistema básico com múltiplas antenas no transmissor e no receptor	16
2.12	Multiplexação.	17
2.13	Diversidade com duas antenas transmissoras utilizando codificação Espaço-Temporal.	18
2.14	Esquema Híbrido com ganhos de Multiplexação e Diversidade (3 antenas transmissoras)	20
2.15	Receptor para o Esquema Híbrido com ganhos de Multiplexação e Diversidade (3 antenas transmissoras)	21
2.16	Subportadora de um sinal OFDM com freqüência normalizada em relação ao valor $1/T$.	22
2.17	Sistema OFDM	22
2.18	Transmissor de um sistema MIMO-OFDM utilizando a estrutura MIMO híbrida apresentada na Figura 2.14.	24
3.1	Estimação de Canal do tipo <i>Block Type</i> x Estimação de Canal do tipo <i>Pilot Assisted</i>	34
3.2	Comparação entre as estratégias de estimação de canal BTCE e PACE	38
4.1	Tamanho de um quadro	41
5.1	Diagrama de Blocos do Simulador MIMO-OFDM	46
5.2	Taxa de Erro de Bloco para o caso de 3 antenas receptoras com freqüência Doppler de 100Hz.	47
5.3	<i>Goodput</i> para o caso de 3 antenas receptoras com freqüência Doppler de 100Hz.	48
5.4	Taxa de Erro de Bloco para o caso de 3 antenas receptoras com freqüência Doppler de 222.22Hz.	48

5.5	<i>Goodput</i> para o caso de 3 antenas receptoras com frequência Doppler de 222.22Hz.	49
5.6	Taxa de Erro de Bloco para o caso de 4 antenas receptoras com frequência Doppler de 100Hz.	49
5.7	<i>Goodput</i> para o caso de 4 antenas receptoras com frequência Doppler de 100Hz.	50
5.8	Taxa de Erro de Bloco para o caso de 4 antenas receptoras com frequência Doppler de 222.22Hz.	50
5.9	<i>Goodput</i> para o caso de 4 antenas receptoras com frequência Doppler de 222.22Hz.	51
B.1	Taxa de Erro de Bloco para o caso de 3 antenas receptoras com frequência Doppler de 222.22Hz para um quadro com tamanho igual a três símbolos OFDM.	58
B.2	<i>Goodput</i> para o caso de 3 antenas receptoras com frequência Doppler de 222.22Hz para um quadro com tamanho igual a três símbolos OFDM.	58
B.3	Taxa de Erro de Bloco para o caso de 4 antenas receptoras com frequência Doppler de 222.22Hz para um quadro com tamanho igual a três símbolos OFDM.	59
B.4	<i>Goodput</i> para o caso de 4 antenas receptoras com frequência Doppler de 222.22Hz para um quadro com tamanho igual a três símbolos OFDM.	59

Lista de Tabelas

2.1	Esquema de Codificação Espaço-Temporal	18
2.2	Esquema Híbrido	20
4.1	<i>Goodput</i> normalizado para cada esquema MIMO sem estimação de canal.	42
4.2	<i>Goodput</i> normalizado para cada esquema MIMO com BTCE.	43
4.3	<i>Goodput</i> normalizado para cada esquema MIMO com PACE.	43
6.1	Parâmetros de transmissão são mais interessantes para frequência <i>Doppler</i> de 100Hz	54
6.2	Parâmetros de transmissão são mais interessantes para frequência <i>Doppler</i> de 222.22Hz	54
B.1	<i>Goodput</i> normalizado para cada esquema MIMO com BTCE para um quadro com tamanho 3.	57

Lista de Siglas

QoS	Qualidade-de-Serviço
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
CP	<i>Cyclic Prefix</i>
SNR	Relação Sinal-Ruído
BLER	Taxa de Erro de Bloco
BER	Taxa de Erro de Bit
UFC	Universidade Federal do Ceará
GTEL	Grupo de Pesquisas em Telecomunicações sem Fio
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
4G	Quarta Geração
MMSE	<i>Minimum-Mean Square Error</i>
ZF	<i>Zero-Forcing</i>
STBC	<i>Space Time Block Code</i>
BLAST	<i>Bell Labs Layered Space-Time</i>
V-BLAST	<i>Vertical Bell Labs Layered Space-Time</i>
FFT	Transformada Rápida de Fourier
IFFT	Transformada Rápida de Fourier Inversa
ICI	<i>Intercarrier Interference</i>
PDF	Função Densidade de Probabilidade
CRLB	<i>Cramér-Rao Lower Bound</i>
MVU	<i>Minimum Variance Unbiased</i>
BLUE	<i>Best Linear Unbiased Estimator</i>
MLE	<i>Maximum Likelihood Estimator</i>
LSE	<i>Least Square Estimator</i>
MAP	<i>Maximum a Posteriori</i>

LMMSE	<i>Linear Minimum Mean Square Error</i>
BTCE	<i>Block Type Channel Estimation</i>
PACE	<i>Pilot Assisted Channel Estimation</i>
PSK	<i>Phase-Shift Keying</i>
CRC	<i>Cyclic Redundancy Check</i>

Introdução

1.1 Motivação e Objetivos

Um dos maiores desafios dos futuros sistemas de comunicação consiste em prover garantias de QoS (Qualidade-de-Serviço) e altas taxas de transmissão para usuários com canal de transmissão desfavorável e com uma disponibilidade limitada de recursos de transmissão. Dessa forma, o sistema deve estar em constante adaptação para obter sempre o melhor desempenho possível para cada situação em que se encontra. Nesse contexto, os sistemas MIMO-OFDM (*Multiple Input Multiple Output - Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) vêm tornando-se cada vez mais importantes, visto que fornecem os ganhos de multiplexação e/ou diversidade dos sistemas MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) e a resistência a seletividade em frequência dos sistemas OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). Com isso, é possível obter, por exemplo, uma alta eficiência espectral da ordem de 20–40 bits/Hz [2], mesmo em ambientes *indoor* com alta seletividade em frequência.

Uma importante premissa para o correto funcionamento de um sistema MIMO-OFDM (decodificação do sinal transmitido¹) e que possibilita ao sistema adaptar-se as condições do canal (adaptação de enlace) ao invés de ser projetado com base no pior caso possível, é obter uma “boa” estimativa do estado do canal². Esse fato se reflete em um grande número técnicas de estimação de canal em sistemas MIMO-OFDM propostas nos últimos anos.

No entanto, visto que técnicas diferentes de estimação de canal possuem características diferentes como erro quadrático médio, capacidade de rastreamento do canal, redundância introduzida, etc., então a técnica de estimação de canal também pode ser considerada como um parâmetro de configuração do sistema e sua escolha afeta diretamente o desempenho do mesmo. Dessa forma, é possível pensar na escolha da técnica de estimação de canal também como um parâmetro na adaptação de enlace.

Um critério que pode ser utilizado para efetuar a escolha da técnica de estimação de canal a ser utilizada consiste em escolher uma técnica que maximize o *throughput* do sistema. Ou seja, deve-se escolher a técnica de estimação que introduza menor redundância sem que o erro de estimação seja demasiadamente elevado.

¹Decodificação da codificação aplicada caso o sistema MIMO-OFDM utilize: diversidade espaço-temporal, diversidade espaço-frequencial, ou ambas; ou separação da informação das diferentes antenas (ou grupos de antenas) caso o sistemas MIMO-OFDM utilize ganho de multiplexação.

²Embora o erro de estimação que uma determinada técnica de estimação de canal apresenta seja um parâmetro importante para avaliar se uma técnica de estimação de canal é melhor do que outra, deve levar também em consideração a quantidade de informação conhecida que deve ser enviada pelo transmissor para permitir a estimação do canal no receptor.

1.2 Metodologia

O núcleo deste trabalho refere-se a avaliação da escolha da técnica de estimação de canal em sistemas MIMO-OFDM. Escolheu-se avaliar o desempenho para o caso de três estruturas de transmissão com três antenas transmissoras e um número variado de antenas receptoras: uma estrutura com apenas ganho de diversidade, uma estrutura com apenas ganho de multiplexação e uma estrutura contendo ambos os ganhos. Visto que cada estrutura possui um *throughput* diferente e também pode ser afetada pelo erro de estimação de canal com uma intensidade diferente, então utilizou-se a métrica do *Goodput*, que está relacionado a taxa de dados efetiva enxergada pelo usuário e a taxa de erro de bloco, para avaliação das diferentes técnicas de estimação de canal em um sistema MIMO-OFDM.

No entanto, devido a complexidade de um sistema MIMO-OFDM, especialmente para o caso em que o canal possui memória, não há uma fórmula matemática que possa ser diretamente utilizada para calcular as taxas de erro de bit (BER) ou de bloco (BLER) do sistema. Nesse contexto, a simulação computacional do sistema surge como uma ferramenta viável que pode ser utilizada na avaliação das técnicas de estimação de canal em um sistema MIMO-OFDM.

A metodologia deste trabalho consiste em obter, através de simulações computacionais, curvas de *Goodput* para cada esquema de transmissão a fim de identificar valores de SNR (Relação Sinal-Ruído) ou de BLER (Taxa de Erro de Bloco) em que a troca de uma técnica de estimação de canal por outra seja vantajosa a fim de maximizar o *Goodput* do sistema.

1.3 Contexto de Desenvolvimento da Dissertação

Esta dissertação foi desenvolvida junto ao GTEL (Grupo de Pesquisas em Telecomunicações sem Fio) do Departamento de Engenharia de Teleinformática da UFC. Este grupo vem trabalhando na consolidação de pesquisa aplicada e desenvolvimento na área de telecomunicações na UFC através de projetos com parceiros acadêmicos e do setor industrial.

O trabalho aqui apresentado está em consonância com o projeto desenvolvido pelo GTEL: "UFC11 - *Transceiver Architectures, Link-Adaptation and Channel Estimation for MIMO-OFDM Wireless Systems*", que teve duração de junho de 2004 a junho de 2006.

1.4 Produção Científica e Contribuições

Durante o período de atividades que resultaram na produção desse trabalho, foi produzida uma ferramenta de simulação da camada de enlace de um sistema MIMO-OFDM. Esta ferramenta permite simular o comportamento do sistema para diferentes estruturas de antenas, diferentes configurações de canal, diferentes técnicas de estimação de canal, além de possuir diversos outros parâmetros que podem ser modificados. Sua utilização também foi feita para estudos e pesquisas resultando na geração de relatórios internos ao grupo GTEL.

Inclui-se também como produção desse trabalho a apresentação de um *paper* em congresso internacional na área de telecomunicações [3].

1.5 Estrutura deste Projeto de Dissertação

Os próximos capítulos desse trabalho estão organizados como se segue:

Capítulo 2 – neste capítulo é feita uma revisão dos conceitos básicos de um sistema de comunicação sem fio focando-se especialmente nos efeitos que o canal causa no sinal transmitido. São apresentados também os modelos utilizados para sistemas MIMO, sistemas OFDM e sistemas MIMO-OFDM.

Capítulo 3 – neste capítulo é feito um resumo de algumas abordagens de estimação em um contexto geral. Em seguida as duas técnicas de estimação de canal para sistemas MIMO-OFDM avaliadas são descritas em detalhes, e uma comparação entre as duas é feita.

Capítulo 4 – neste capítulo é apresentada brevemente a idéia da adaptação de enlace focando-se principalmente no parâmetro da escolha da técnica de estimação de canal. Também é apresentado o cálculo do Goodput, métrica utilizada para decidir qual técnica de estimação de canal utilizar que engloba tanto a probabilidade de erro de bloco como também a redundância introduzida para estimação de canal.

Capítulo 5 – neste capítulo é apresentada a ferramenta de simulação utilizada e os cenários de simulação. Alguns resultados são apresentados e comentados.

Capítulo 6 – neste capítulo é feito um resumo das contribuições e conclusões obtidas dos estudos e análises efetuados para esta dissertação.

Fundamentos e Modelo de um Sistema de Comunicação

Neste capítulo é feita uma revisão dos conceitos básicos de um sistema de comunicação sem fio e os modelos utilizados são apresentados. A seção 2.1 apresenta os modelos de canal e ilustra os efeitos sofridos pelo sinal durante a transmissão até o receptor. A seção 2.2 apresenta o modelo utilizado para sistemas MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) e ilustra alguns conceitos fundamentais sobre o mesmo. A seção 2.3 apresenta o modelo utilizado para sistemas OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) e, por fim, a seção 2.4 descreve a integração das técnicas OFDM e MIMO.

2.1 Modelos de Canal

Em qualquer tipo de rede de comunicação a informação é transmitida na camada física através de um meio físico, genericamente chamado *canal de comunicação*, que liga a saída do transmissor e a entrada do receptor. De fato, o papel do canal em um sistema de comunicação é de tal importância que os projetos do transmissor e do receptor são otimizados de acordo com o canal para a aplicação em questão.

Pode-se distinguir dois tipos básicos de canais de comunicação: canais de propagação guiada, que englobam os sistemas de telefonia fixa, transmissões por cabos coaxiais, fibras ópticas, etc; e canais de propagação livre, que englobam transmissões de sinais de televisão aberta e rádio, transmissões de satélite, telefonia móvel, etc.

A Figura 2.1 ilustra os elementos básicos de um sistema de comunicação.

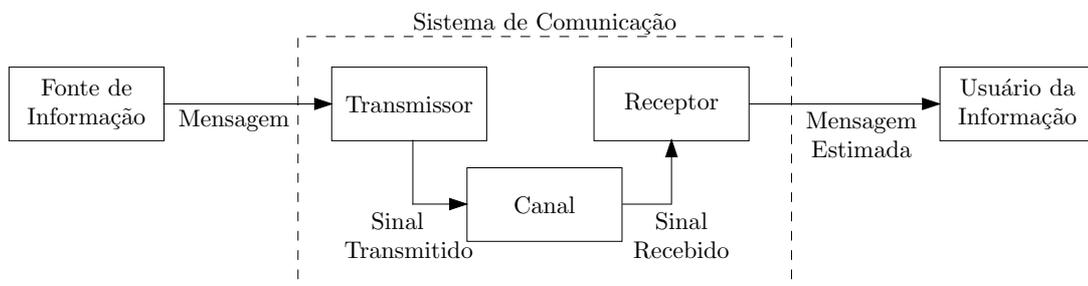


Figura 2.1: Elementos básicos de um sistema de comunicação.

2.1.1 Canal AWGN

O modelo de canal mais simples é o canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*), que consiste apenas de uma atenuação de potência do sinal e da adição de ruído branco Gaussiano como mostrado na Equação (2.1):

$$y(t) = \sqrt{L}x(t) + z(t), \quad (2.1)$$

em que $y(t)$ é o sinal recebido, $x(t)$ é o sinal transmitido, L é a atenuação e $z(t)$ uma variável aleatória com distribuição Gaussiana que coeresponde ao ruído.

O canal AWGN aproxima bastante a caso de transmissões no espaço e enlaces de comunicação entre um satélite e uma estação na terra. No entanto, transmissões sem fio na terra apresentam um canal bem diferente do canal AWGN devido a existência de múltiplos percursos, reflexões e difrações, etc. Esses fenômenos causam uma distorção adicional no sinal além do ruído de canal. Apesar disso, o canal AWGN serve como uma importante referência para análise de desempenho de sistemas de comunicações.

2.1.2 Canal com Desvanecimento

Ao se propagar ondas de rádio entre dois pontos, estas estão sujeitas a reflexões no solo, na atmosfera e em obstáculos no meio que ocasionam alterações na amplitude do sinal recebido mesmo que a potência do sinal transmitido se mantenha constante. Esse fenômeno é denominado *desvanecimento (fading)* e afeta consideravelmente a qualidade do sinal recebido.

Usualmente o desvanecimento é separado em dois tipos: larga escala e pequena escala. Desvanecimento de larga escala representa a atenuação média da potência do sinal ou perda de percurso devido ao deslocamento ao longo de grandes áreas e é descrito como uma perda de percurso média (inversamente proporcional a n -ésima potência da distância do transmissor e do receptor, em que n é um parâmetro que depende do meio) e uma variação em torno da média [4]. Desvanecimento de pequena escala, por outro lado, representa a atenuação do sinal devido ao deslocamento ao longo de pequenas áreas (da ordem de alguns comprimentos de onda) e manifesta-se em dois mecanismos: espalhamento temporal do sinal (dispersão do sinal) e uma variação do comportamento do canal ao longo do tempo. Para aplicações móveis, a variação temporal do canal é causada pelo movimento do transmissor, do receptor e dos obstáculos no meio que modificam os percursos de propagação do sinal [4].

Este capítulo dará ênfase ao desvanecimento de pequena escala, visto que este influencia de maneira mais direta a estimação de canal. A Figura 2.2 ilustra os dois tipos de desvanecimento (blocos 1 e 4) e suas manifestações (blocos 2 e 3 para desvanecimento de larga escala e blocos 5 e 6 para desvanecimento de pequena escala). Os blocos 7, 10, 13 e 16 ilustram os diversos domínios nos quais o desvanecimento de pequena escala é analisado na seção 2.1.3.

2.1.3 Canal Espacial Determinístico Linear e Variante no Tempo

Considera-se um canal linear com resposta impulsiva no domínio do tempo denotada por $h(t, \tau, r)$, em que t é o parâmetro de variação temporal (indicando o instante de tempo no qual a resposta do canal é observada), τ é o parâmetro de atraso do percurso (representando a manifestação do espalhamento temporal do sinal) e r é o parâmetro de posição espacial. O canal linear é então uma função de três dimensões independentes: o dimensão temporal, dimensão de atraso e dimensão espacial.

Dado um sinal de entrada $x(t)$, a saída do canal determinístico linear no instante t e na

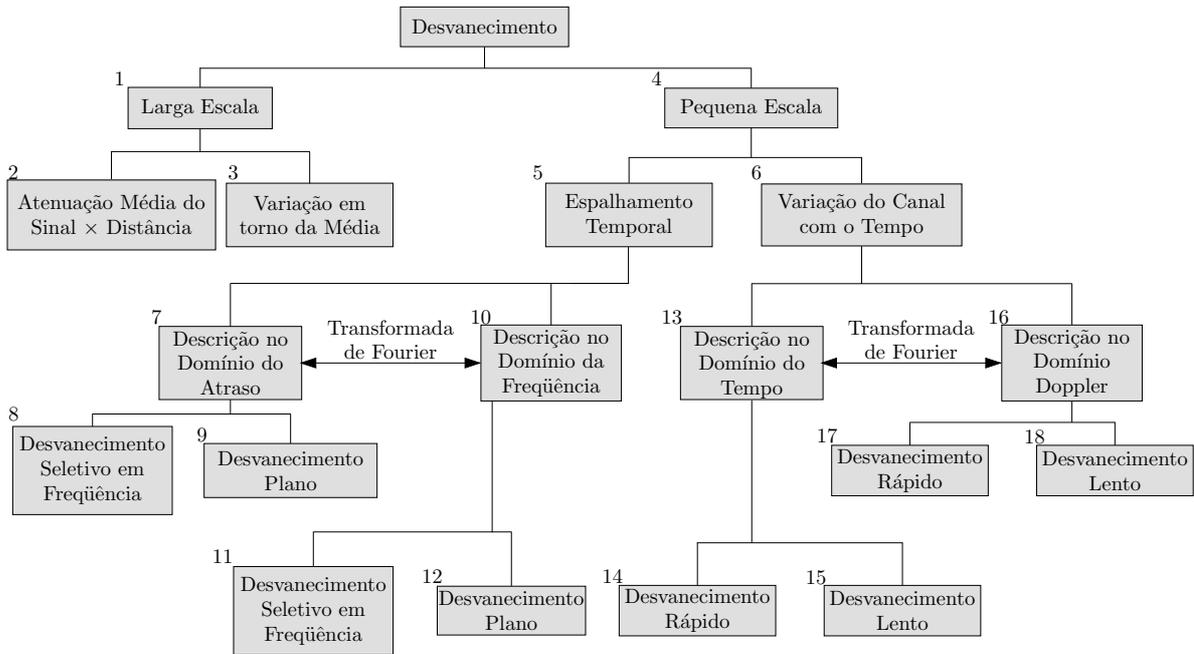


Figura 2.2: Classificação dos tipos de desvanecimento.

posição r , considerando a adição do ruído, é então dada por [4]

$$y(t, r) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t; \tau, r) x(t - \tau) d\tau + z(t, r), \quad (2.2)$$

na qual o sinal de entrada (no domínio do tempo) é mapeado em um sinal de saída (no domínio do tempo e no domínio espacial) através da resposta ao impulso $h(t; \tau, r)$.

2.1.3.1 Representação no Domínio Espectral

É possível aplicar-se a transformada de Fourier na resposta impulsiva do canal $h(t; \tau, r)$ para obter mais informações sobre as características do canal. Como o canal está definido sobre os domínios do tempo, do atraso e da posição, então a transformada de Fourier é definida para cada um desses domínios.

Domínio da Freqüência – Ao aplicar-se a transformada de Fourier em relação ao domínio do atraso τ , obtém-se então o canal $H(t; v, r)$ no *domínio da freqüência* v dado por [4]:

$$H(t; v, r) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t; \tau, r) \exp(-j2\pi v\tau) d\tau. \quad (2.3)$$

Como $x(t - \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} X(v) \exp(j2\pi v(t - \tau)) dv$, substitui-se então na Equação (2.2) obtendo-se

$$\begin{aligned} y(t, r) &= \int_{-\infty}^{\infty} h(t; \tau, r) \int_{-\infty}^{\infty} X(v) \exp(j2\pi v(t - \tau)) dv d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} X(v) \exp(j2\pi vt) \left(\int_{-\infty}^{\infty} h(t; \tau, r) \exp(-j2\pi v\tau) d\tau \right) dv \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} H(t; v, r) X(v) \exp(j2\pi vt) dv. \end{aligned} \quad (2.4)$$

A partir da Equação (2.4) nota-se que o sinal de saída no domínio do tempo $y(t, r)$ é mapeado a partir do sinal de entrada no domínio da freqüência $X(v)$ através da função de transferência variante no tempo $H(t; v, r)$.

Domínio Doppler – Ao aplicar-se a transformada de Fourier em relação ao domínio do tempo t obtém-se então o canal $H(f; \tau, r)$ no *domínio Doppler* f dado por:

$$H(f; \tau, r) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t; \tau, r) \exp(-j2\pi t f) dt. \quad (2.5)$$

Aplicando-se a transformada de Fourier na Equação (2.2) sobre o domínio do tempo, obtém-se [4]

$$\begin{aligned} Y(f, r) &= \int_{-\infty}^{\infty} \left(\int_{-\infty}^{\infty} h(t; \tau, r) x(t - \tau) d\tau \right) \exp(-j2\pi t f) dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \left(\int_{-\infty}^{\infty} h(t; \tau, r) \exp(-j2\pi t f) dt \right) x(t - \tau) d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} H(f; \tau, r) x(t - \tau) d\tau. \end{aligned} \quad (2.6)$$

A partir da Equação (2.6) nota-se que o sinal de saída no domínio da frequência $Y(f, r)$ é mapeado a partir do sinal de entrada no domínio do atraso $x(\tau)$ através da função de transferência $H(f; \tau, r)$.

Domínio do Número de Onda – Ao aplicar-se a transformada de Fourier em relação ao domínio da posição r obtém-se então o canal $H(t; \tau, k)$ no *domínio do número de onda* k dado por

$$H(t; \tau, k) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t; \tau, r) \exp(-j2\pi r k) dr. \quad (2.7)$$

O domínio do número de onda pode ser interpretado fisicamente como a direção de propagação da onda plana.

Com base nas diferentes representações do canal em seus diversos espaços de parâmetros, dois conceitos são aplicados para caracterizar um canal: *espalhamento* e *coerência*. O conceito de *espalhamento* lida com a distribuição física do sinal transmitido ao longo do domínio do atraso (τ), *domínio Doppler* (f) e do domínio do número de onda (k); enquanto que o conceito de *coerência* lida com a variação da resposta do canal ao longo dos domínios da frequência, do tempo e da posição. O conceito de espalhamento é analisado na seção 2.1.3.2, enquanto que o conceito de coerência é analisado na seção 2.1.3.3.

2.1.3.2 Espalhamento de Canal

O conceito de espalhamento de canal descreve o espalhamento da energia do sinal transmitido ao longo do espaço de parâmetros (τ, f, k) resultando assim em três tipos de espalhamento: Espalhamento de Atraso (*Delay Spread*), *Espalhamento Doppler* (*Doppler Spread*) e Espalhamento Angular (*Angle Spread*).

Espalhamento de Atraso – O espalhamento de atraso está relacionado com a memória do canal resultante da soma de multipercursos com atrasos de propagação diferentes. Ou seja, se um pulso estreito $x(\tau) = \delta(\tau)$ é transmitido, o sinal recebido é espalhado no domínio do atraso τ como mostra a Equação (2.8) obtida a partir da Equação (2.2):

$$y(t, r) = h(t; \tau = t, r). \quad (2.8)$$

Uma medida importante que caracteriza o espalhamento de atraso é dada pelo gráfico de $|h(t; t, r)|^2$ pelo tempo, chamada de *perfil de potência do atraso* (*power-delay profile*) e ilustrada na Figura 2.3.

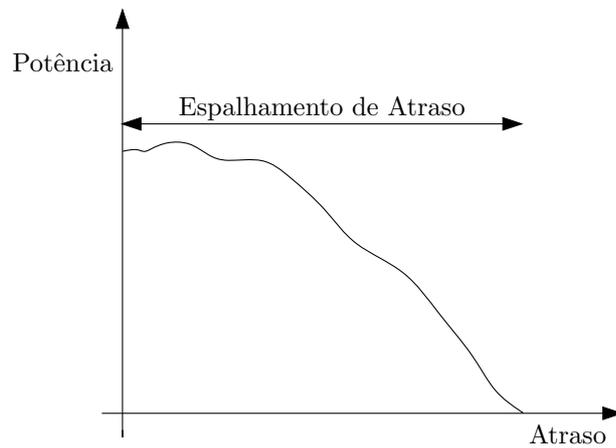


Figura 2.3: Espalhamento de Atraso.

Espalhamento Doppler – Ao passar por um sistema linear, um sinal também pode ter sua resposta em frequência espalhada de forma semelhante ao que ocorre com sua forma de onda no tempo quando há espalhamento de atraso. Esse espalhamento na frequência é chamado de *espalhamento Doppler*. Ou seja, se um pulso estreito na frequência $X(\nu) = \delta(\nu)$ é transmitido, o sinal de saída terá uma largura de banda igual ao *espalhamento Doppler*, dado por $f_d = \frac{v}{\lambda}$, em que v é a velocidade máxima entre o transmissor e o receptor e λ é o comprimento de onda da portadora (de frequência f_c). A Figura 2.4 ilustra o *espalhamento Doppler*.

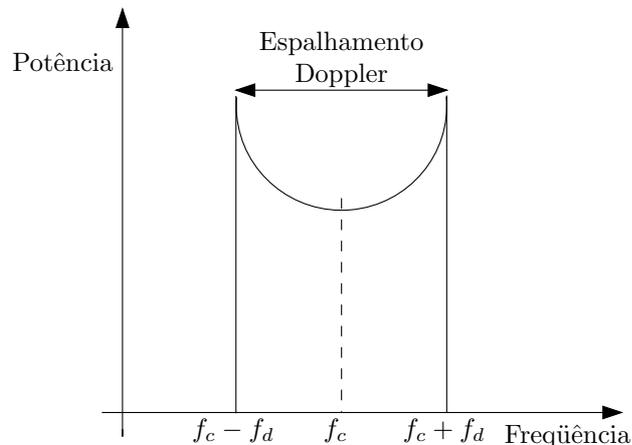


Figura 2.4: Espalhamento Doppler.

Espalhamento Angular – O espalhamento angular ocorre devido aos diversos obstáculos presentes no meio resultando em uma variação do parâmetro r , o que corresponde a um espalhamento no domínio do número de onda k . Ou seja, se um pulso com direção estreita é transmitido o sinal recebido terá um espalhamento nos ângulos de chegada dos diversos multipercursos causados pelos obstáculos no ambiente. O espalhamento angular é ilustrado na Figura 2.5.

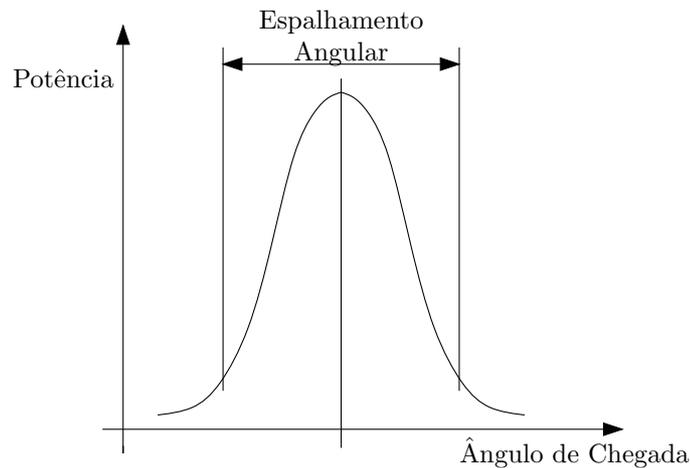


Figura 2.5: Espalhamento Angular.

2.1.3.3 Coerência

Um canal é dito ser seletivo em relação a uma dimensão (tempo, frequência e espaço) se sua resposta varia em função desse parâmetro. O oposto de seletividade é chamado de *coerência*. Ou seja, um canal é coerente em relação a uma dimensão se sua resposta não varia significativamente em função desse parâmetro. De acordo com a dimensão considerada, têm-se três diferentes tipos de coerência: coerência frequencial, coerência temporal e coerência espacial, associados, respectivamente, a seletividade frequencial, temporal e espacial.

Coerência Frequencial ou Seletividade Frequencial – Um canal sem fio possui coerência frequencial se sua resposta em frequência não muda significativamente dentro de uma janela de frequências de interesse (normalmente delimitada pela largura de banda do sinal transmitido) [4].

A fim de mensurar a coerência frequencial de um canal, é comum utilizar-se o conceito de *banda de coerência* B_c , definida como sendo a maior janela no domínio da frequência ao longo da qual o canal aparenta ser estático. O conceito de Banda de Coerência é ilustrado na Figura 2.6. Nota-se que se a largura de banda do sinal transmitido for

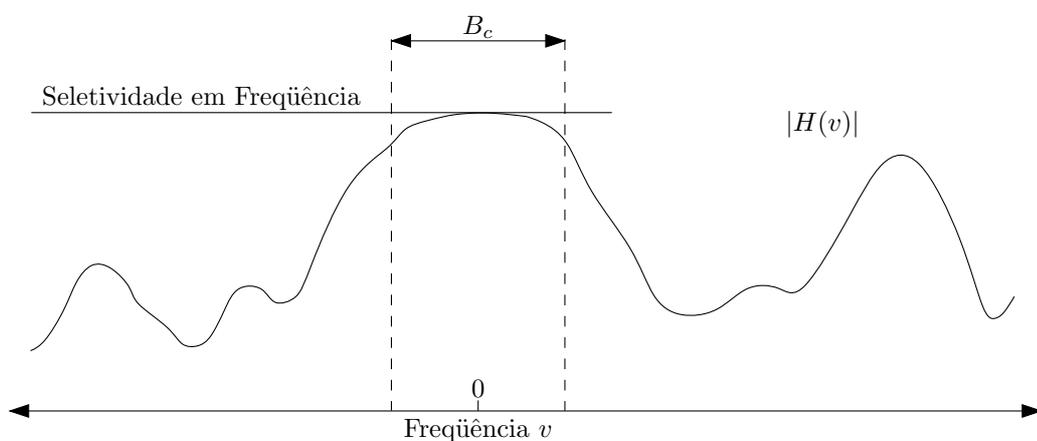


Figura 2.6: Banda de Coerência B_c .

maior do que a banda de coerência do canal, o sinal apresentará distorção e o canal é classificado como *canal com desvanecimento seletivo em frequência*. Por outro lado, se

a largura de banda do sinal transmitido for menor que a banda de coerência, o canal é classificado como *canal com desvanecimento plano em frequência* [4].

O efeito físico da distorção causada por um canal seletivo em frequência corresponde a uma interferência intersimbólica que resulta em um piso de erro na BER (Taxa de Erro de Bit) do sistema [4].

Coerência Temporal ou Seletividade Temporal – Um canal sem fio possui coerência temporal se o contorno da portadora não modulada não muda ao longo de uma janela de tempo de interesse [4].

A fim de mensurar a coerência temporal de um canal, é comum utilizar-se o conceito de *tempo de coerência* T_c , definido como sendo a maior janela no domínio do tempo ao longo da qual o canal aparenta ser estático. O conceito de Tempo de Coerência é ilustrado na Figura 2.7. A seletividade temporal é causada pelos movimentos tanto do transmissor e

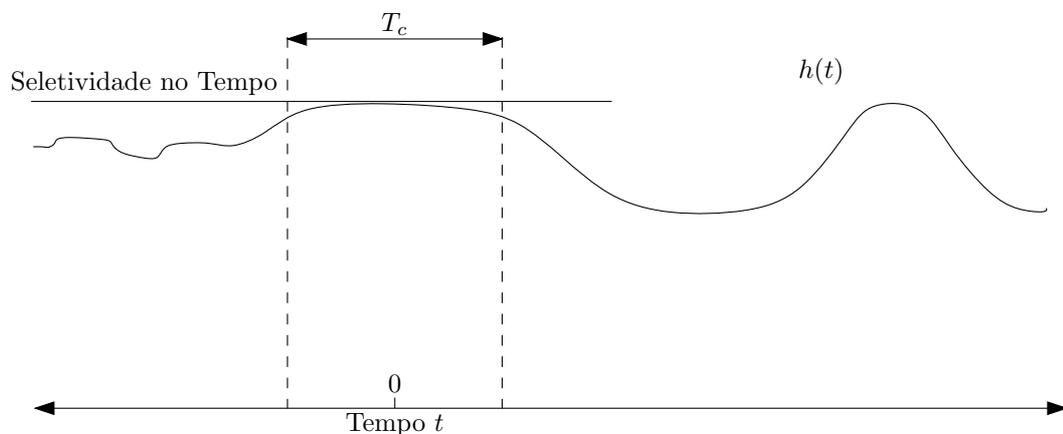


Figura 2.7: Tempo de Coerência.

do receptor quanto dos obstáculos presentes no ambiente. Tais movimentos mudam a atenuação e o atraso vistos em cada um dos diversos percursos que ligam o transmissor e o receptor (é possível até mesmo que o número de diferentes percursos também mude) fazendo com que a função de transferência do canal mude com o tempo. Quando a duração do símbolo transmitido T_s é maior que o tempo de coerência do canal T_c , tem-se *canal com desvanecimento rápido*, caso contrário, tem-se um *canal com desvanecimento lento*.

Coerência Espacial ou Seletividade Espacial – Um canal sem fio possui coerência espacial se a magnitude da portadora não muda com a posição espacial do receptor [4]. Analogamente ao que foi feito para os domínios anteriores, utiliza-se o conceito de *distância de coerência* D_c , definida como a maior janela no domínio espacial na qual o canal aparenta ser estático. O conceito de Distância de Coerência é ilustrado na Figura 2.8.

A seletividade espacial também ocorre devido as múltiplas propagações do sinal que é espalhado pelos obstáculos presentes no ambiente. Essas múltiplas propagações chegam no receptor de diferentes direções e a superposição de todas elas cria interferências construtivas e destrutivas no espaço de forma que a potência do sinal recebido pode variar mesmo com pequenos deslocamentos do receptor. Dessa forma, se a distância percorrida pelo receptor for maior que a distância de coerência, o canal possui seletividade espacial. Caso contrário, o canal é dito ser *espacialmente plano*.

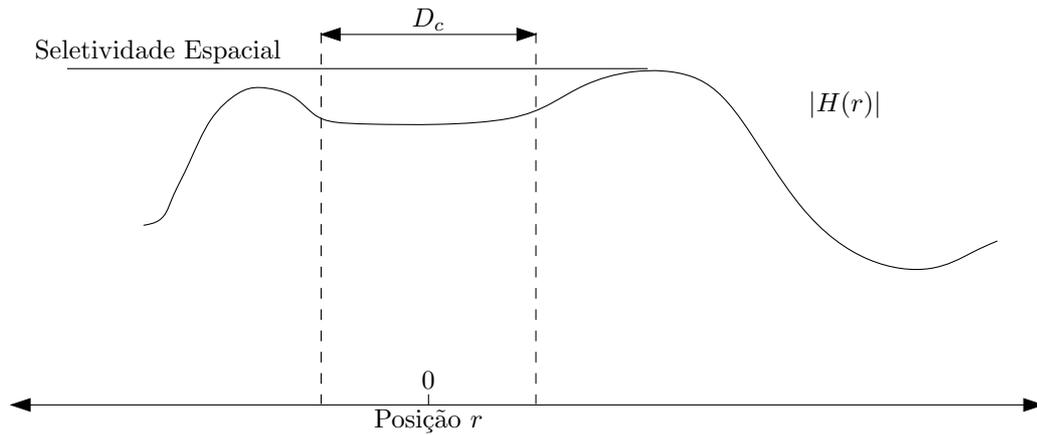


Figura 2.8: Distância de Coerência.

Seletividade espacial é especialmente importante quando se deseja aplicar diversidade espacial (ou multiplexação espacial) e *beamforming*. Para utilização de *beamforming* é importante que a dimensão do conjunto de antenas esteja dentro da distância de coerência dos canais. Por outro lado, para a utilização de diversidade ou multiplexação, o espaçamento entre as antenas deve ser maior que a distância de coerência dos canais a fim de explorar eficientemente a diversidade/multiplexação espacial dos canais MIMO.

A Figura 2.9 ilustra os diversos comportamentos do desvanecimento de pequena escala apresentados.

2.1.4 Canais Estocásticos

Os canais de desvanecimento experimentados na prática são aleatórios ao invés de relações determinísticas. Dessa forma, é necessário expandir o modelo apresentado na seção 2.1.3 para englobar canais com comportamento estocástico.

A maneira mais comum para caracterizar um comportamento estatístico de um processo aleatório é através de sua autocorrelação. Por simplicidade, considera-se inicialmente um canal dependente apenas do instante de tempo com correlação $R_h(t_1, t_2)$ dada por [4]:

$$R_h(t_1, t_2) = \mathbb{E}[h(t_1)h^*(t_2)]. \quad (2.9)$$

Caso a autocorrelação do canal não dependa dos instantes específicos t_1 e t_2 , mas apenas da diferença entre eles, o canal corresponde a um processo aleatório *estacionário no sentido amplo* [4].

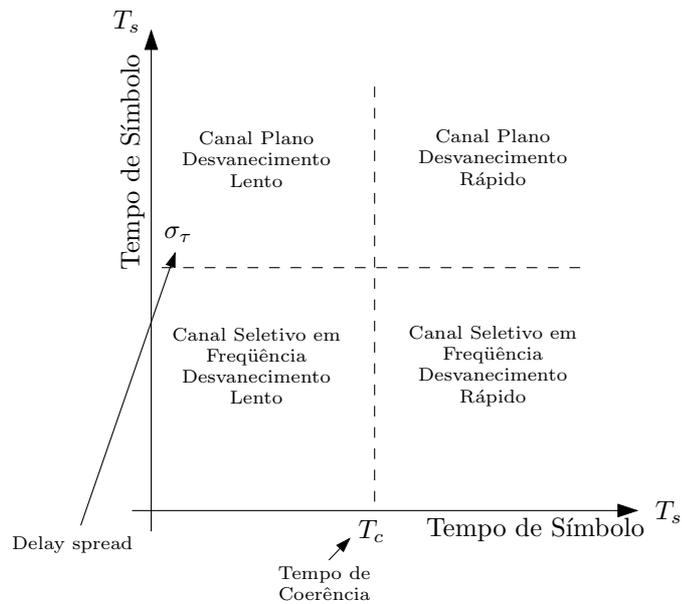
Analogamente ao que foi feito na seção 2.1.3.1, é útil analisar a autocorrelação no domínio espectral de t . Aplicando-se a transformada de Fourier em $h(t)$, obtém-se um processo aleatório variante com a frequência $H(f)$ cuja autocorrelação é dada por

$$S_H(f_1, f_2) = \mathbb{E}[H(f_1)H^*(f_2)]. \quad (2.10)$$

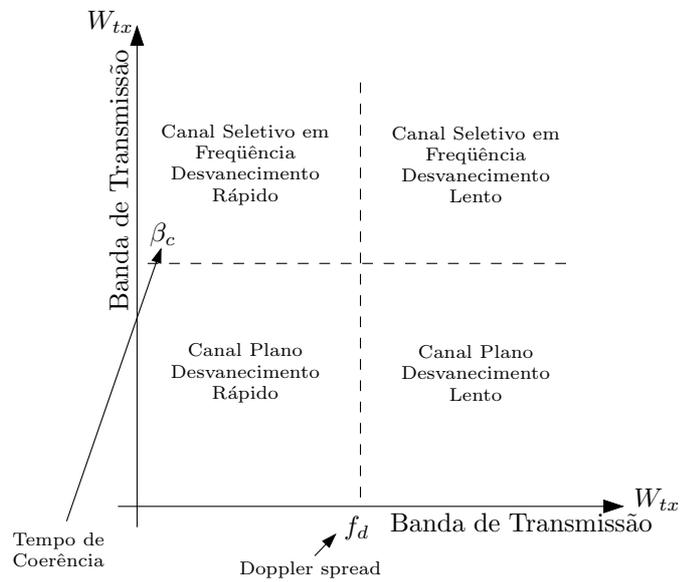
Com base nas Equações (2.9) e (2.10) é possível mostrar que o canal $h(t)$ será estacionário no sentido amplo se e somente se a autocorrelação na frequência $S_H(f_1, f_2)$ for igual a zero para $f_1 \neq f_2$ [4].

2.1.4.1 Correlação Conjunta

Considera-se agora o caso geral de uma resposta de canal aleatória $H(t; v, r)$ com relação ao tempo t , frequência v e posição r . Define-se então uma autocorrelação conjunta $H(t; v, r)$



(a) Domínio do Atraso.



(b) Domínio Doppler.

Figura 2.9: Canais com Desvanecimento.

com respeito a (t, v, r) dada por

$$R_H(t_1, v_1, r_1; t_2, v_2, r_2) = \mathbb{E}[H(t_1, v_1, r_1)H^*(t_2, v_2, r_2)] \quad (2.11)$$

Se o canal for um processo aleatório estacionário no sentido amplo, a correlação conjunta é uma função de $(\Delta t, \Delta v, \Delta r)$ com $\Delta t = |t_1 - t_2|$, $\Delta v = |v_1 - v_2|$ e $\Delta r = |r_1 - r_2|$.

Novamente, considera-se a correlação conjunta no domínio espectral de $R_H(t_1, v_1, r_1; t_2, v_2, r_2)$, $S_H(f_1, \tau_1, k_1; f_2, \tau_2, k_2)$, dada por (para o caso de canal estacionário no sentido amplo) [4]:

$$\begin{aligned} S_H(f_1, \tau_1, k_1; f_2, \tau_2, k_2) &= \mathbb{E}[H(f_1, \tau_1, k_1)H^*(f_2, \tau_2, k_2)] \\ &= S_H(f_1, \tau_1, k_1)\delta(f_1 - f_2)\delta(\tau_1 - \tau_2)\delta(k_1 - k_2), \end{aligned} \quad (2.12)$$

em que $S_H(f_1, \tau_1, k_1)$ é a densidade espectral de potência do processo aleatório $H(t, v, r)$. O

teorema de Wiener-Khintchine para processos estacionários no sentido amplo leva ao seguinte par de transformada [4]:

$$R_H(\Delta t, \Delta v, \Delta r) \leftrightarrow S_H(f, \tau, k). \quad (2.13)$$

2.1.4.2 Coerência

A fim de facilitar a ilustração da autocorrelação $R_H(\Delta t, \Delta v, \Delta r)$, fixa-se uma dimensão para analisar o relacionamento entre as outras duas. Considerando inicialmente um transmissor e um receptor fixos, o canal aleatório deixa de depender do parâmetro r e suas propriedades estatísticas são especificadas por uma autocorrelação no tempo e na frequência $R_H(\Delta t, \Delta v)$, ou pelos espectros *Doppler* e de atraso $S_H(f, \tau)$ como ilustrado na Figura 2.10. Deve-se notar que no caso de um canal estacionário no sentido amplo, é necessário apenas um dos dois, visto que ambos formam um par de transformada de Fourier.

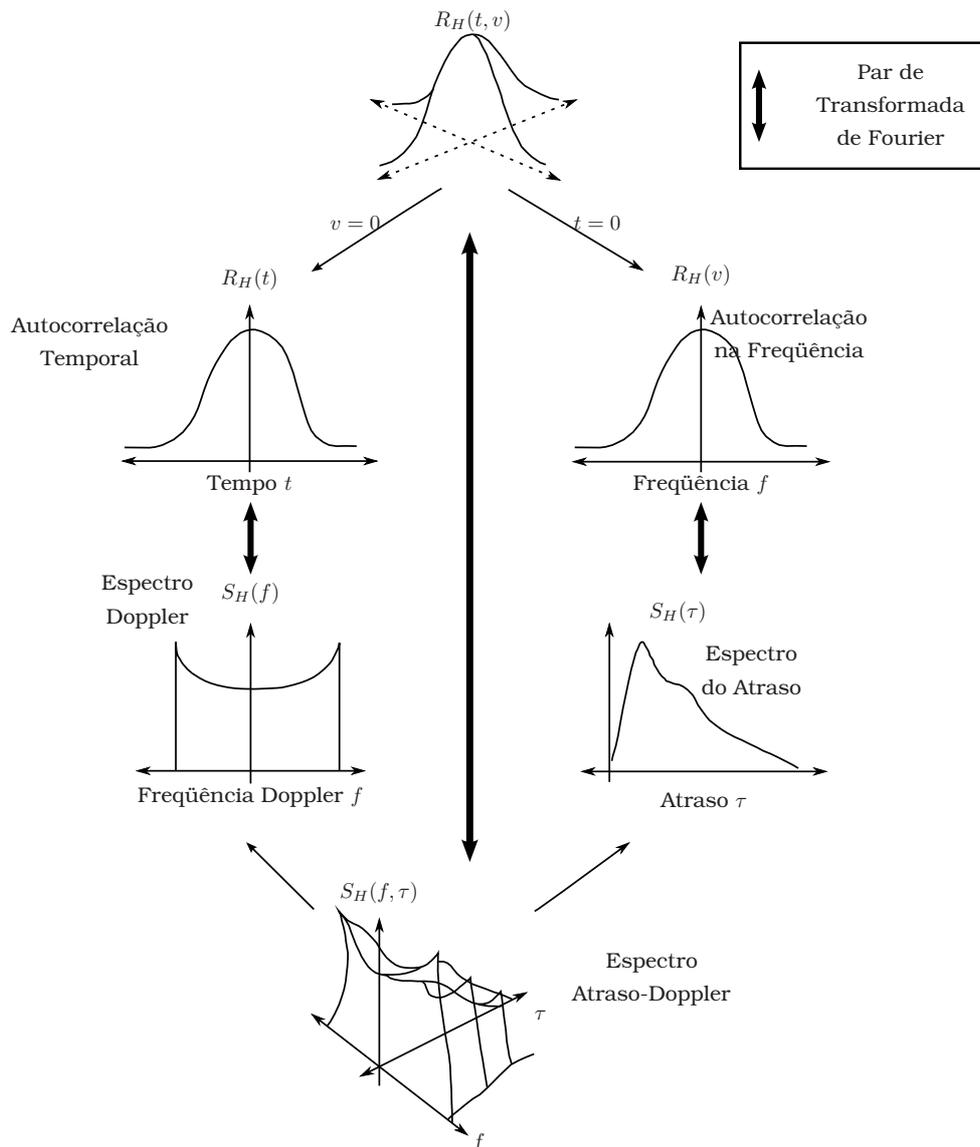


Figura 2.10: Autocorrelação Tempo-Frequência e Espectro Doppler-Atraso

Pode-se então expandir os conceitos de Tempo de Coerência e Banda de Coerência definidos na seção 2.1.3.3 para canais aleatórios estacionários no sentido amplo. A correlação na dimensão do tempo é dada por:

$$R_H(\Delta t) = R_H(\Delta t, \Delta v)|_{\Delta v=0}. \quad (2.14)$$

O tempo de coerência T_c é definido então para canais aleatórios como sendo o valor de Δt tal que $R_H(\Delta t) < 0.5$ [4].

Da mesma forma, a correlação no domínio da frequência é dada por

$$R_H(\Delta v) = R_H(\Delta t, \Delta v)|_{\Delta t=0}, \quad (2.15)$$

e a banda de coerência B_c para canais aleatórios é definida como sendo o valor de Δv tal que $R_H(\Delta v) < 0.5$ [4]¹.

É possível também caracterizar o canal aleatório com base em seus espectros *Doppler* e de atraso. O *espectro Doppler* é dado por

$$S_H(f) = \int_{-\infty}^{\infty} S_H(f, \tau) d\tau, \quad (2.16)$$

enquanto que o espectro de atraso, usualmente chamado de *perfil de potência do atraso* (*power-delay profile*), é dado por

$$S_H(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_H(f, \tau) df. \quad (2.17)$$

Segue então que o *espalhamento Doppler* σ_f^2 é definido como o momento central de segunda ordem do *espectro Doppler* [4]. Ou seja,

$$\sigma_f^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 S_H(f) df}{\int_{-\infty}^{\infty} S_H(f) df} - \left(\frac{\int_{-\infty}^{\infty} f S_H(f) df}{\int_{-\infty}^{\infty} S_H(f) df} \right)^2. \quad (2.18)$$

Da mesma forma, o *espalhamento de atraso* σ_τ^2 é definido como o momento central de segunda ordem do espectro do atraso [4]. Ou seja,

$$\sigma_\tau^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau^2 S_H(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} S_H(\tau) d\tau} - \left(\frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau S_H(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} S_H(\tau) d\tau} \right)^2. \quad (2.19)$$

Visto que o *espectro Doppler* e a função de autocorrelação no tempo formam um par de transformada de Fourier, um valor de *espalhamento Doppler* σ_f^2 grande resultará em um tempo de coerência T_c pequeno e, portanto, um desvanecimento temporal rápido e vice-versa. Da mesma forma, o *perfil de potência do atraso* e a função de autocorrelação na frequência formam um par de transformada de Fourier. Segue que, um grande *espalhamento de atraso* σ_τ^2 resultará em uma banda de coerência B_c pequena e vice-versa. Na prática, os quatro parâmetros estão relacionados por [4]

$$B_c = \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (2.20)$$

e

$$T_c = \frac{1}{5\sigma_f}. \quad (2.21)$$

¹Alguns autores consideram um limiar de correlação igual a 0.9 para definir tempo de coerência e banda de coerência.

2.2 Sistemas com Múltiplas Antenas no Transmissor e no Receptor - MIMO

Como foi visto na seção 2.1, o sinal transmitido está sujeito a diversas tipos de degradações que limitam o desempenho do sistema. No entanto, um sistema de transmissão sem fio também apresenta diversas fontes de diversidade que podem ser devidamente exploradas por uma codificação ou por um modo de transmissão: diversidade temporal, diversidade frequencial, e diversidade espacial. A fim de explorar essa última diversidade, sistemas com múltiplas antenas no transmissor e no receptor (MIMO) têm ganhado bastante atenção nos últimos anos e seu uso é considerado essencial para obter os requisitos de sistemas 4G (quarta geração) [1, 5]. Quando emprega-se um conjunto de antenas tanto no transmissor quanto no receptor é possível obter-se desde uma alta eficiência espectral (podendo até mesmo atingir 20-40 bits/Hz [2]) quando o canal é favorável, até um grande ganho de diversidade que proporciona uma “proteção” contra o desvanecimento do canal.

Considerando-se N_T antenas transmissoras e N_R antenas receptoras (separadas umas das outras por uma distância maior que a distância de coerência do canal), tem-se que o canal MIMO pode ser visto como um vetor de m canais espaciais com $m = \min\{N_T, N_R\}^2$. Dessa forma, é possível multiplexar os m canais espaciais para obter um ganho de capacidade que cresce linearmente com m [2, 4]; utilizar os m canais como fonte de diversidade obtendo-se assim taxas de erro de bit (BER) melhores [6–8]; ou ambos [9].

Contudo, caso as antenas do transmissor e/ou do receptor estejam espaçadas de uma distância menor que a distância de coerência do canal, o número de canais espaciais independentes será menor do que m devido a correlação existente nos m canais. Ao longo dessa dissertação considera-se que os m canais são independentes.

Deve-se notar também que o conhecimento do estado do canal no receptor é importante para possibilitar a decodificação do sinal tanto para uso de multiplexação (para separar a informação dos diferentes canais espaciais) quanto para uso de diversidade (para decodificar a codificação utilizada). Contudo, o conhecimento do estado do canal no transmissor não é necessário mas, se existente, pode melhorar o desempenho do sistema ao permitir que o mesmo se adapte as condições do meio. Neste capítulo será assumido conhecimento perfeito do canal no receptor. O problema da estimação de canal é abordado no capítulo 3.

2.2.1 Modelo Matemático de um Enlace MIMO

A Figura 2.11 mostra um sistema MIMO elementar. O funcionamento dos blocos *Codificador MIMO* e *Decodificador MIMO* depende do sistema em questão - multiplexação, diversidade ou ambos (mostrados nas seções 2.2.1.2, 2.2.1.3 e 2.2.1.4, respectivamente). Expandindo-se a Equação (2.2) para o caso MIMO, obtém-se que o sinal recebido em cada antena receptora é dado por uma soma dos sinais transmitidos por cada antena transmissora envolvidos com seus respectivos canais além da adição de ruído. Ou seja, o sinal recebido na j -ésima antena receptora é dado por

$$y_j(t) = \sum_{i=0}^{N_T-1} \left[\int_{-\infty}^{\infty} h_{ij}(t; \tau) x_i(t - \tau) d\tau \right] + z_j(t), \quad (2.22)$$

em que i corresponde ao índice da antena transmissora, j corresponde ao índice da antena receptora, z_j corresponde ao ruído branco Gaussiano na j -ésima antena receptora, h_{ij}

²Essa expressão só é válida quando o número de espalhadores - *scatters* - for maior que m , mas este é geralmente o caso em sistemas *indoor*.

corresponde a resposta impulsiva do canal entre a i -ésima antena transmissora e a j -ésima antena receptora, e x_i é o símbolo transmitido pela i -ésima antena transmissora.

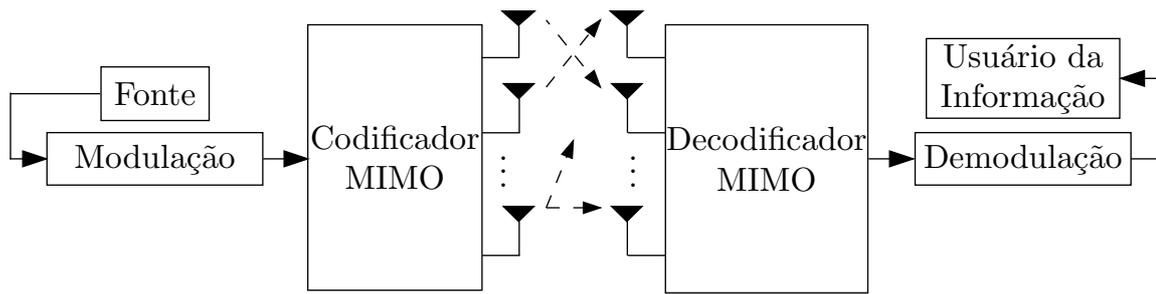


Figura 2.11: Sistema básico com múltiplas antenas no transmissor e no receptor

Deve-se notar na Equação (2.22) que a dependência do parâmetro espacial r foi substituída pelos índices i e j , das antenas transmissora e receptora, respectivamente.

2.2.1.1 Modelo para Canais Planos em Frequência

A maior parte das investigações sobre sistemas MIMO foca-se principalmente no caso de canal com desvanecimento plano (canal sem memória) e o sistema é usualmente tratado no tempo discreto. Dessa forma, a Equação (2.22) pode ser simplificada para³:

$$y[n] = \sum_{i=0}^{N_T-1} h_i[n]x_i[n] + z[n], \quad (2.23)$$

na qual n é a variável que exprime dependência com o tempo discreto.

É possível também escrever a Equação (2.23) em notação matricial obtendo assim⁴:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{z}, \quad (2.24)$$

na qual \mathbf{x} e \mathbf{y} são vetores com dimensão $N_T \times 1$ e $N_R \times 1$, respectivamente, contendo os símbolos transmitidos e os símbolos recebidos referentes as N_T antenas transmissoras e as N_R antenas receptoras; \mathbf{H} é uma matriz com dimensão $N_R \times N_T$ que representa os canais entre cada par de antenas transmissoras e receptora; e \mathbf{z} é um vetor de ruído com dimensão $N_R \times 1$.

2.2.1.2 Multiplexação Espacial - BLAST (Bell Labs Layered Space-Time)

Multiplexação espacial é geralmente utilizada para aumentar a capacidade de um enlace MIMO através da transmissão de informações independentes no mesmo quadro de tempo e na mesma banda de frequências através das diferentes antenas transmissoras como indicado na Figura 2.12. O canal entre cada antena transmissora e receptora atua como uma espécie de assinatura espacial permitindo que a separação das diferentes informações seja feita no receptor através de um processamento de sinal para cancelar a interferência das diferentes antenas transmissoras utilizando-se informação sobre o canal.

Um dos métodos mais utilizados para este cancelamento de interferência e separação no receptor das informações de cada antena transmissora é apresentado em [2] e chamado de V-BLAST (*Vertical Bell Labs Layered Space-Time*). Conceitualmente, a informação transmitida por cada antena transmissora é considerada, uma antena de cada vez, como sendo o sinal desejado enquanto que as demais antenas são consideradas interferentes. Dessa forma, o cancelamento de interferência é efetuado através de uma filtragem para satisfazer algum

³Por simplicidade de notação, o índice da antena receptora, j , será omitido.

⁴Por simplicidade de notação a dependência com o tempo n foi omitida.

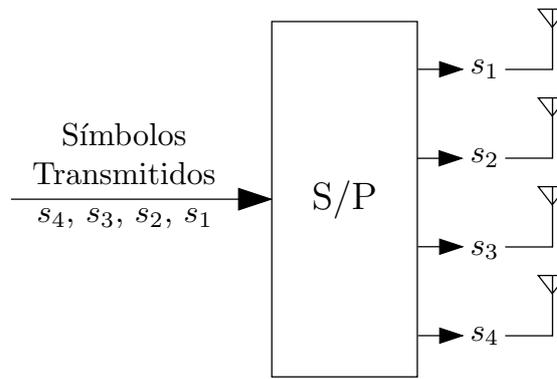


Figura 2.12: Multiplexação.

critério de desempenho como *Minimum-Mean Square Error* (MMSE) ou *Zero-Forcing* (ZF). No caso do método *Zero-Forcing*, por exemplo, o cancelamento de interferência é feito através de vetores de peso \mathbf{w}_i , $i = 1, 2, \dots, N_T$, tal que

$$\mathbf{w}_i^T (\mathbf{H})_j = \delta_{ij}, \quad (2.25)$$

na qual δ_{ij} é o delta de Kronecker⁵, e $(\mathbf{H})_j$, j -ésima coluna de \mathbf{H} , e T é o operador de transposição.

Dessa forma, a estatística de decisão referente a i -ésima antena transmissora é

$$\hat{y}_i = \mathbf{w}_i^T \mathbf{y}. \quad (2.26)$$

Essa abordagem linear para cancelamento de interferência é viável, mas é possível obter um desempenho superior se técnicas não-lineares são utilizadas. Uma alternativa particularmente atrativa consiste em explorar a sincronização temporal inerente do modelo do sistema e usar *cancelamento de símbolo* além do cancelamento de interferência linear para efetuar a detecção. Utilizando cancelamento de símbolo, a interferência de componentes já detectadas de \mathbf{x} é subtraída do vetor de sinal recebido, resultando em uma versão modificada do vetor recebido na qual há um número menor de interferentes. [2]

Quando o cancelamento de símbolo é utilizado, a ordem na qual as componentes de \mathbf{x} são detectadas passa a ser importante, enquanto que o desempenho é independente da ordem de detecção quando apenas o cancelamento de interferência linear é utilizado [2]. Neste trabalho a ordem de detecção considerada é escolhida de forma decrescente com a SNR (Relação Sinal-Ruído). Ou seja, camadas com maior SNR (canal mais favorável) são detectadas primeiro.

Definindo-se um conjunto $\mathcal{S} \equiv \{k_1, k_2, \dots, k_{N_T}\}$ como sendo uma permutação dos inteiros $1, 2, \dots, N_T$ especificando a ordem na qual as componentes de \mathbf{x} são detectadas, tem-se que o processo de detecção resume-se aos 4 passos mostrados a seguir [2]:

- i. Extrai-se a primeira componente através do cancelamento de interferência linear⁶

$$\hat{y}_{k_1} = \mathbf{w}_{k_1}^T \mathbf{y}_1 \quad (2.27)$$

- ii. Estima-se o símbolo transmitido \hat{x}_{k_1} a partir de \hat{y}_{k_1}

⁵O delta de Kronecker é dado por $\delta_{ij} = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases}$.

⁶O índice 1 na Equação (2.27) é utilizado apenas para indicar que trata-se da detecção da primeira componente.

iii. Subtrai-se a interferência da antena já decodificada

$$y_2 = y_1 - \hat{x}_{k_1}(\mathbf{H})_{k_1}$$

iv. Repete-se os passos 1-3 para as componentes k_2, k_3, \dots, k_{N_T} utilizando-se as respectivas versões modificadas do vetor recebido (y_2, y_3, \dots, y_{N_T})

2.2.1.3 Diversidade Espacial

Em contraste com a multiplexação espacial, o propósito da diversidade espacial é aumentar a ordem de diversidade de um enlace MIMO a fim de mitigar o desvanecimento do canal através da codificação do sinal ao longo dos diferentes domínios: espaço e tempo, espaço e frequência, ou até mesmo ao longo dos três domínios [8]. Dessa forma, diversas cópias do sinal chegam no receptor sendo possível combiná-las de maneira construtiva para obter um ganho de diversidade.

Em [6] um esquema de codificação espaço-temporal é apresentado (ilustrado na Figura 2.13) no qual duas antenas transmissoras são utilizadas para transmitir dois símbolos em dois instantes de tempo (taxa de codificação igual a um). A codificação é feita no espaço e no tempo como mostrado na Tabela 2.1 e o código de bloco é projetado para ser ortogonal (*Space Time Block Code (STBC)*), o que torna a decodificação simples. É possível também efetuar a codificação no espaço e na frequência utilizando duas subbandas de frequência adjacentes ao invés de dois períodos de símbolo adjacentes (desde que o canal seja o mesmo nas duas bandas de frequência).

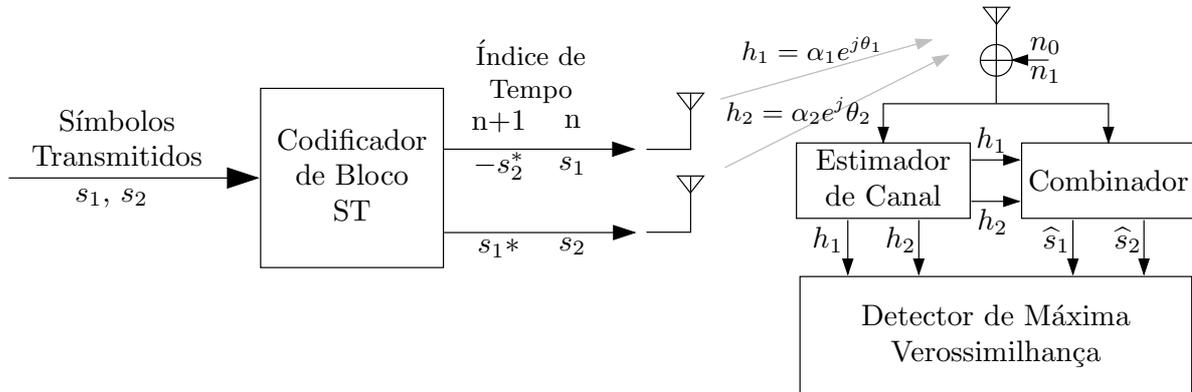


Figura 2.13: Diversidade com duas antenas transmissoras utilizando codificação Espaço-Temporal.

Tabela 2.1: Esquema de Codificação Espaço-Temporal

	Antena 0	Antena 1
instante n	s_1	s_2
instante n+1	$-s_2^*$	s_1^*

A partir da Figura 2.13 obtém-se que o sinal recebido em dois instantes de símbolo adjacentes é dado por

$$y_1 = y[n] = h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_0$$

$$y_2 = y[n + 1] = -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n_1,$$

no qual ambos, n_0 e n_1 , representam ruído complexo e interferência em diferentes instantes.

Dessa forma, os dois símbolos transmitidos são então obtidos através da combinação [1]:

$$\begin{aligned}\hat{s}_1 &= h_1^* y_1 + h_2 y_2^* \\ \hat{s}_2 &= h_2^* y_1 + h_1 y_2^* \\ \hat{s}_1 &= (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_1 + h_1^* n_0 + h_2 n_1^* \\ \hat{s}_2 &= (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_2 - h_1 n_1^* + h_2^* n_0.\end{aligned}\tag{2.28}$$

$$\tag{2.29}$$

Como pode ser visto nas Equações (2.28) e (2.29), tanto o símbolo s_1 quanto o símbolo s_2 possuem um ganho de diversidade igual a 2, representado pelo termo $(\alpha_1^2 + \alpha_2^2)$, e a utilização de múltiplas antenas ocorre no transmissor e não no receptor ⁷. É possível também utilizar-se múltiplas antenas no transmissor e no receptor para que o ganho de diversidade seja $2N_R$ ao invés de 2.

Com o ganho de diversidade, mesmo que o canal de uma das antenas esteja com grande desvanecimento, o símbolo será corretamente recebido se o canal da outra antena estiver favorável⁸. Esse esquema de codificação para duas antenas transmissoras é conhecido como Alamouti [6] e suas maiores vantagens são sua simplicidade devido a ortogonalidade do código, sua taxa de codificação igual a um e seu ganho de diversidade igual a $2N_R$ (máximo ganho de diversidade que pode ser alcançado utilizando-se duas antenas transmissoras).

Em [7] são apresentados outros esquemas de codificação para alguns casos com um número maior de antenas. No entanto, não é possível obter-se um código de bloco espaço-temporal ortogonal com taxa de codificação igual a um com o máximo ganho de diversidade possível para um número de antenas transmissoras maior que dois quando símbolos complexos são utilizados [1].

2.2.1.4 Estrutura MIMO com Diversidade e Multiplexação

Embora a utilização de múltiplas antenas permita a obtenção de ganhos de multiplexação (seção 2.2.1.2) e diversidade (seção 2.2.1.3), os primeiros esquemas MIMO foram projetados para obter apenas um tipo de ganho por vez. Ou seja, o sistema era projetado para extrair ao máximo o ganho de diversidade [6, 7] ou o ganho de multiplexação [2]. Em [10] tem-se um esquema que chaveia entre os dois modos dependendo da condição instantânea do canal, mas os dois tipos de ganho não são obtidos simultaneamente.

Em [11], Zheng mostra que é possível obter os dois tipos de ganho simultaneamente, mas que existe uma relação de custo-benefício entre eles. Ou seja, um ganho de multiplexação maior pode ser obtido ao preço de sacrificar o ganho de diversidade e vice-versa⁹. No entanto, Zheng não apresenta um método em particular para obter os dois ganhos, apenas fornece uma curva do custo-benefício que pode ser utilizada para avaliar de maneira unificada os diversos esquemas baseados em multiplexação, diversidade, ou ambos.

Em [9] é apresentado um método para obter os dois ganhos no qual a estrutura de multiplexação apresentada por Foschini [2] é generalizada para utilizar pequenos grupos independentes de antenas ao invés de apenas antenas independentes. Cada grupo de antenas pode ser “protegido” utilizando, por exemplo, uma codificação espaço-temporal. No receptor, utiliza-se uma técnica de supressão de interferência semelhantemente ao que foi feito na seção 2.2.1.2 para separar os diferentes grupos de antenas e, em seguida, cada grupo é

⁷A utilização de múltiplas antenas no transmissor ao invés de no receptor é vantajosa por ser de mais fácil implementação.

⁸Isso explica a importância de decorrelação entre os diferentes canais mencionada na seção 2.2.

⁹A relação custo-benefício entre multiplexação e diversidade basicamente constitui uma relação custo-benefício entre a taxa de erro e a taxa de dados do sistema.

decodificado semelhantemente ao que foi feito na seção 2.2.1.2. Dessa forma, tem-se um esquema híbrido que é superior ao BLAST (*Bell Labs Layered Space-Time*) convencional em termos BER e que oferece uma maior eficiência espectral que um sistema STBC puro.

A Figura 2.14 ilustra um dos esquemas híbridos proposto em [9] com três antenas transmissoras. A informação é transmitida em duas camadas: a primeira utiliza a codificação espaço-temporal proposta por Alamouti [6] e discutida na seção 2.2.1.3; e a segunda não utiliza proteção. Ambas as camadas são enviadas ao mesmo tempo e utilizam a mesma banda de frequências seguindo a idéia proposta pelo esquema BLAST [2]. Os sinais transmitidos por cada antena em dois instantes de símbolo obedecem a Tabela 2.2.

Tabela 2.2: Esquema Híbrido

	Antena 0	Antena 1	Antena 3
instante n	s_1	s_2	s_3
instante n+1	$-s_2^*$	s_1^*	s_4

O cancelamento de interferência é efetuado de forma semelhante ao que foi feito na seção 2.2.1.2 para o BLAST, mas com a finalidade de separar a informação das diferentes camadas e não das diferentes antenas. Novamente o canal atua como uma espécie de assinatura espacial e a informação da camada sem proteção (que utiliza apenas uma antena) é diretamente obtida através do cancelamento de interferência. A camada que utiliza proteção deve passar por mais um estágio para obtenção da informação transmitida que corresponde a decodificação do código espaço-temporal utilizado. No entanto, ao invés de utilizar o canal (entre as antenas transmissoras e receptora(s) correspondentes a camada com diversidade) diretamente na decodificação como foi feito na seção 2.2.1.3, deve-se utilizar uma versão modificada do canal (denominada “Canal Equivalente”) resultante do processo de filtragem no cancelamento de interferência. O processo completo de recepção do esquema híbrido com três antenas transmissoras é ilustrado na Figura 2.15.

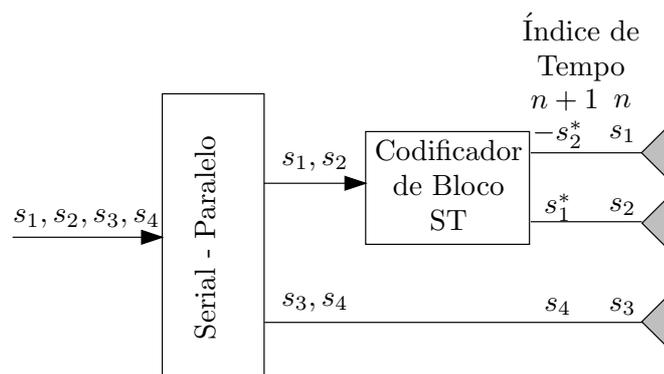


Figura 2.14: Esquema Híbrido com ganhos de Multiplexação e Diversidade (3 antenas transmissoras)

2.3 Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM

Como mostrado na seção 2.1.3.2, o sinal que chega no receptor é composto por um grande número de ondas de rádio com atrasos de propagação diferentes. Essas ondas atrasadas interferem com a onda direta causando uma *interferência intersimbólica* que equivale a uma distorção no espectro em frequência do sinal (ver seção 2.1.3.3). Dessa forma, os múltiplos percursos de propagação ocasionam uma degradação significativa no desempenho do sistema.

Uma maneira de combater essa distorção consiste em utilizar técnicas de equalização

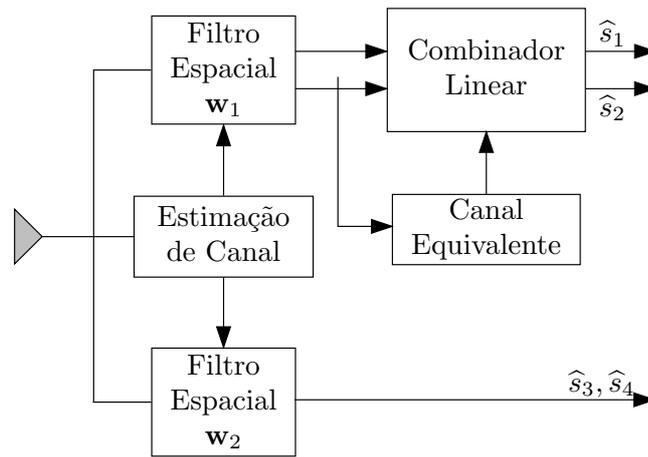


Figura 2.15: Receptor para o Esquema Híbrido com ganhos de Multiplexação e Diversidade (3 antenas transmissoras)

adaptativa no receptor para restaurar o espectro em frequência do sinal transmitido. Contudo, efetuar essa equalização na prática com taxas de transmissão de vários megabits por segundo utilizando *hardware* compacto e de baixo custo não é uma tarefa fácil [12].

Outra maneira de combater a degradação causada pelos múltiplos percursos de propagação consiste em transmitir os dados paralelamente através de diversos subcanais (utilizando portadoras diferentes, geralmente chamadas de subportadoras) cada um com uma largura de banda menor que a banda de coerência do canal. Dessa forma os sinais transmitidos em cada subcanal estarão sujeitos apenas a uma atenuação complexa que pode ser facilmente compensada no receptor¹⁰ eliminando assim a distorção causada pela existência de diversos percursos de propagação.

Um esquema de transmissão com múltiplas portadoras que tem recebido um crescente interesse ao longo dos últimos anos é a técnica de transmissão OFDM. Nesse esquema de transmissão o espaçamento entre as subportadoras é cuidadosamente selecionado de forma que cada portadora seja locada em pontos de cruzamento de zero do espectro das demais, conforme ilustrado na Figura 2.16 [13].

Em sua concepção inicial, a técnica de transmissão OFDM empregava um conjunto de osciladores coerentes, mas com o advento dos algoritmos de transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform* - FFT) e transformada rápida de Fourier inversa (*Inverse Fast Fourier Transform* - IFFT), os processos de modulação e demodulação OFDM passaram a ser executados de forma mais simples utilizando, respectivamente, os algoritmos IFFT e FFT [13]. As Figuras 2.17(a) e 2.17(b) ilustram, respectivamente, o transmissor e o receptor de um sistema OFDM¹¹.

¹⁰Desde que o receptor conheça o canal.

¹¹O termo *Subsímbolo* nas figuras 2.17(a) e 2.17(b) corresponde ao símbolos mapeados a partir dos bits da fonte de dados e é utilizado para diferenciar de um *símbolo OFDM*.

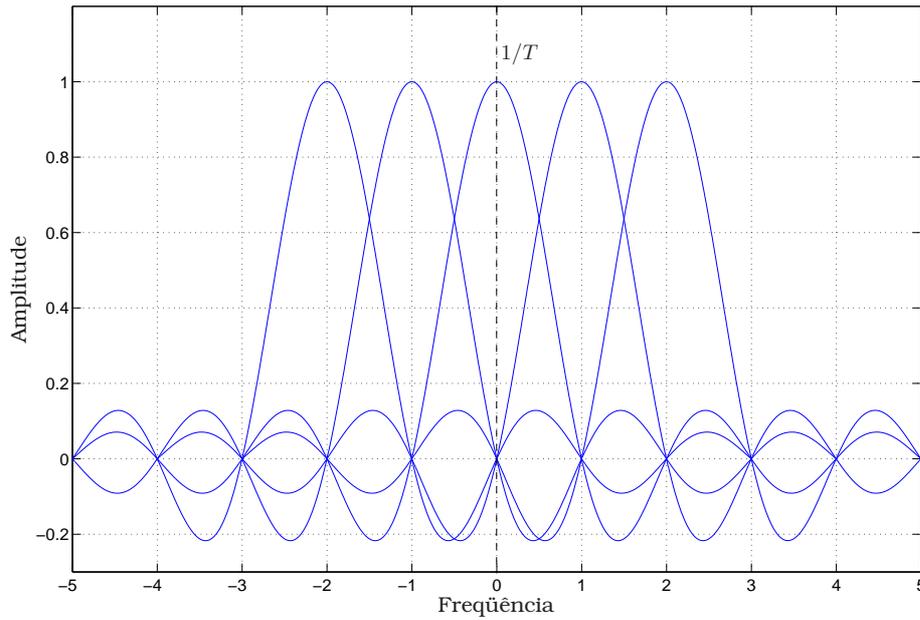


Figura 2.16: Subportadora de um sinal OFDM com frequência normalizada em relação ao valor $1/T$.

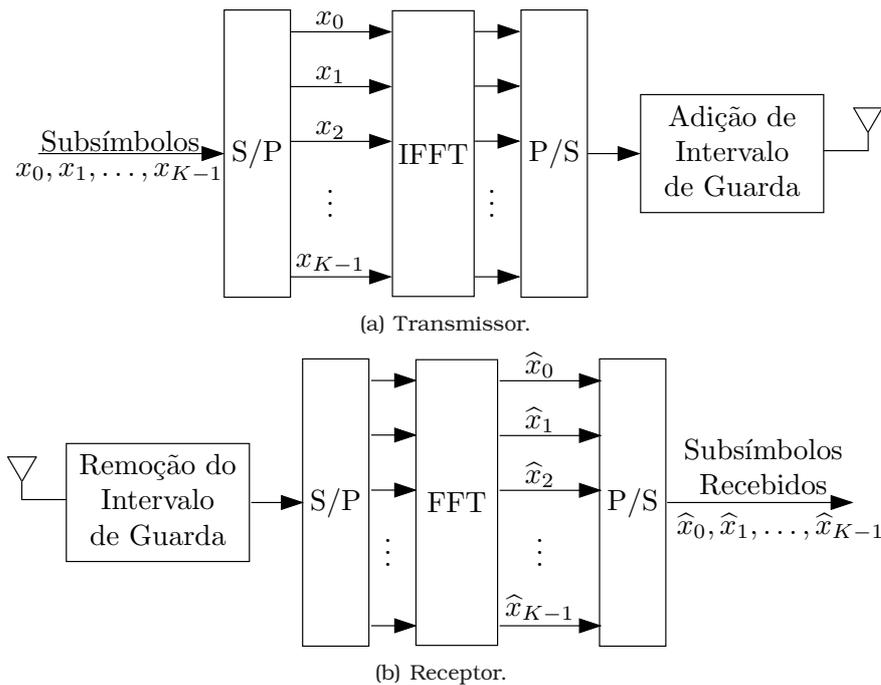


Figura 2.17: Sistema OFDM

2.3.1 Modelo de um Sistema OFDM

Seja \mathbf{x}_n um vetor contendo os K subsímbolos, $x[n, 0], x[n, 1], \dots, x[n, K-1]$, que “modulam” o n -ésimo símbolo OFDM, \mathbf{h}_n um vetor $K \times 1$ formado pelo canal de comprimento K_0 visualizado pelo n -ésimo símbolo OFDM ¹² com elementos $h[n, 0], h[n, 1], \dots, h[n, K_0-1]$ concatenados com zeros para obter o comprimento K , e $\mathbf{z}_n = \text{FFT}(\tilde{\mathbf{z}}_n)$ o termo que representa ruído gaussiano

¹²Considera-se que o canal não variou durante a transmissão de um símbolo OFDM.

descorrelacionado, então o sinal OFDM recebido é matematicamente descrito por

$$\begin{aligned} s[n] &= \text{FFT}(\text{IFFT}(\mathbf{x}_n) \circledast \mathbf{h}_n + \tilde{\mathbf{z}}_n) \\ s[n] &= \text{FFT}(\text{IFFT}(\mathbf{x}_n) \circledast \mathbf{h}_n) + \mathbf{z}_n, \end{aligned} \quad (2.30)$$

em que \circledast corresponde a operação de convolução cíclica¹³ e $s[n]$ é um vetor com dimensão $K \times 1$ que representa o n -ésimo símbolo OFDM. Como a transformada de Fourier discreta de dois sinais convolvidos ciclicamente equivale ao produto de suas transformadas de Fourier individuais, então

$$s[n] = \mathbf{x}_n \cdot \text{FFT}(\mathbf{h}_n) + \mathbf{z}_n = \mathbf{x}_n \cdot \mathbf{H}_n + \mathbf{z}_n \quad (2.31)$$

em que o operador “ \cdot ” corresponde a uma multiplicação elemento-a-elemento e $\mathbf{H}_n = [H[n, 0], H[n, 1], \dots, H[n, K-1]]^T$ é um vetor formado pela resposta em frequência do canal para o n -ésimo símbolo OFDM nas K portadoras.

Como pode ser visto na equação 2.31, cada elemento do vetor $s[n]$ depende de apenas um elemento do vetor \mathbf{x}_n , o que caracteriza a ausência de interferência entre as portadoras.

2.3.2 Prefixo Cíclico

A conversão Serial/Paralela dos dados de entrada tem como consequência um aumento na duração de cada símbolo transmitido (T_s) por um fator K , o que faz também com que a relação entre o espalhamento de atraso e o tempo de símbolo seja reduzida pelo mesmo fator.

Para a eliminação da interferência entre símbolos OFDM introduz-se em cada um dos símbolos um intervalo de guarda de forma que as componentes multipercurso de um símbolo não interfiram na recepção do símbolo OFDM subsequente [12, 13].

No entanto, diferentemente de um sistema de portadora única, a criação de um intervalo de guarda através da simples ausência de sinal acarreta em uma perda de desempenho do sistema devido a quebra da ortogonalidade entre as subportadoras¹⁴ [13].

Para que a interferência entre portadoras (ICI (*Intercarrier Interference*)) seja eliminada, utiliza-se como intervalo de guarda um trecho obtido a partir do final do símbolo OFDM. Um intervalo de guarda construído dessa forma é usualmente chamado de prefixo cíclico (CP (*Cyclic Prefix*)) e evita a interferência intersimbólica sem quebrar a ortogonalidade entre as subportadoras¹⁵.

Um pequeno preço a se pagar, no entanto, corresponde a uma perda de SNR devido a utilização de energia para transmissão do CP que será descartado no receptor. Essa perda de SNR é dada por [13]

$$\text{SNR}_{\text{loss}} = -10 \log_{10} \left(1 - \frac{T_{CP}}{T_s} \right), \quad (2.32)$$

em que T_s é a duração de um símbolo OFDM (incluindo o prefixo cíclico) e T_{CP} é a duração do prefixo cíclico.

2.4 Sistemas MIMO-OFDM

Como foi apresentado na seção 2.2, a maioria das investigações sobre sistemas MIMO foca-se no caso de canal com desvanecimento plano. Uma abordagem que tem ganho

¹³A convolução na equação 2.30 só será cíclica caso seja utilizado um intervalo de guarda maior que a memória do canal formado pela cópia do final do símbolo OFDM transmitido, como descrito na seção 2.3.2.

¹⁴Isso ocorre devido ao fato de que para o caso de um intervalo de guarda formado através de ausência de sinal, a diferença entre o número de ciclos das subportadoras no cálculo da FFT no receptor não é um número inteiro.

¹⁵Caso não seja utilizado um prefixo cíclico como intervalo de guarda, a convolução na equação 2.30 será uma convolução linear e, dessa forma, cada elemento do vetor $s[n]$ dependerá de mais de um elemento do vetor \mathbf{x}_n caracterizando assim uma interferência entre portadoras.

um interesse cada vez maior nos últimos anos para utilizar MIMO em canais seletivos em frequência consiste em combinar as técnicas MIMO e OFDM. Dessa forma, o processo de modulação e demodulação OFDM torna o canal plano por subportadora, para que o sistema MIMO possa ser utilizado combinando assim a resistência a seletividade em frequência fornecida pelo OFDM e os ganhos de diversidade e/ou multiplexação fornecidos pelo MIMO.

A Figura 2.18 ilustra a utilização da técnica OFDM junto com a estrutura MIMO híbrida apresentada na Figura 2.14.

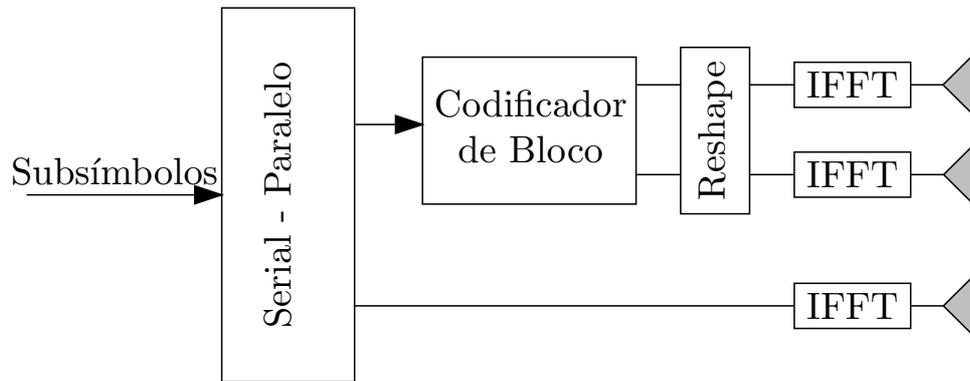


Figura 2.18: Transmissor de um sistema MIMO-OFDM utilizando a estrutura MIMO híbrida apresentada na Figura 2.14.

O funcionamento do bloco “Codificador de Bloco” na Figura 2.18 equivale ao funcionamento do bloco “Codificador de Bloco ST” na Figura 2.14. No entanto, dependendo do funcionamento do bloco “Reshape” na Figura 2.18, a diversidade ocorre no espaço e no tempo (Codificação Espaço-Temporal utilizando dois símbolos OFDM seguidos¹⁶), no espaço e na frequência (codificação Espaço-Frequencial utilizando duas portadoras vizinhas no mesmo símbolo OFDM¹⁷) ou até mesmo no espaço, na frequência e no tempo.

A questão da escolha entre utilizar diversidade ao longo do espaço e do tempo, do espaço e da frequência, ou ao longo do espaço da frequência e do tempo é analisada em [8].

2.5 Resumo do Capítulo

Este capítulo abordou os fundamentos e a modelagem do sistema de comunicação utilizado ao longo da dissertação. Inicialmente foram apresentados os modelos de canais utilizados e os diversos efeitos que este causa no sinal transmitido. Em particular, focou-se no desvanecimento de pequena escala que é de maior interesse para o tema dessa dissertação. A Figura 2.2 ilustra os dois tipos de desvanecimento e suas manifestações, além dos diversos domínios nos quais o desvanecimento de pequena escala é analisado.

Em seguida apresentou-se os modelos MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) utilizados. Em particular, focou-se apenas em sistemas MIMO com canais com desvanecimento plano, que é o cenário que contém a maior parte das investigações sobre sistemas MIMO. Nesse contexto, ilustrou-se sistemas MIMO com ganhos de multiplexação e diversidade, separadamente, além de um sistema MIMO que contém simultaneamente os dois tipos de ganho.

Depois disso, apresentou-se a modelagem utilizada para sistemas OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), que é ilustrada na Figura 2.3.

¹⁶Tem-se então que o canal deverá ser aproximadamente constante durante dois símbolos OFDM. Ou seja, K vezes mais tempo que no caso da utilização do MIMO puro.

¹⁷Tem-se então que os canais das portadoras vizinhas utilizadas para prover a diversidade devem ser aproximadamente iguais.

Por fim, ilustrou-se a integração entre as técnicas MIMO e OFDM, que fornece um modo atrativo de se obter os ganhos de diversidade e/ou multiplexação dos sistemas MIMO em canais seletivos em frequência.

No capítulo seguinte será tratado um ponto chave em sistemas MIMO-OFDM (*Multiple Input Multiple Output - Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), que consiste da estimação de canal.

Estimação de Canal em Sistemas MIMO-OFDM

A *teoria de estimação* é um ramo de probabilidade e estatística que lida com o problema da obtenção de informações sobre propriedades de variáveis aleatórias e processos estocásticos, dado um conjunto de amostras observadas [14]. Esse problema ocorre freqüentemente em sistemas de comunicação e controle e um grande número de estimadores para diferentes problemas e implementações é encontrado na literatura.

A escolha de um estimador depende de muitas considerações como complexidade, erro de estimação, etc., e seu desempenho está condicionado ao tipo de aplicação. Uma preocupação primordial diz respeito a escolha do modelo de dados. Ele deve ser complexo o suficiente para descrever as principais características dos dados, mas ao mesmo tempo simples para permitir que o estimador seja ótimo e facilmente implementável.

Este capítulo se dedica a descrição de diversos tipos de estimadores, em particular aqueles utilizados para estimação de canal em sistemas MIMO-OFDM (*Multiple Input Multiple Output - Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). O restante do capítulo é organizado como segue: a seção 3.1 descreve três características desejáveis em um estimador, a seção 3.2 apresenta alguns estimadores baseados nas abordagens de estimação clássica (seção 3.2.1) e Bayesiana (seção 3.2.2), a seção 3.3 apresenta as técnicas de estimação de canal para sistemas MIMO-OFDM analisadas e uma comparação entre elas é feita na seção 3.3.3.

3.1 Características Desejáveis em um Estimador

Um estimador pode ser visto como uma variável aleatória cuja realização corresponde a uma estimativa do parâmetro a ser determinado [15]. Em geral, três características são desejáveis em um estimador:

- i. Ser *não-polarizado*
- ii. Ser *eficiente*
- iii. Ser *consistente*

Essas três características são descritas a seguir.

Estimador Não-polarizado – Seja Θ um estimador de um parâmetro θ , Θ é dito ser *não-polarizado (unbiased)* se

$$E(\Theta) = \theta$$

para todos os valores possíveis de θ , em que $\mathbb{E}(\cdot)$ representa o operador de esperança estatística. Se Θ é um estimador não-polarizado, então seu erro quadrático médio é dado por

$$\mathbb{E}[(\Theta - \theta)^2] = \mathbb{E}\{[\Theta - \mathbb{E}(\Theta)]^2\} = \text{Var}(\Theta).$$

Ou seja, seu erro quadrático médio equivale a sua variância.

Estimador Eficiente – Segue então que a *eficiência* de um estimador não-polarizado pode ser medida pela sua variância. Ou seja, quanto menor a variância de um estimador não-polarizado mais eficiente ele é. Existe, no entanto, um limite inferior de variância (maior que zero) para qualquer estimador não-polarizado e, conseqüentemente, um erro quadrático médio mínimo passível de ser obtido. Esse valor limite é dado pelo *limite inferior de Cramér-Rao* (ver apêndice A) [14].

Estimador Consistente – Um estimador de um parâmetro θ cuja estimativa Θ_n é baseada em uma amostra aleatória de tamanho n é dito ser *consistente* se para algum ϵ pequeno ($\epsilon > 0$)

$$\lim_{n \rightarrow \infty} P(|\Theta_n - \theta| \geq \epsilon) = 0,$$

em que $P(x)$ corresponde a probabilidade de ocorrência do evento x . Ou seja, a medida que o número de amostras utilizadas para realizar a estimativa do parâmetro θ aumenta, a probabilidade da diferença entre o valor verdadeiro e o valor estimado ser maior do que um certo erro ϵ diminui, resultando assim em uma estimativa estatisticamente mais precisa de θ . Para determinar se um estimador é consistente, é suficiente que [15]:

- i. $\lim_{n \rightarrow \infty} \mathbb{E}(\Theta_n) = \theta$,
- ii. $\lim_{n \rightarrow \infty} \text{Var}(\Theta_n) = 0$.

3.2 Abordagens de Estimação

Primeiro resumimos a abordagem clássica de estimação na qual o vetor desconhecido de parâmetros θ com dimensão $p \times 1$ é assumido como sendo uma constante determinística desconhecida, seguido da abordagem Bayesiana na qual θ é assumido como sendo a realização de um vetor estocástico. Na abordagem clássica a informação dos dados está contida na função densidade de probabilidade (PDF) $p(\mathbf{x}; \theta)$, em que a PDF é uma função dependente de θ . Em contraste com essa modelagem, a abordagem Bayesiana inclui o conhecimento prévio da PDF $p(\theta)$ que descreve o conhecimento sobre θ antes de qualquer observação. Isto é resumido pela PDF conjunta $p(\mathbf{x}, \theta)$ ou, equivalentemente, pela PDF condicional $p(\mathbf{x}|\theta)$ (informação dos dados) e a PDF *a priori* $p(\theta)$.

A seção 3.2.1 a seguir descreve-se algumas técnicas de estimação baseadas na abordagem clássica, enquanto que a seção 3.2.2 descreve as técnicas baseadas na abordagem Bayesiana.

3.2.1 Abordagem Clássica de Estimação

1. Cramér-Rao Lower Bound (CRLB) [16]

a. Modelo de dados/Suposições

$p(\mathbf{x}; \theta)$ é conhecido.

b. Estimador

Se a condição de igualdade para o CRLB, dada por

$$\frac{\partial \ln p(\mathbf{x}; \theta)}{\partial \theta} = \mathbf{I}(\theta)(\mathbf{g}(\mathbf{x}) - \theta),$$

é satisfeita, então o estimador é representado por

$$\hat{\theta} = \mathbf{g}(\mathbf{x}),$$

em que $\mathbf{I}(\theta)$ é uma matriz $p \times p$ dependente apenas de θ e $\mathbf{g}(\mathbf{x})$ é uma função p -dimensional do vetor de dados \mathbf{x} .

c. Otimização/Critério de Erro

$\hat{\theta}$ alcança o CRLB, o limite inferior de variância para qualquer estimador não-polarizado (*unbiased*) e é, portanto, o estimador não-polarizado de menor variância (MVU - *Minimum Variance Unbiased*). O estimador MVU é aquele cuja variância é a menor dentro de todos os estimadores não viciados sendo então dito ser eficiente.

d. Desempenho

Ele é não-polarizado ou

$$\mathbb{E}(\hat{\theta}_i) = \theta_i, \quad i = 1, 2, \dots, p$$

e possui variância mínima

$$\text{Var}(\theta_i) = [\mathbf{I}^{-1}(\theta)]_{ii}, \quad i = 1, 2, \dots, p$$

em que

$$[\mathbf{I}(\theta)]_{ij} = \mathbb{E} \left[\frac{\partial \ln p(\mathbf{x}; \theta)}{\partial \theta_i} \frac{\partial \ln p(\mathbf{x}; \theta)}{\partial \theta_j} \right].$$

e. Comentários

Um estimador eficiente pode não existir e, portanto, essa abordagem pode falhar.

2. Rao-Blackwell-Lehmann-Scheffe [16]

a. Modelo de dados/Suposições

$p(\mathbf{x}; \theta)$ é conhecido.

b. Estimador

- i. Encontrar uma estatística suficiente $\mathbf{T}(\mathbf{x})$ fatorando a PDF como

$$p(\mathbf{x}; \theta) = g(\mathbf{T}(\mathbf{x}), \theta)h(\mathbf{x})$$

em que $\mathbf{T}(\mathbf{x})$ é uma função p -dimensional de \mathbf{x} , g é uma função dependente apenas de \mathbf{T} e θ , e h depende apenas de \mathbf{x} .

- ii. Se $\mathbb{E}[\mathbf{T}(\mathbf{x})] = \theta$, então $\hat{\theta} = \mathbf{T}(\mathbf{x})$. Caso contrário, devemos encontrar uma função g p -dimensional de forma que $\mathbb{E}[g(\mathbf{T})] = \theta$, e então $\hat{\theta} = g(\mathbf{T})$.

c. Otimização/Critério de Erro

$\hat{\theta}$ é o estimador MVU

d. Desempenho

θ_i para $i = 1, 2, \dots, p$ é não-polarizado. A variância depende da PDF— uma forma geral não está disponível

e. Comentários

Em adição, deve-se checar se existem estatísticas suficientes de $\mathbf{T}(\mathbf{x})$. A estatística p -dimensional pode não existir e, portanto, esse método pode falhar.

3. Melhor Estimador Linear Não-Polarizado (BLUE - Best Linear Unbiased Estimator) [16]**a. Modelo de dados/Suposições**

$$\mathbb{E}(\mathbf{x}) = \mathbf{H}\boldsymbol{\theta}$$

na qual \mathbf{H} é uma matriz conhecida com dimensão $N \times p$ ($N > p$) e $\mathbf{C} = \mathbb{E}(\mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^H)$, a matriz de covariância de \mathbf{x} , é conhecida. Equivalentemente, temos

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}\boldsymbol{\theta} + \mathbf{w}$$

em que $\mathbb{E}(\mathbf{w}) = 0$ e $\mathbf{C}_w = \mathbf{C}$.

b. Estimador

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = (\mathbf{H}^T \mathbf{C}^{-1} \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{C}^{-1} \mathbf{x}.$$

c. Otimização/Critério de Erro

$\hat{\theta}_i$ para $i = 1, 2, \dots, p$ tem variância mínima para todos os estimadores não-polarizados que são *lineares* em \mathbf{x} .

d. Desempenho

$\hat{\theta}_i$ para $i = 1, 2, \dots, p$ é não-polarizado. A variância é dada por

$$\text{Var}(\hat{\theta}_i) = [(\mathbf{H}^T \mathbf{C}^{-1} \mathbf{H})^{-1}]_{ii} \quad i = 1, 2, \dots, p.$$

e. Comentários

Se \mathbf{w} é um vetor gaussiano estocástico com média igual a zero e matriz de covariância igual a \mathbf{C} ($\mathbf{w} \sim \mathcal{N}(\mathbf{0}, \mathbf{C})$), então $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ é também a estimativa MVU (para todas as funções não-lineares de \mathbf{x}).

4. Estimador de Máxima Verossimilhança (MLE - Maximum Likelihood Estimator) [16]**a. Modelo de dados/Suposições**

$p(\mathbf{x}; \boldsymbol{\theta})$ é conhecida.

b. Estimador

$\hat{\boldsymbol{\theta}}$ é o valor de $\boldsymbol{\theta}$ que maximiza $p(\mathbf{x}; \boldsymbol{\theta})$, em que \mathbf{x} é substituído pelas amostras de dados observadas.

c. Otimização/Critério de Erro

Não é ótimo em geral. No entanto, sob certas condições na PDF o MLE é eficiente para grandes quantidades de amostras ou seja, $N \rightarrow \infty$. Logo, assintoticamente ele é o estimador MVU.

d. Desempenho

Para N finito o desempenho depende da PDF— Não há uma fórmula geral disponível. Assintoticamente, sob certas condições ¹

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} \stackrel{a}{\sim} \mathcal{N}(\boldsymbol{\theta}, \mathbf{I}^{-1}(\boldsymbol{\theta})), \quad (3.1)$$

e. Comentários

Se um MVU existe, o processo de máxima verossimilhança irá produzi-lo.

¹O símbolo $\stackrel{a}{\sim}$ apenas enfatiza que a aproximação ocorre de maneira assintótica.

5. Estimador dos Mínimos Quadráticos (LSE - Least Square Estimator) [16]

a. Modelo de dados/Suposições

$$x[n] = s[n; \boldsymbol{\theta}] \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

em que o sinal $s[n; \boldsymbol{\theta}]$ depende explicitamente dos parâmetros desconhecidos. Equivalentemente o modelo é dado por

$$\mathbf{x} = \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}) + \mathbf{w}$$

em que \mathbf{s} é uma função N -dimensional de $\boldsymbol{\theta}$ e o ruído ou perturbação \mathbf{w} possui média zero.

b. Estimador

$\hat{\boldsymbol{\theta}}$ é o valor de $\boldsymbol{\theta}$ que minimiza

$$J(\boldsymbol{\theta}) = (\mathbf{x} - \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta}))^T (\mathbf{x} - \mathbf{s}(\boldsymbol{\theta})) \quad (3.2)$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} (x[n] - s[n; \boldsymbol{\theta}])^2. \quad (3.3)$$

c. Otimização/Critério de Erro

Sem utilizar nenhum conhecimento estatístico do parâmetro a ser estimado, o LSE possui uma complexidade muito baixa, mas também possui um erro quadrático médio alto.

d. Desempenho

Depende da PDF de \mathbf{w} — não tem uma fórmula geral disponível.

e. Comentários

Minimizar o erro quadrático em geral não garante a minimização do erro de estimação. Além disso, se \mathbf{w} é um vetor estocástico gaussiano com $\mathbf{w} \sim \mathcal{N}(\mathbf{0}, \sigma^2 \mathbf{I})$, então o estimador dos mínimos quadráticos equivale a um MLE.

6. Método dos Momentos

a. Modelo de dados/Suposições

Existem p momentos $\mu_i = \mathbb{E}(x^i[n])$ para $i = 1, 2, \dots, p$, que dependem de $\boldsymbol{\theta}$ de uma maneira conhecida. Não é necessário conhecer toda a PDF.

b. Estimador

Se $\boldsymbol{\mu} = \mathbf{h}(\boldsymbol{\theta})$, na qual \mathbf{h} é uma função inversível de $\boldsymbol{\theta}$ com dimensão p e $\boldsymbol{\mu} = [\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_p]^T$, então

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \mathbf{h}^{-1}(\hat{\boldsymbol{\mu}})$$

na qual

$$\hat{\boldsymbol{\mu}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \\ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x^2[n] \\ \vdots \\ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x^p[n] \end{bmatrix}$$

c. Otimização/Critério de Erro

Visto que a estimativa é feita apenas pelo cálculo de $h^{-1}(\hat{\boldsymbol{\mu}})$ e não pela minimização de uma função custo baseada em um critério de erro, então não há nenhuma otimização em particular para esse método.

d. Desempenho

Para N finito depende da PDF de \mathbf{x} . No entanto, para grandes quantidades de dados (assintoticamente), se $\hat{\theta}_i = g_i(\hat{\boldsymbol{\mu}})$, então

$$\begin{aligned}\mathbb{E}(\hat{\theta}_i) &= g_i(\boldsymbol{\mu}) \\ \text{Var}(\hat{\theta}_i) &= \left. \frac{\partial g_i}{\partial \boldsymbol{\mu}} \right|_{\hat{\boldsymbol{\mu}}=\boldsymbol{\mu}}^T \mathbf{C}_{\hat{\boldsymbol{\mu}}} \left. \frac{\partial g_i}{\partial \boldsymbol{\mu}} \right|_{\hat{\boldsymbol{\mu}}=\boldsymbol{\mu}}\end{aligned}$$

e. Comentários

Geralmente sua implementação é bastante simples.

A abordagem Bayesiana consiste na utilização da regra de Bayes na elaboração do estimador. A seguir descreve-se brevemente algumas implementações.

3.2.2 Abordagem Bayesiana de Estimação**1. Estimador de Erro Quadrático Médio Mínimo (MMSE) [16]****a. Modelo de dados/Suposições**

A PDF conjunta de $\mathbf{x}, \boldsymbol{\theta}$ ou $p(\mathbf{x}, \boldsymbol{\theta})$ é conhecida, na qual $\boldsymbol{\theta}$ agora é considerado como sendo um vetor estocástico. Geralmente $p(\mathbf{x}|\boldsymbol{\theta})$ é especificado como o modelo de dados e $p(\boldsymbol{\theta})$ como a PDF *a priori* para $\boldsymbol{\theta}$, de forma que $p(\mathbf{x}, \boldsymbol{\theta}) = p(\mathbf{x}|\boldsymbol{\theta})p(\boldsymbol{\theta})$.

b. Estimador

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \mathbb{E}(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{x}),$$

na qual a esperança é efetuada com respeito a PDF *a posteriori*, ou seja,

$$p(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{x}) = \frac{p(\mathbf{x}|\boldsymbol{\theta})p(\boldsymbol{\theta})}{\int p(\mathbf{x}|\boldsymbol{\theta})p(\boldsymbol{\theta})d\boldsymbol{\theta}}.$$

Se \mathbf{x} e $\boldsymbol{\theta}$ são conjuntamente gaussianos, então tem-se [16]

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \mathbb{E}(\boldsymbol{\theta}) + \mathbf{C}_{\boldsymbol{\theta}\mathbf{x}}\mathbf{C}_{\mathbf{x}\mathbf{x}}^{-1}(\mathbf{x} - \mathbb{E}(\mathbf{x})). \quad (3.4)$$

c. Otimização/Critério de Erro

θ_i minimiza o erro quadrático médio Bayesiano

$$B_{\text{mse}}(\theta_i) = \mathbb{E} \left[(\theta_i - \hat{\theta}_i)^2 \right] \quad i = 1, 2, \dots, p \quad (3.5)$$

na qual a esperança é tomada com respeito a $p(\mathbf{x}, \theta_i)$

d. Desempenho

O erro $\epsilon_i = \theta_i - \hat{\theta}_i$ possui média igual a zero e variância dada por

$$\text{Var}(\epsilon_i) = B_{\text{mse}}(\theta_i) = \int [\mathbf{C}_{\boldsymbol{\theta}|\mathbf{x}}]_{ii} p(\mathbf{x}) d\mathbf{x}$$

em que $\mathbf{C}_{\boldsymbol{\theta}|\mathbf{x}}$ é a matriz de covariância de $\boldsymbol{\theta}$ condicionada em \mathbf{x} ou da PDF *a posteriori* $p(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{x})$. Se \mathbf{x} e $\boldsymbol{\theta}$ são conjuntamente gaussianos, então o erro é gaussiano com média

igual a zero e variância dada por

$$\text{Var}(\epsilon_i) = B_{\text{mse}}(\theta_i) = [\mathbf{C}_{\theta\theta} - \mathbf{C}_{\theta\mathbf{x}}\mathbf{C}_{\mathbf{x}\mathbf{x}}^{-1}\mathbf{C}_{\mathbf{x}\theta}]_{ii}.$$

e. Comentários

Possui difícil implementação para o caso não Gaussiano.

2. Estimador Máximo A Posteriori (MAP)

a. Modelo de dados/Suposições

O mesmo utilizado para o estimador MMSE.

b. Estimador

$\hat{\theta}$ é o valor de θ que maximiza $p(\theta|\mathbf{x})$ ou, equivalentemente, o valor que maximiza $p(\mathbf{x}|\theta)p(\theta)$. Se \mathbf{x} e θ são conjuntamente gaussianos, então $\hat{\theta}$ é dado pela Equação (3.4).

c. Otimização/Critério de Erro

Minimiza a função custo “hit or miss”.

d. Desempenho

Depende da PDF— uma fórmula geral não está disponível. Se \mathbf{x} e θ são conjuntamente gaussianos o desempenho equivale ao do estimador MMSE.

e. Comentários

Para PDFs cuja com média e moda são os mesmos, os estimadores MMSE e MAP são idênticos (um exemplo é a PDF gaussiana).

3. Estimador Linear de Erro Quadrático Médio Mínimo (LMMSE - Linear Minimum Mean Square Error) [16]

a. Modelo de dados/Suposições

Os dois primeiros momentos da PDF conjunta $p(\mathbf{x}, \theta)$ são conhecidos, ou seja, a média e a matriz de covariância

$$\begin{bmatrix} \mathbb{E}(\theta) \\ \mathbb{E}(\mathbf{x}) \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{\theta\theta} & \mathbf{C}_{\theta\mathbf{x}} \\ \mathbf{C}_{\mathbf{x}\theta} & \mathbf{C}_{\mathbf{x}\mathbf{x}} \end{bmatrix}.$$

b. Estimador

$$\hat{\theta} = \mathbb{E}(\theta) + \mathbf{C}_{\theta\mathbf{x}}\mathbf{C}_{\mathbf{x}\mathbf{x}}^{-1}(\mathbf{x} - \mathbb{E}(\mathbf{x})).$$

c. Otimização/Critério de Erro

θ_i tem o erro quadrático médio Bayesiano mínimo (ver Equação (3.5)) de todos os estimadores que são funções lineares de \mathbf{x} .

d. Desempenho

O erro $\epsilon_i = \theta_i - \hat{\theta}$ tem média zero e variância

$$\text{Var}(\epsilon_i) = B_{\text{mse}}(\hat{\theta}_i) = [\mathbf{C}_{\theta\theta} - \mathbf{C}_{\theta\mathbf{x}}\mathbf{C}_{\mathbf{x}\mathbf{x}}^{-1}\mathbf{C}_{\mathbf{x}\theta}]_{ii}$$

e. Comentários

Se \mathbf{x} e θ são conjuntamente gaussianos, o estimador LMMSE é idêntico aos estimadores MMSE e MAP.

3.3 Técnicas de Estimação Analisadas em Sistemas MIMO-OFDM

Duas técnicas de estimação de canal para sistemas MIMO-OFDM foram analisadas nesse trabalho. A primeira utiliza símbolos OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) especiais, chamados de preâmbulo e enviados periodicamente, em que todas as portadoras são utilizadas para enviar informação conhecida pelo receptor para efetuar a estimação do canal. A esta técnica denotaremos BTCE (*Block Type Channel Estimation*) [17–21]. A segunda técnica de estimação envia informação conhecida pelo receptor para efetuar a estimação de canal em todos os símbolos OFDM, mas apenas em algumas portadoras (geralmente igualmente espaçadas na frequência). A esta técnica denotaremos PACE (*Pilot Assisted Channel Estimation*)² [18, 19, 22, 23].

Visto que trata-se de um sistema com múltiplas antenas transmissoras, é necessário que nas portadoras em que são enviados subsímbolos piloto por uma antena não sejam enviados nenhum tipo de informação pelas demais antenas para o caso da técnica do tipo *Pilot Assisted*. No entanto, para o caso da técnica do tipo *Block Type* avaliada, os símbolos OFDM enviados para estimação de canal são projetados de tal forma a serem ortogonais entre si permitindo que a estimação de canal seja feita para todas as antenas ao mesmo tempo. A Figura 3.1 ilustra a diferença entre os dois tipos de estimação de canal estudados, que são explicados em mais detalhes nas seções 3.3.1 e 3.3.2, para o caso de duas antenas transmissoras.

3.3.1 Estimação de Canal do Tipo *Block Type*

Na estimação de canal do tipo *Block Type* (Figura 3.1(a)), símbolos OFDM com subsímbolos conhecidos em todas as portadoras são enviados periodicamente para efetuar a estimação de canal. A tarefa consiste em estimar o estado do canal (especificado por h ou H , que formam um par de transformada de Fourier, $h \xleftrightarrow{\mathcal{F}} H$), com ou sem utilizar conhecimento *a priori* sobre a estatística do canal. O receptor utiliza então a estimativa do canal para decodificar os símbolos subsequentes até que um novo preâmbulo seja enviado e uma nova estimação de canal seja feita.

A técnica de estimação de canal do tipo *Block Type* avaliada é apresentada em [20, 21] e a abordagem de estimação consiste em minimizar o erro quadrático médio (estimador MMSE). Então, seja o sinal recebido no n -ésimo símbolo OFDM na k -ésima portadora dado por³

$$y[n, k] = \sum_{i=1}^{N_T} H_i[n, k] t_i[n, k] + z[n, k], \quad (3.6)$$

em que

$$H_i[n, k] = \sum_{l=0}^{K_0-1} h_i[n, l] W_K^{kl},$$

e

$$W_K = \exp(-j2\pi/K),$$

a estimação temporal de $h_i[n, l]$ é obtida através da minimização da seguinte função custo [20] definida a partir do MMSE

$$C \left(\left\{ \tilde{h}_i[n, l]; i = 1, 2, \dots, N_T \right\} \right) = \sum_{k=0}^{K-1} \left| y[n, k] - \sum_{i=1}^{N_T} \sum_{l=0}^{K_0-1} \tilde{h}_i[n, l] W_K^{kl} t_i[n, k] \right|^2. \quad (3.7)$$

²É possível também encontrar na literatura o termo equivalente *Comb Type Channel Estimation*.

³ $t_i[n, k], k = 0, 1, 2, \dots, K-1$ corresponde aos subsímbolos x_0, x_1, \dots, x_{K-1} como mostrado na Figura 2.3. Essa notação é utilizada para enfatizar que todos os subsímbolos enviados no preâmbulo formam uma seqüência de treinamento predefinida.

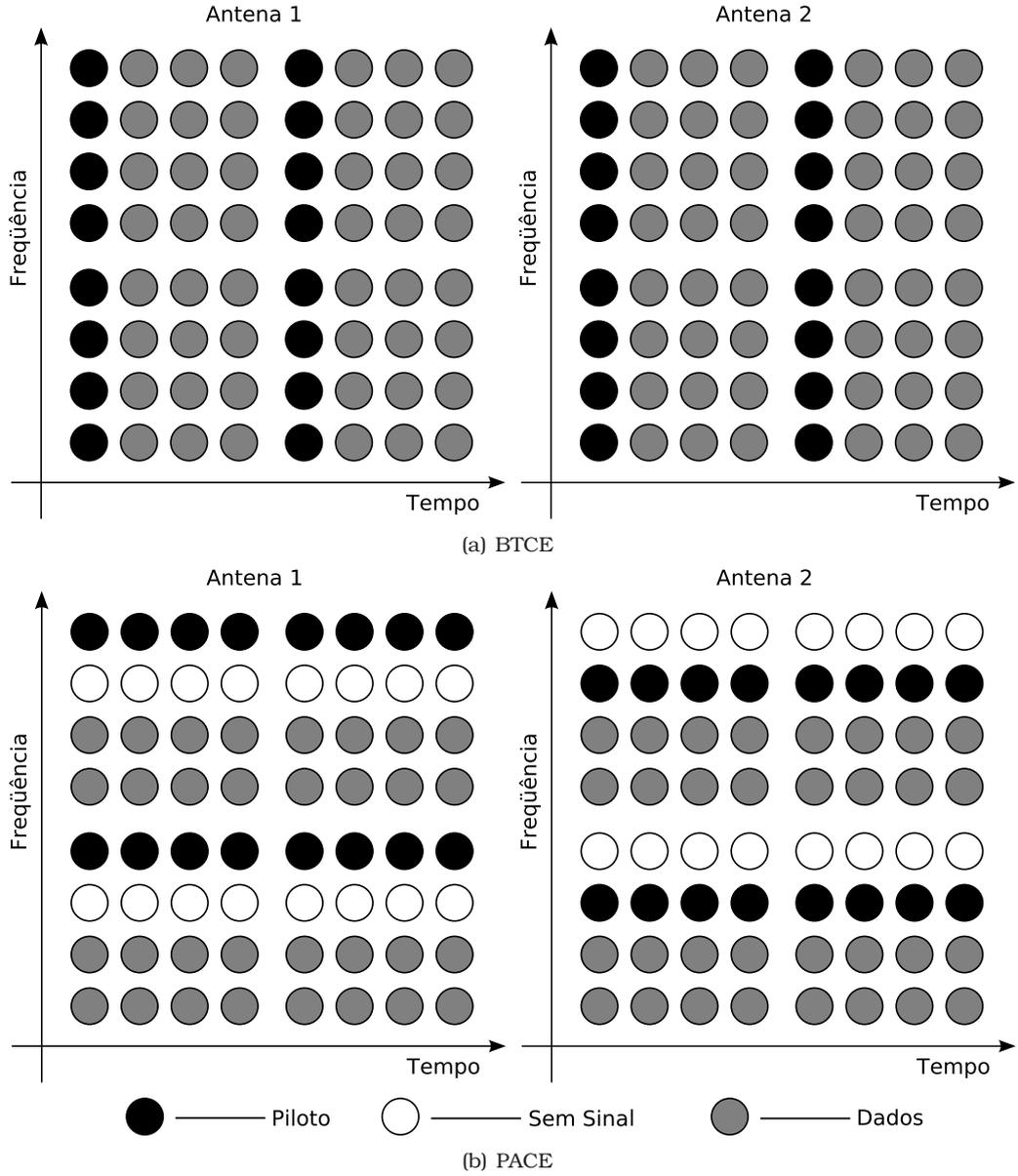


Figura 3.1: Estimação de Canal do tipo *Block Type* x Estimação de Canal do tipo *Pilot Assisted*

Derivando a Equação (3.7) para encontrar o mínimo valor com respeito a $\tilde{h}_i[n, l]$, obtém-se:

$$\sum_{k=0}^{K-1} \left(y[n, k] - \sum_{i=1}^{N_T} \sum_{l=0}^{K_0-1} \tilde{h}_i[n, l] W_K^{kl} t_i[n, k] \right) W_K^{kl_0} t_j^*[n, l] = 0, \quad (3.8)$$

para $j = 1, 2, \dots, N_T$ e $l_0 = 0, 1, \dots, K_0 - 1$.

Define-se então

$$p_j[n, l] \triangleq \sum_{k=0}^{K-1} y[n, k] t_j^*[n, k] W_K^{*-kl}, \quad (3.9)$$

e

$$q_{ij}[n, l] \triangleq \sum_{k=0}^{K-1} t_i[n, k] t_j^*[n, k] W_K^{-kl}. \quad (3.10)$$

Dessa forma, a Equação (3.8) equivale a

$$\sum_{i=1}^{N_T} \sum_{l=0}^{K_0-1} h_i[n, l] q_{ij}[n, l_0 - l] = p_j[n, l_0], \quad (3.11)$$

para $j = 1, 2, \dots, N_T$ e $l_0 = 1, 2, \dots, K_0 - 1$. Ou, em notação matricial,

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}[n]\tilde{\mathbf{h}}[n] &= \mathbf{p}[n], \\ \tilde{\mathbf{h}}[n] &= \mathbf{Q}[n]^{-1}\mathbf{p}[n], \end{aligned} \quad (3.12)$$

em que

$$\tilde{\mathbf{h}}[n] \triangleq \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{h}}_1[n] \\ \tilde{\mathbf{h}}_2[n] \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{h}}_{N_T}[n] \end{pmatrix}, \quad \mathbf{p}[n] \triangleq \begin{pmatrix} \mathbf{p}_1[n] \\ \mathbf{p}_2[n] \\ \vdots \\ \mathbf{p}_{N_T}[n] \end{pmatrix}, \quad \text{e} \quad \mathbf{Q}[n] \triangleq \begin{pmatrix} \mathbf{Q}_{11}[n] & \mathbf{Q}_{21}[n] & \cdots & \mathbf{Q}_{N_T1}[n] \\ \mathbf{Q}_{12}[n] & \mathbf{Q}_{22}[n] & \cdots & \mathbf{Q}_{N_T2}[n] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{Q}_{1N_T}[n] & \mathbf{Q}_{2N_T}[n] & \cdots & \mathbf{Q}_{N_TN_T}[n] \end{pmatrix}$$

com

$$\tilde{\mathbf{h}}_i[n] \triangleq (\tilde{h}_i[n, 0], \tilde{h}_i[n, 1], \dots, \tilde{h}_i[n, K_0 - 1])^T, \quad \mathbf{p}_i[n] \triangleq (p_i[n, 0], p_i[n, 1], \dots, p_i[n, K_0 - 1])^T$$

e

$$\mathbf{Q}_{ij}[n] \triangleq \begin{pmatrix} q_{ij}[n, 0] & q_{ij}[n, -1] & \cdots & q_{ij}[n, -K_0 + 1] \\ q_{ij}[n, 1] & q_{ij}[n, 0] & \cdots & q_{ij}[n, -K_0 + 2] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ q_{ij}[n, K_0 - 1] & q_{ij}[n, K_0 - 2] & \cdots & q_{ij}[n, 0] \end{pmatrix}.$$

Para evitar a inversão de matriz na Equação (3.12), seqüências de treinamento ótimas ($t_i[n, k]$, $i = 1, 2, \dots, N_T$) são apresentadas em [21] de forma que o termo $q_{ij}[n, l]$ assume a forma

$$q_{ij}[n, l] = \begin{cases} K\delta[l], & \text{para } i = j \\ 0, & \text{para } i \neq j \end{cases},$$

e a matriz $\mathbf{Q}_{ij}[n]$ torna-se uma matriz identidade multiplicada pela constante K .

A partir da Equação (3.12) obtém-se então que o canal estimado entre a i -ésima antena transmissora e a antena receptora é dado por

$$h_i[n, l] = \frac{1}{K}p_i[n, l] \quad (3.13)$$

A construção das seqüências de treinamento ótimas existe para um número de antenas transmissoras N_T menor ou igual a $\frac{K}{K_0}$ e é dada por [21]

$$t_i[n, k] = t_1[n, k]W_K^{-\overline{K_0}(i-1)k}, \quad i = 2, \dots, N_T \quad (3.14)$$

em que $\overline{K_0} = \lfloor \frac{K}{N_T} \rfloor$, $\lfloor x \rfloor$ denota o maior inteiro menor que x , K denota o número de subportadoras e $t_1[n, k]$ é uma seqüência conhecida com módulo constante (uma seqüência de símbolos PSK (*Phase-Shift Keying*), por exemplo).

A seção seguinte aborda a técnica de estimação de canal classificada como *Pilot Assisted*, enquanto que a seção 3.3.3 faz uma comparação entre BTCE e PACE.

3.3.2 Estimação de Canal do Tipo *Pilot Assisted*

Na estimação de canal do tipo *Pilot Assisted* (Figure 3.1(b)) em cada símbolo OFDM são inseridos N_p subsímbolos conhecidos (geralmente organizados na grade da frequência de maneira uniforme) para efetuar a estimação de canal. O receptor conhece a localização dos subsímbolos piloto, seu valor e os subsímbolos recebidos, de forma que a estimação do canal pode ser efetuada para as portadoras contendo subsímbolos piloto e em seguida, utilizando algum método de interpolação, para as demais portadoras.

A técnica de estimação de canal do tipo *Pilot Assisted* avaliada é apresentada em [22] e a abordagem de estimação consiste em um processo iterativo que estima o canal usando o estimador dos mínimos quadráticos (LSE) nas portadoras com subsímbolos conhecidos, efetua uma filtragem do ruído no domínio do tempo e em seguida interpola a resposta do canal para as demais portadoras através da transformada de Fourier. O processo se repete para o mesmo instante de tempo até que a resposta estimada do canal convirja.

O sinal recebido nas portadoras com subsímbolos piloto é dado por ⁴

$$y[n, k_j] = x_i[n, k_j]H_i[n, k_j] + Z[n, k_j], \quad (3.15)$$

em que k_j indica portadoras com subsímbolos piloto, $j = 0, 1, 2, \dots, N_p - 1$ e N_p corresponde ao número de tons piloto em cada símbolo OFDM.

O processo completo de estimação de canal pode então ser dividido nos 5 passos a seguir:

1. Uma estimativa grosseira de $H_i[n, k_j]$ nas portadoras piloto é obtida por

$$\hat{H}_i[n, k_j] = \frac{y[n, k_j]}{c} = H_i[n, k_j] + \frac{Z[n, k_j]}{c} \quad j = 0, 1, 2, \dots, N_p - 1 \quad (3.16)$$

em que c corresponde ao sinal piloto⁵.

2. Efetua-se então uma transformada inversa de Fourier de N_p pontos obtendo assim o canal estimado no regime do tempo $\hat{h}_i[n, l]$ com tamanho N_p . Sabe-se que o canal real possui comprimento igual a K_0 ($K_0 < N_p$). Logo, os elementos de $\hat{h}_i[n, l]$ para $l \geq K_0$ resultam apenas do ruído e uma filtragem pode ser feita simplesmente eliminando esses elementos para obter o canal estimado no regime do tempo $\hat{h}_i^1[n, l]$, $l = 0, 1, 2, \dots, N_{CP}$ ⁶.

No entanto, visto que nem sempre o comprimento do canal é exatamente conhecido, uma abordagem mais prática para a filtragem consiste em eliminar os elementos $h_i[n, l]$ para $l > N_{CP}$ (desde que o comprimento do prefixo cíclico N_{CP} tenha sido corretamente dimensionado) reduzindo assim a componente de ruído a N_{CP}/N_p de seu valor original.

3. Processo iterativo: para a m -ésima iteração ($m \geq 1$), aplica-se a transformada de Fourier direta com K pontos em $\hat{h}_i^m[n, l]$ obtendo-se o canal estimado no regime da frequência para todas as portadoras ⁷

$$\hat{H}_i^m[n, k] = \sum_{l=0}^{N_{CP}} \hat{h}_i^m[n, l] \exp\left(-j2\pi \frac{kl}{K}\right), \quad k = 0, 1, 2, \dots, K - 1. \quad (3.17)$$

⁴A ausência do somatório na Equação (3.15) para levar em conta a interferência das múltiplas antenas é válida apenas nas portadoras com subsímbolos piloto, visto que apenas uma antena envia sinal nessa portadora (ver Figura 3.1(b)).

⁵Como a resposta em frequência $H_i[n, k_j]$ na Equação (3.16) muda lentamente com a subportadora piloto k_j em comparação ao termo de ruído, então os dois termos do lado direito da Equação (3.16) são separáveis [22].

⁶O sobrescrito 1 indica que trata-se do primeiro passo do processo iterativo de estimação de canal.

⁷Esse processo corresponde a interpolação através da transformada de Fourier.

4. Substitui-se a resposta em freqüência nos tons piloto $H_i^m[n, k_j]$, $j = 0, 1, \dots, N_p - 1$ com o resultado obtido no passo 1.
5. Computa-se a medida

$$\delta = \max\{|\widehat{H}_i^m + 1[n, k] - \widehat{H}_i^m[n, k]|\}, \quad k = 0, 1, \dots, K - 1.$$

Se δ estiver abaixo de um limiar predefinido o processo de iterao pode ser terminado. Caso contrrio, $\widehat{H}_i^{m+1}[n, k]$ pode ser convertido novamente para o domnio do tempo, ou seja,

$$\widehat{h}_i^{m+1}[n, l] = \sum_{k=0}^{K-1} \widehat{H}_i^{m+1}[n, k] \exp\left(-j2\pi \frac{kl}{K}\right), \quad l = 0, 1, \dots, K - 1.$$

Aplica-se novamente a filtragem de ruído no domnio do tempo obtendo $\widehat{h}_i^{m+1}[n, l] = \widehat{h}_i^{m+1}[n, l]$, $l = 0, 1, \dots, N_{CP}$ e a componente de ruído é reduzida. Repete-se ento os passos 3 a 5 até que o resultado final seja obtido.

A seo seguinte compara as duas técnicas analisadas, BTCE e PACE, considerando o erro de estimao e a redundncia introduzida para estimar o canal em um cenrio com freqüência Doppler de 100Hz.

3.3.3 Comparao entre a Técnica PACE e a Técnica BTCE

A fim de comparar as duas técnicas de estimao de canal avaliadas, dois parâmetros foram considerados: o erro de estimao e a redundncia introduzida para cada técnica.

A técnica de estimao de canal do tipo *Block Type* analisada utiliza um estimador *Minimum-Mean Square Error* (MMSE) (seo 3.2.2), o que resulta em um bom desempenho do ponto de vista do erro de estimao do canal visto pelo símbolo OFDM usado para a estimao. No entanto, como essa resposta de canal é utilizada como sendo “o canal estimado” para alguns símbolos OFDM subseqüentes (ver Figura 3.1(a)) e o canal pode variar de um símbolo OFDM para o outro⁸, ento o erro médio de estimao pode ter um valor elevado para casos de canais com alta variabilidade temporal.

Por outro lado, a técnica de estimao de canal do tipo *Pilot Assisted* analisada (seo 3.2.1) utiliza um estimador LS em conjunto com uma filtragem no domnio do tempo. Como são utilizados tons piloto apenas em algumas portadoras, uma nova estimao pode ser feita em cada símbolo OFDM (ver Figura 3.1(b)) de forma que PACE apresenta uma maior capacidade de rastrear as variaes do canal do que a técnica de estimao de canal do tipo *Block Type*.

A Figura 3.2 ilustra a taxa de erro de bloco em um sistema MIMO-OFDM com três antenas transmissoras e quatro antenas receptoras utilizando o esquema V-BLAST (*Vertical Bell Labs Layered Space-Time*) (ver seo 2.2.1.2) com uma freqüência Doppler de 100Hz. Nota-se que para valores baixos de SNR (Relao Sinal-Ruído) a técnica de estimao do tipo *Block Type* com uma eficiência igual a 7/8 apresenta um desempenho semelhante a técnica do tipo *Pilot Assisted* com eficiência igual a 5/8⁹.

A medida que a SNR aumenta a taxa de erro de bloco cai, como esperado. No entanto, enquanto que a taxa de erro de bloco para o caso do PACE decresce com a mesma intensidade que o caso de conhecimento perfeito do canal, a taxa de erro de bloco para o caso do

⁸Embora seja possível que haja variao do canal durante a transmisso de um símbolo OFDM, esse caso não é considerado nesse trabalho.

⁸Ou seja, um símbolo OFDM conhecido pelo receptor (seqüência de treinamento) é enviado para estimar o canal a cada sete símbolos OFDM compostos apenas de dados.

⁹Ou seja, a cada oito portadoras três são utilizadas para estimao de canal enquanto que cinco portadoras são utilizadas para enviar dados.

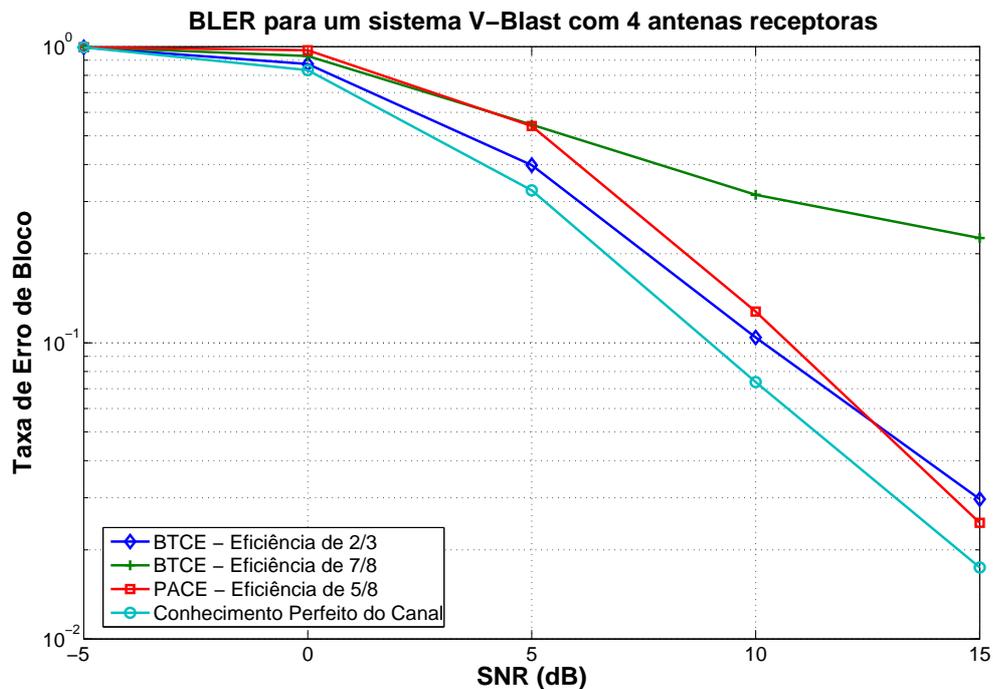


Figura 3.2: Comparação entre as estratégias de estimação de canal BTCE e PACE

BTCE decresce com uma intensidade menor. Esse comportamento é explicado pela menor capacidade de rastreamento das variações do canal da técnica do tipo *Block Type*. Ou seja, para o caso de valores baixos de SNR, no qual o erro de estimação é causado principalmente pelo ruído, a técnica do tipo *Block Type* oferece um melhor desempenho que a técnica do tipo *Pilot Assisted*. Por outro lado, para o caso de valores maiores de SNR, o erro de estimação causado pela variação do canal no caso da técnica do tipo *Block Type* torna-se significativo e a técnica do tipo *Pilot Assisted* fornece um melhor desempenho.

Utilizando esse raciocínio, o capítulo 4 apresenta a idéia da Adaptação de Enlace em sistemas MIMO-OFDM focando-se na escolha da técnica de estimação de canal que mais se adequa as condições atuais do sistema. A escolha da técnica de estimação de canal é feita através de uma métrica que leva em conta tanto o erro de estimação quanto a redundância introduzida pelo estimador, o *Goodput*.

3.4 Resumo do Capítulo

Este capítulo descreveu duas abordagens de estimação de canal, clássica e Bayesiana, e ilustrou algumas técnicas de estimação. Em seguida, foram explicadas em maiores detalhes as duas técnicas de estimação de canal em sistemas MIMO-OFDM avaliadas nessa dissertação, e foi feita uma comparação entre ambas de forma a sugerir em quais cenários uma técnica seria mais adequada que a outra.

No capítulo seguinte será apresentado o conceito de Adaptação de Enlace com foco na escolha da técnica de estimação de canal a ser utilizada.

Adaptação de Enlace

A maior parte dos sistemas de transmissão sem fio são projetados para funcionarem no pior cenário de transmissão possível. Embora essa estratégia permita que o sistema funcione mesmo na pior situação de canal, ela representa um uso ineficiente dos recursos disponíveis quando o sistema apresenta boas condições de canal. Uma abordagem mais inteligente consiste em escolher dinamicamente os parâmetros de transmissão de acordo com o estado atual do canal [25], um processo conhecido como adaptação de enlace.

Dependendo do sistema em questão, diferentes parâmetros de transmissão podem ser adaptados tais como modulação e codificação [1]. Nesse contexto, sistemas MIMO-OFDM (*Multiple Input Multiple Output - Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), que utilizam múltiplas antenas no transmissor e no receptor em conjunto com a técnica de transmissão OFDM, são ainda mais flexíveis. Eles permitem que novos parâmetros de transmissão sejam adaptados de acordo com a condição do canal, tais como seleção das antenas utilizadas [26, 27], seleção da arquitetura de antenas utilizada (arquitetura com ganho de diversidade, multiplexação ou ambos) [10, 11, 25, 28], etc..

Para permitir a utilização da adaptação de enlace, no entanto, é necessário obter uma estimativa do canal e a precisão dessa estimativa influenciará diretamente a qualidade da adaptação de enlace e, portanto, o desempenho do sistema. Visto que, como mostrado na seção 3.3.3, o desempenho de uma técnica de estimação de canal depende do cenário em questão, então propõe-se acrescentar a própria escolha da técnica de estimação de canal como um parâmetro do sistema a ser adaptado.

Este capítulo está organizado como segue: a seção 4.1 descreve alguns critérios de seleção que podem ser utilizados para adaptar os parâmetros de transmissão de acordo com a situação do sistema. Em seguida a seção 4.2 descreve a estratégia de adaptação da técnica de estimação de canal utilizada, baseada na métrica de *Goodput*, e apresenta o cálculo do *Goodput* normalizado máximo para cada modo de transmissão avaliado.

4.1 Critério de Seleção

Os algoritmos de adaptação de enlace atuam de acordo com a informação, direta ou indireta, sobre o estado do canal. Essa informação pode estar disponível de diferentes maneiras tais como o valor da relação sinal-ruído no receptor, a taxa de erro de pacote, etc., e é utilizada no transmissor como critério para adaptar os parâmetros de transmissão.

A seguir são descritos três critérios que podem ser usados para adaptação de enlace: o valor de SNR (Relação Sinal-Ruído) no receptor, a distância Euclidiana, e o *Goodput*¹.

¹O *Goodput* está associado a taxa de erro de pacote medida pelo receptor e ao *throughput* máximo que pode ser

4.1.1 SNR

A idéia desse critério consiste em fazer a escolha do modo de transmissão baseado na SNR. Os pontos de mudança de um modo para outro são os pontos de cruzamento em curvas de BER (Taxa de Erro de Bit) versus SNR, BLER (Taxa de Erro de Bloco) versus SNR, ou alguma curva semelhante. Dessa forma, o modo de transmissão que apresentar a menor taxa de erro para um dado valor de SNR será selecionado, o que significa que esse critério de adaptação procura maximizar a confiabilidade do sistema.

Por outro lado, também é possível utilizar o critério de SNR para maximizar a taxa de transmissão. Nesse caso o sistema procura manter uma certa taxa de erro e dependendo do valor de SNR, escolhe os parâmetros de transmissão de modo a obter a maior taxa de transmissão possível sem infringir a taxa de erro alvo. Esse método é utilizado em [23] no qual o número de tons piloto utilizados para estimação de canal em um sistema é escolhido de acordo com o valor de SNR de forma que o erro de estimação de canal permaneça abaixo de um limiar pré-estabelecido.

Para a utilização desse critério de adaptação de enlace é essencial obter uma boa estimativa da SNR, além de conhecer a taxa de erro de bit x SNR (ou curvas afins) para cada modo de transmissão.

4.1.2 Distância Euclidiana Mínima

Visto que o demodulador no receptor escolhe o ponto da constelação mais próximo do sinal recebido, em que essa proximidade é medida pela distância Euclidiana, pode-se então escolher os parâmetros de transmissão de forma que o valor da distância Euclidiana mínima seja maximizado.

Esse método é utilizado em [10] para um sistema MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) com duas antenas transmissoras e duas antenas receptoras a fim de escolher entre ganho de diversidade ou ganho multiplexação baseado na matriz instantânea de canal. A idéia consiste em utilizar ordens de modulação diferentes para multiplexação espacial e diversidade espacial a fim de garantir uma taxa de dados fixa. O modo de transmissão procura minimizar a taxa de erro de bit (BER) utilizando o fato de que quanto maior a distância em que os símbolos da constelação recebida são espalhados, menor a probabilidade de que decisões erradas serão feitas pelo detector e vice-versa.

Em [28] essa abordagem é estendida para um caso com maior número de antenas podendo escolher entre estruturas com ganho de diversidade, multiplexação ou ambos os ganhos.

4.1.3 Goodput

Em um sistema de comunicação podem ser enviados, além dos bits de dados, bits adicionais utilizados para o funcionamento do sistema (*overhead*), tais como bits para detecção de erro, sincronização, informar o receptor sobre a modulação utilizada, estimação de canal, etc.. Define-se então o *Goodput* normalizado máximo (GP_{max}) como número de bits de dados enviados em um quadro, em que quadro corresponde a uma unidade de tempo que engloba a transmissão dos bits de dados e do *overhead*. Logo, o *Goodput* normalizado é dado por

$$GP = GP_{max} \cdot (1 - BLER), \quad (4.1)$$

no qual BLER corresponde a taxa de erro de bloco.

A métrica do *Goodput* normalizado possui a vantagem de englobar o impacto do *overhead* de cada modo de transmissão na taxa de transmissão efetiva e foi utilizada em [25] para obtido.

efetuar uma adaptação de canal multidimensional em que alguns modos predefinidos de transmissão, englobando modulação, codificação e arquitetura de antenas, eram escolhidos de forma a maximizar o *Goodput* do sistema para um dado valor de SNR.

4.2 Estratégia de Adaptação da Técnica de Estimação de Canal Utilizada

A fim de selecionar qual técnica de estimação utilizar, como foi mencionado no capítulo 3, utiliza-se a métrica do *Goodput* (*GP*) normalizado, em que os bits de *overhead* do sistema contabilizam a redundância introduzida para estimar o canal e a taxa de erro de bloco obtida contabiliza o erro de estimação do canal. Como no caso da técnica de estimação de canal, do tipo *Block Type* é enviado um símbolo OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) especialmente para estimação de canal (Preâmbulo) e não é enviado nenhum *overhead* para estimação de canal em alguns símbolos OFDM subseqüentes, então o tamanho de um quadro é definido como sendo o número de símbolos OFDM desde o preâmbulo até o início do próximo preâmbulo, como mostrado na Figura 4.1. Nessa dissertação será considerado que o tamanho de um quadro corresponde a quatro símbolos OFDM, visto que para os cenários considerados no capítulo 5 esse valor resulta em um erro de estimação aceitável para a técnica do tipo *Block Type*. Esse mesmo tamanho de quadro é utilizado para a técnica de estimação do tipo *Pilot Assisted* a fim de tornar a comparação entre as duas justa.

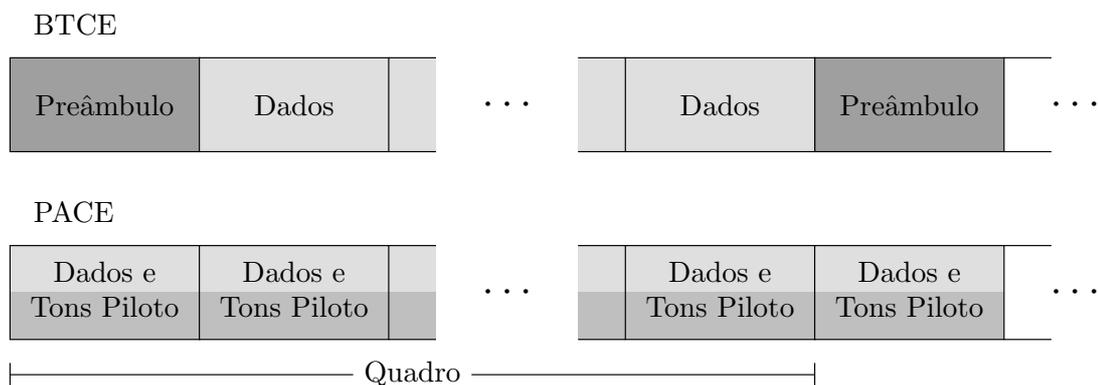


Figura 4.1: Tamanho de um quadro

A seção 4.2.1 ilustra o cálculo do *Goodput* tanto para o cenário sem estimação de canal², quanto para os casos de estimação de canal usando BTCE (*Block Type Channel Estimation*) e PACE (*Pilot Assisted Channel Estimation*).

4.2.1 Cálculo do *Goodput*

O cálculo do *Goodput* deve ser feito de acordo com os parâmetros de transmissão utilizados. Três esquemas MIMO são analisados considerando-se três antenas transmissoras: o esquema V-BLAST (*Vertical Bell Labs Layered Space-Time*) apresentado em [2], um esquema com diversidade espaço-temporal com três antenas transmissoras apresentado em [7] e denotado por G3, e um esquema híbrido apresentado em [9] e denotado por G2+1 que contem duas camadas independentes, uma com ganho de diversidade através da codificação espaço-temporal apresentada em [6], e outra enviada sem codificação seguindo a idéia de um sistema BLAST (*Bell Labs Layered Space-Time*).

A seguir é calculado para cada caso o *Goodput* normalizado do sistema considerando estimação do tipo *Block Type*, estimação do tipo *Pilot Assisted*, e conhecimento perfeito do canal no receptor².

²Não há introdução de redundância para estimar o canal, mas o conhecimento perfeito do canal está disponível no receptor para permitir seu funcionamento.

► **Conhecimento Perfeito do Canal no Receptor²**

Para o caso em que não é introduzida redundância para estimar o canal, a redundância existente corresponde apenas aos bits de CRC (*Cyclic Redundancy Check*) incluídos para detecção de erro, que são 8 bits de CRC para cada grupo de 120 bits de informação, e ao prefixo cíclico necessário para o funcionamento adequado do sistema OFDM³. Nesse trabalho utilizou-se 1024 portadoras, enquanto que o prefixo cíclico possui tamanho 20. Logo, tem-se que o *Goodput* máximo para esse caso é dado por

$$GP_{\max} = \frac{120}{128} \cdot \frac{1024}{1024 + 20} \cdot S, \quad (4.2)$$

em que S é um fator que indica o número de bits transmitidos por subsímbolo e depende da cardinalidade da modulação e do esquema MIMO utilizado. Para o caso do esquema G3, a codificação espaço-temporal possui uma taxa de codificação igual a 1/2. No entanto, utiliza-se uma modulação 4-PSK (dois bits por símbolo) de forma que o fator S é igual a 1. Para os casos dos esquemas V-BLAST e G2+1 que possuem três e duas camadas, respectivamente, tem-se que o fator S é igual a 3 para o V-BLAST e 2 para o G2+1 quando utiliza-se modulação 2-PSK para ambos. Por fim, é analisado também o caso do esquema G2+1 com modulação 4-PSK, que apresenta um fator S igual a 4.

Os valores do *Goodput* normalizado máximo considerando conhecimento perfeito do canal no receptor são resumidos na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: *Goodput* normalizado para cada esquema MIMO sem estimação de canal.

Modulação	Esquema MIMO	S	Goodput Normalizado Máximo GP _{max} (Bits/T _{simb.})
4-PSK	G3	1	0.91954
2-PSK	G2+1	2	1.8391
2-PSK	V-BLAST	3	2.7586
4-PSK	G2+1	4	3.6782

► **BTCE (*Block Type Channel Estimation*)**

No caso do uso da técnica de estimação do tipo *Block Type*, são transmitidos um símbolo OFDM de treinamento e três símbolos OFDM com informação formando um quadro de quatro símbolos. Dessa forma, os valores do *Goodput* para cada uma das estruturas de transmissão avaliadas quando utilizado BTCE equivalem aos valores encontrados para o caso de conhecimento perfeito do canal multiplicados por um fator igual a 3/4. Ou seja, o *Goodput* para o caso da técnica de estimação de canal do tipo *Block Type* é dado por⁴:

$$GP_{\max} = \frac{120}{128} \cdot \frac{1024}{1024 + 20} \cdot S \cdot \frac{3}{4}. \quad (4.3)$$

Os valores do *Goodput* normalizado máximo considerando estimação de canal do tipo *Block Type* são resumidos na Tabela 4.2.

³Em sistemas práticos também é comum reservar algumas subportadoras em ambos os extremos da largura de banda utilizada pelo sistema para funcionarem como portadoras de guarda e evitar que o sistema OFDM em questão interfira com outros sistemas trabalhando em frequências adjacentes.

⁴No apêndice B o tamanho do quadro foi reduzido para três para fins de comparação de desempenho e a Tabela B.1 ilustra os valores de *Goodput* para cada uma das estruturas de transmissão avaliadas quanto o quadro possui tamanho igual a três.

Tabela 4.2: *Goodput* normalizado para cada esquema MIMO com BTCE.

Modulação	Esquema MIMO	S	Goodput Normalizado Máximo GP _{max} (Bits/T _{simb.})
4-PSK	G3	1	0.6897
2-PSK	G2+1	2	1.3793
2-PSK	V-BLAST	3	2.06897
4-PSK	G2+1	4	2.7586

► PACE (*Pilot Assisted Channel Estimation*)

No caso da técnica de estimação do tipo *Pilot Assisted*, utilizou-se 128 portadoras em cada antena para estimar o canal. No entanto, as portadoras utilizadas para estimar o canal em uma antena devem ser desabilitadas nas demais antenas (ver Figura 3.1(b)) a fim de evitar interferência entre as antenas e, conseqüentemente, uma estimativa errada do canal. Logo, para os esquemas de transmissão considerados que utilizam três antenas transmissoras, os valores do *Goodput* para cada caso analisado equivalem aos valores para o caso de conhecimento perfeito do canal, multiplicados por um fator igual a 5/8 (equivalente a 3 grupos de 128 portadoras utilizadas dentre as 1024 portadoras do sistema para estimação de canal). Ou seja, o *Goodput* para o caso da técnica de estimação de canal do tipo *Pilot Assisted* é dado por:

$$GP_{\max} = \frac{120}{128} \cdot \frac{1024}{1024 + 20} \cdot \frac{5}{8} \cdot S. \quad (4.4)$$

Os valores do *Goodput* normalizado máximo considerando estimação de canal do tipo *Pilot Assisted* são resumidos na Tabela 4.3.

Tabela 4.3: *Goodput* normalizado para cada esquema MIMO com PACE.

Modulação	Esquema MIMO	S	Goodput Normalizado Máximo GP _{max} (Bits/T _{simb.})
4-PSK	G3	1	0.5747
2-PSK	G2+1	2	1.1494
2-PSK	V-BLAST	3	1.7241
4-PSK	G2+1	4	2.2989

4.3 Resumo do Capítulo

Este capítulo abordou inicialmente o conceito de adaptação de enlace e ilustrou três métricas que podem ser utilizadas para esse fim: SNR, distância Euclidiana e *Goodput*.

Em seguida foi apresentada a estratégia de adaptação da técnica de estimação de canal utilizada, que é baseada na métrica do *Goodput* devido ao fato desta contabilizar tanto o erro de estimação quanto a redundância introduzida para estimar o canal.

Por fim, o cálculo do *Goodput* foi apresentado para cada estrutura de transmissão utilizada considerando três casos: não é feita estimação de canal, mas o canal é considerado perfeitamente conhecido pelo receptor; é feita estimação de canal utilizando BTCE; é feita estimação de canal utilizando PACE. Em todos os casos é considerado que o sistema utiliza

1024 portadoras e possui um prefixo cíclico com tamanho de 20 amostras. Esses valores serão utilizados no capítulo seguinte, que descreve a ferramenta de simulação empregada, fornece os cenários de simulação utilizados, e ilustra os resultados obtidos.

Ferramenta de Simulação e Resultados Obtidos

5.1 Introdução

Como foi dito no capítulo 1, não há uma fórmula matemática que possa ser diretamente utilizada para calcular a BLER do sistema e, conseqüentemente o *Goodput* do mesmo (Equação (4.1)). Nesse contexto, a simulação computacional surge como uma ferramenta para a solução desse problema e, com o objetivo de prover meios para a realização dos estudos propostos nessa dissertação, foi desenvolvido um simulador de camada física de um sistema MIMO-OFDM em C++.

Este capítulo está organizado como segue: a seção 5.2 descreve a ferramenta de simulação desenvolvida, a seção 5.3 apresenta os cenários de simulação utilizados, a seção 5.4 apresenta os valores de BLER e de *Goodput* encontrados para cada cenário, que são comentados na seção 5.5.

5.2 Características Gerais da Ferramenta de Simulação

O diagrama de blocos da ferramenta de simulação desenvolvida é mostrado na Figura 5.1. A seguir são enumeradas observações sobre alguns dos blocos apresentados no diagrama:

- ▶ O bloco “Adição de CRC” inclui 8 bits para detecção de erro no receptor a cada 120 bits de dados de forma que um símbolo OFDM será formado por um número inteiro de grupos de bits de dados e CRC.
- ▶ O bloco “Codificador MIMO” corresponde a um sistema com três antenas transmissoras que pode funcionar de três maneiras diferentes, dependendo de qual estrutura MIMO está sendo utilizada: estrutura que efetua uma codificação espaço-temporal com três antenas transmissoras, como mostrado em [7]; estrutura BLAST que fornece ganho multiplexação, como mostrado na seção 2.2.1.2; ou uma estrutura híbrida que fornece ganho de diversidade e multiplexação simultaneamente, como mostrado na seção 2.2.1.4.
- ▶ O bloco “Reshape” reorganiza os dados de forma que a codificação de diversidade proveniente do bloco “Codificador MIMO” seja feita no espaço e no tempo utilizando a mesma subportadora em símbolos OFDM subseqüentes, ao invés de no espaço e

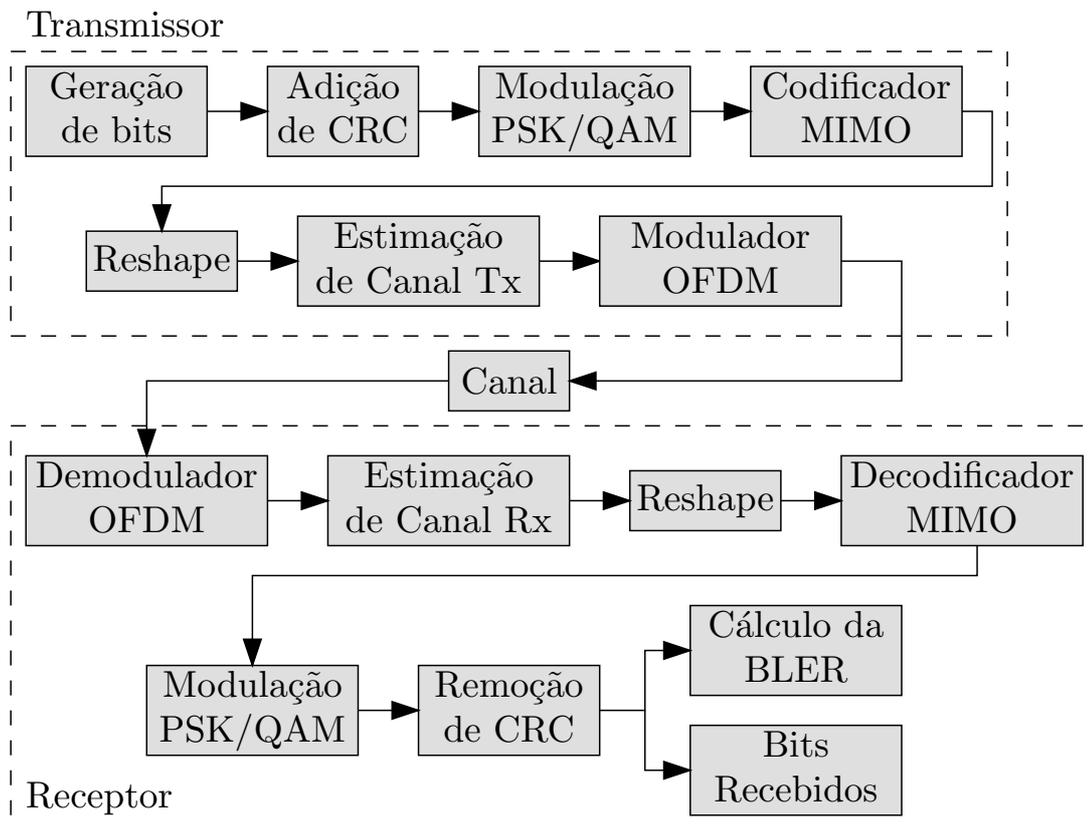


Figura 5.1: Diagrama de Blocos do Simulador MIMO-OFDM

na frequência utilizando portadoras subseqüentes do mesmo símbolo OFDM, como ocorreria na ausência deste bloco.

- ▶ O bloco “Estimação de Canal Tx” é responsável por incluir informação conhecida pelo receptor que será utilizada para estimar o canal. Caso seja empregado BTCE, o funcionamento deste bloco consiste em criar um símbolo OFDM de treinamento (preâmbulo) para cada três símbolos OFDM de dados. Caso seja empregado PACE, o funcionamento deste bloco consiste em introduzir tons piloto em algumas portadoras igualmente espaçadas na frequência.
- ▶ O bloco “Modulador OFDM” faz todo o processo de modulação OFDM apresentado na seção 2.3. Ou seja, efetua uma conversão serial/paralelo, a transformada inversa de Fourier dos dados seguida de uma conversão paralelo/serial e, por fim, acrescenta o prefixo cíclico.
- ▶ O bloco “Canal” é responsável por efetuar as transformações que ocorrem no sinal durante sua transmissão. Suas características seguem o modelo de canal COST259 e os canais para diferentes pares de antenas são considerados descorrelacionados.
- ▶ O bloco “Cálculo da BLER” calcula a taxa de erro de bloco do sistema, em que um bloco é formado por 120 bits de informação e 8 bits para checagem de erro.
- ▶ Os demais blocos, que pertencem ao receptor, efetuam operações correspondentes aquelas feitas pelo transmissor.

Essa ferramenta de simulação é bastante flexível e permite a simulação de um grande número de cenários. Na seção seguinte são apresentados os cenários de simulação utilizados nessa dissertação.

5.3 Cenário de Simulação

Embora a ferramenta de simulação permita que sejam avaliadas uma grande quantidade de cenários diferentes, podendo variar, por exemplo, a modulação utilizada, o número de subportadoras, o esquema MIMO empregado, etc., escolheu-se alguns cenários específicos para análise. Em particular, os seguintes parâmetros foram fixados e são comuns a todos os cenários de simulação:

- ▶ Número de Portadoras: 1024
- ▶ Tamanho do Prefixo Cíclico (em amostras): 20
- ▶ Canal: COST259 Typical Urban
- ▶ Modulação: PSK (*Phase-Shift Keying*)

Foram selecionados 4 cenários para simulação que variam o número de antenas receptoras entre três e quatro, e a frequência Doppler entre 100Hz (equivale a 45Km/h caso o sistema funcione na frequência de 2.4GHz) e 222.22Hz (equivale a 100Km/h caso o sistema funcione na frequência de 2.4GHz). Para cada cenário foram feitas simulações variando as configurações de modulação, estrutura MIMO, e técnica de estimação de canal utilizada. Em particular, para cada técnica de estimação de canal utiliza-se as configurações de modulação e estrutura MIMO cujos valores de *Goodput* foram calculados no capítulo 4 e são mostrados nas tabelas 4.1, 4.2 e 4.3.

5.4 Resultados Obtidos

A seguir são apresentados os valores de taxa de erro de bloco e de *Goodput* para três e quatro antenas receptoras para valores de frequência Doppler de 100Hz e de 222.22Hz.

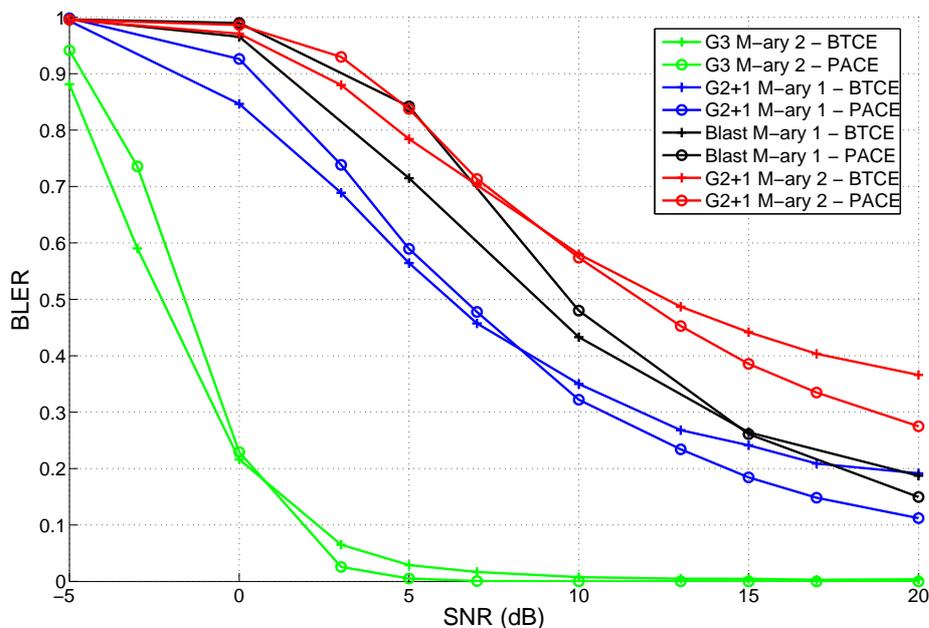


Figura 5.2: Taxa de Erro de Bloco para o caso de 3 antenas receptoras com frequência Doppler de 100Hz.

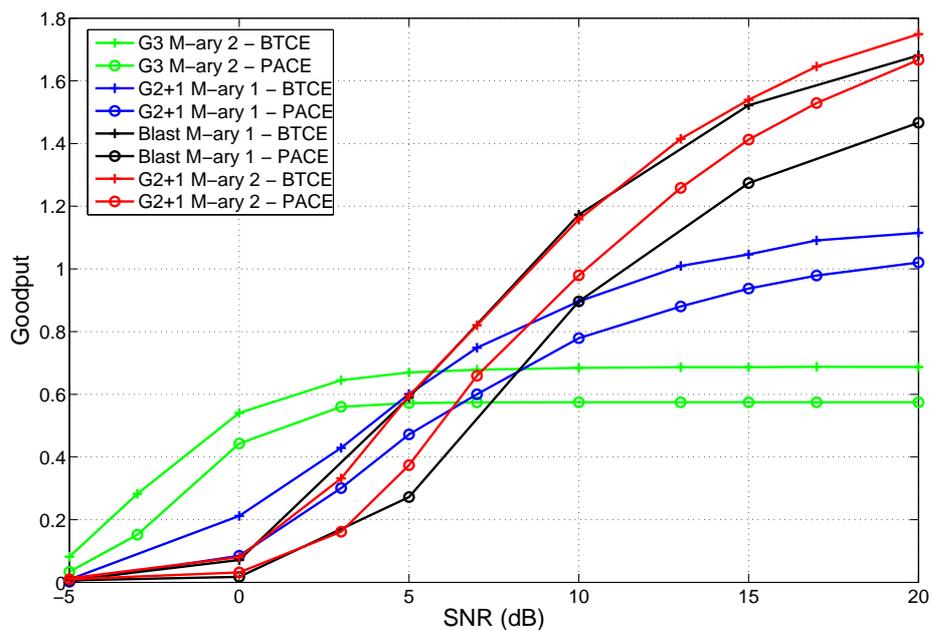


Figura 5.3: Goodput para o caso de 3 antenas receptoras com frequência Doppler de 100Hz.

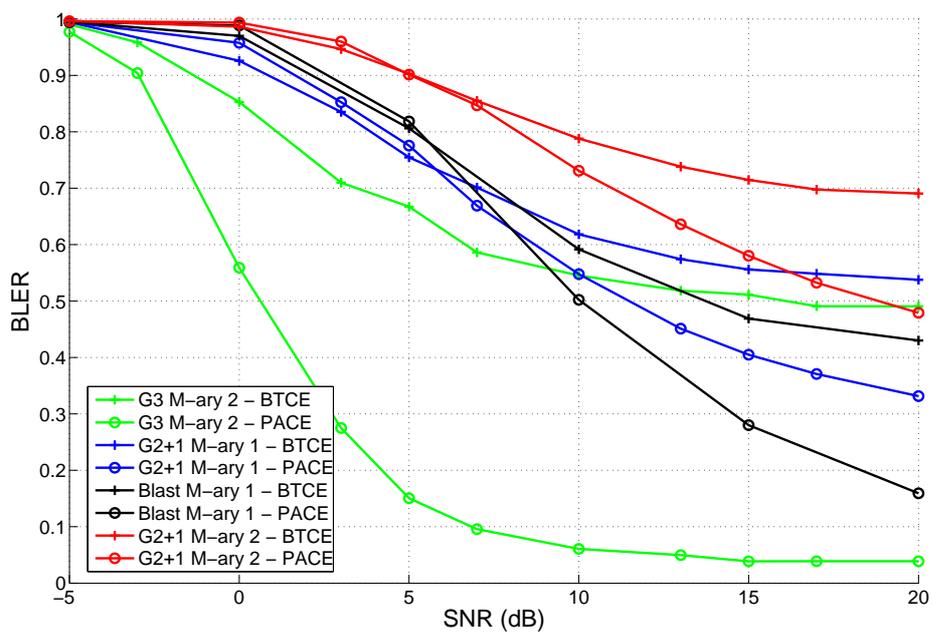


Figura 5.4: Taxa de Erro de Bloco para o caso de 3 antenas receptoras com frequência Doppler de 222.22Hz.

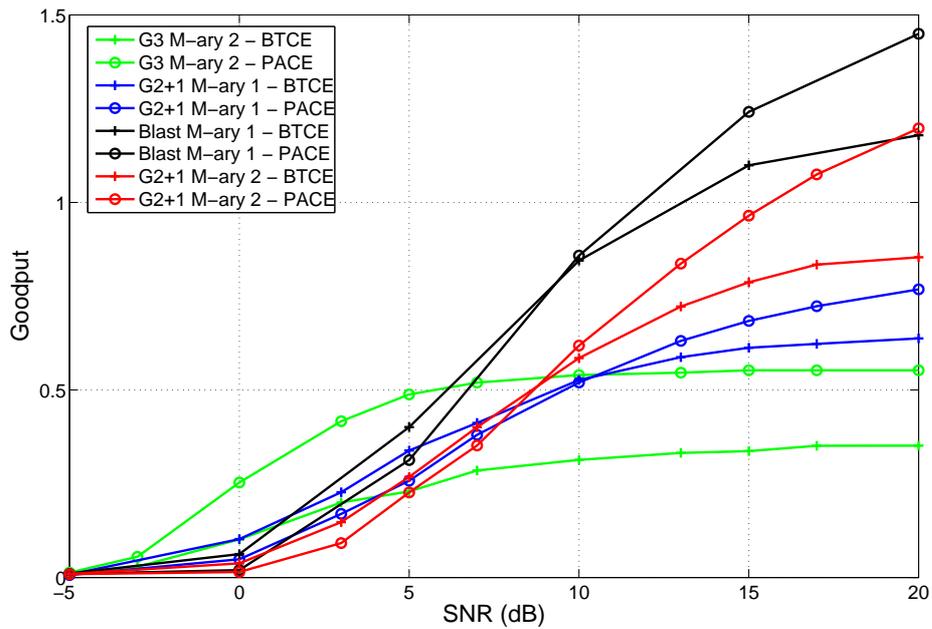


Figura 5.5: Goodput para o caso de 3 antenas receptoras com frequência Doppler de 222.22Hz.

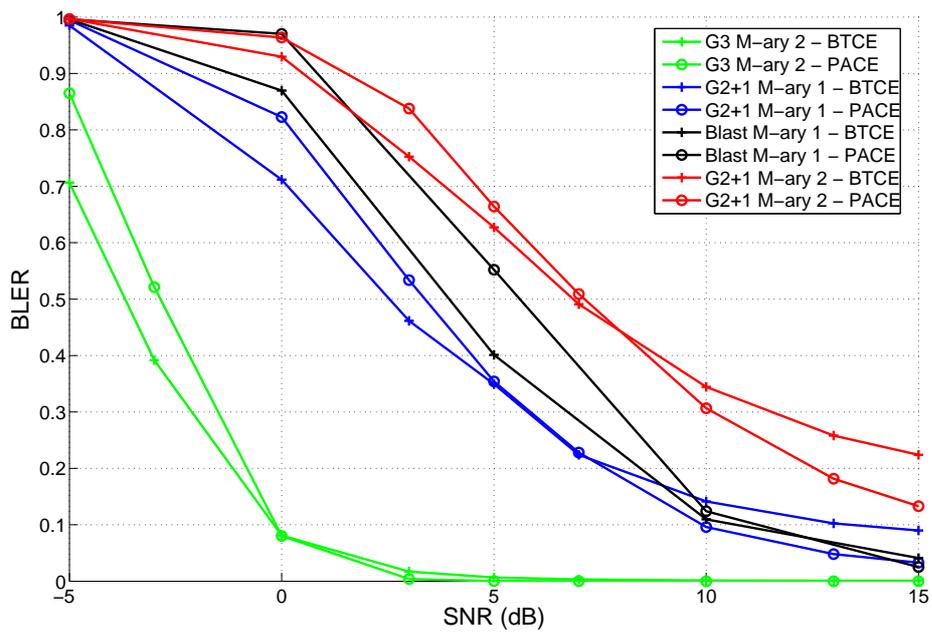


Figura 5.6: Taxa de Erro de Bloco para o caso de 4 antenas receptoras com frequência Doppler de 100Hz.

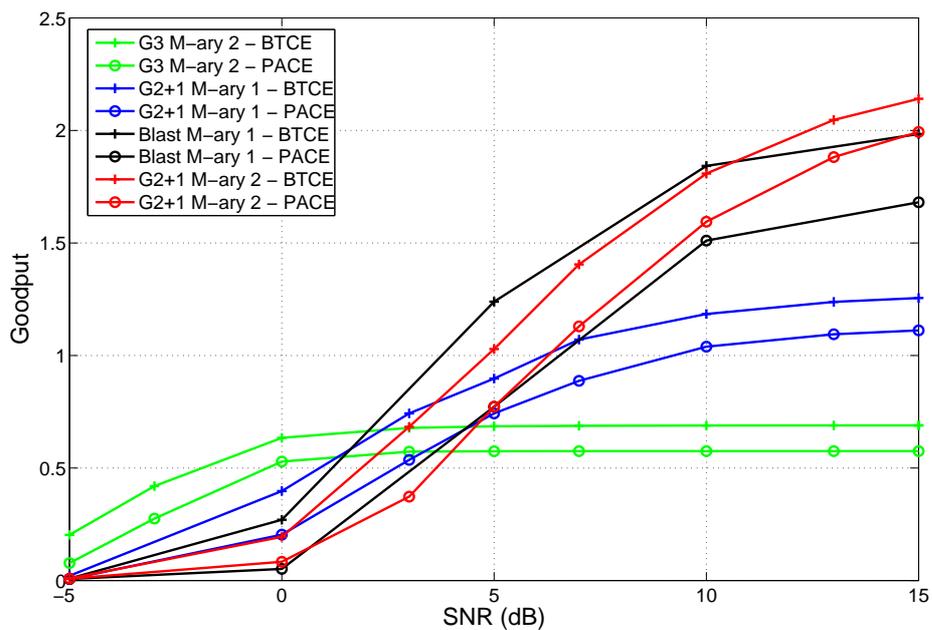


Figura 5.7: Goodput para o caso de 4 antenas receptoras com frequência Doppler de 100Hz.

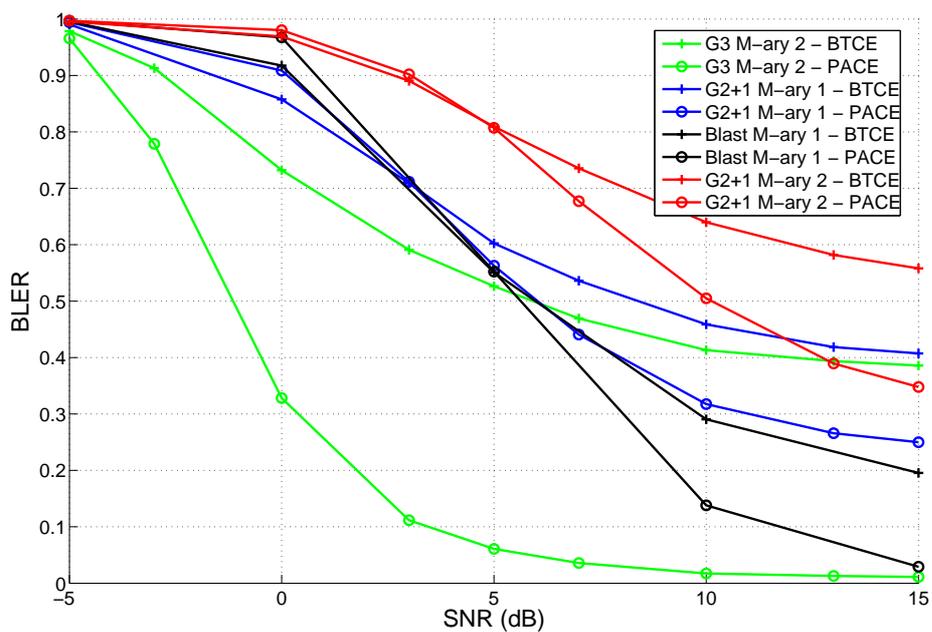


Figura 5.8: Taxa de Erro de Bloco para o caso de 4 antenas receptoras com frequência Doppler de 222.22Hz.

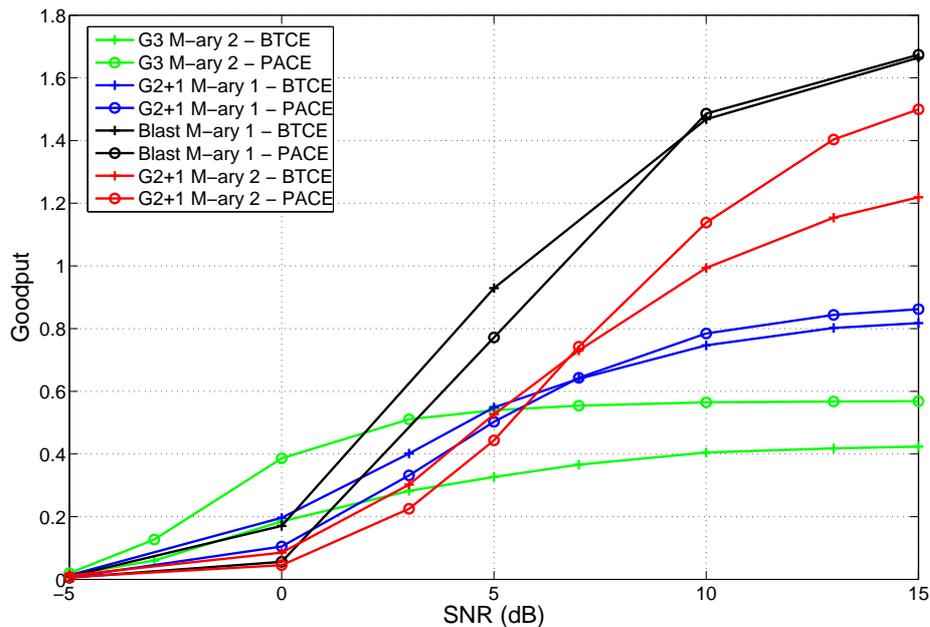


Figura 5.9: *Goodput* para o caso de 4 antenas receptoras com frequência Doppler de 222.22Hz.

5.5 Comentários

Como esperado (ver seção 3.3.3), a técnica de estimação do tipo *Block Type* apresentou melhores resultados para valores de SNR baixos devido a sua maior resistência a ruído em comparação com a técnica do tipo *Pilot Assisted*. Contudo, a variação do canal introduz um piso de erro de estimação na técnica BTCE e, portanto, na BLER (Taxa de Erro de Bloco) obtida, como pode ser visto nas figuras 5.2, 5.4, 5.6 e 5.8. Dessa forma, foram encontrados, a partir das curvas de *Goodput*, valores de SNR em que a mudança de uma técnica de estimação para outra provê um aumento no desempenho do sistema.

Dessa forma, nenhuma das técnicas de estimação de canal obtém os maiores valores de *Goodput* para todos os casos. No entanto, é possível definir grupos de parâmetros de transmissão semelhantemente ao que foi feito em [25], mas agora incluindo a técnica de estimação de canal utilizada na adaptação de enlace multidimensional. Além disso, a escolha do grupo de parâmetros de transmissão utilizado deve basear-se tanto no valor de frequência Doppler quanto no valor de SNR, e não apenas no valor de SNR como foi feito em [25].

Para valores mais baixos de frequência Doppler, no entanto, o erro de estimação para a técnica do tipo *Block Type* é menor possibilitando-se, por exemplo, uma redução na redundância introduzida pela estimação de canal através do aumento do tamanho de quadro utilizado. Dessa forma, a técnica de estimação do tipo *Block Type* pode fornecer os maiores valores de *Goodput* para todo o intervalo de SNR caso a frequência Doppler observada pelo sistema seja suficientemente baixa, visto que nesse caso o erro de estimação será causado principalmente pelo ruído.

5.6 Resumo do Capítulo

Neste capítulo foi descrito a ferramenta de simulação desenvolvida e utilizada para avaliar as técnicas de estimação de canal descritas no capítulo 3. Alguns cenários de simulação que ilustram claramente a diferença de desempenho das duas técnicas de estimação avaliadas foram propostos, e curvas de BLER e de *Goodput* em função da SNR foram apresentadas para

alguns valores de frequência Doppler. Como esperado (ver seção 3.3.3), a técnica de estimação do tipo *Block Type* apresentou melhores resultados para valores de SNR baixos devido a sua maior resistência a ruído em comparação com a técnica do tipo *Pilot Assisted*. Contudo, a variação do canal introduz um piso de erro de estimação na técnica BTCE e, portanto, na taxa de erro de bloco obtida, como pode ser visto nas figuras 5.2, 5.4, 5.6 e 5.8. Dessa forma, foram encontrados, a partir das curvas de *Goodput*, valores de SNR em que a mudança de uma técnica de estimação para outra provê um aumento no desempenho do sistema.

No capítulo seguinte serão apresentados algumas conclusões e perspectivas a respeito dos resultados obtidos nesse capítulo.

Conclusões e Perspectivas

Nesta Dissertação de mestrado mostrou-se um método de adaptação de enlace para sistemas MIMO-OFDM sem-fio considerando a estratégia de estimação de canal utilizada e a arquitetura de transmissão. Duas técnicas diferentes de estimação de canal foram estudadas, BTCE (*Block Type Channel Estimation*) e PACE (*Pilot Assisted Channel Estimation*); e diferentes esquemas de antenas foram utilizados fornecendo ganhos de diversidade, multiplexação, e uma combinação de ambos.

Os resultados mostram que é possível definir grupos de parâmetros de transmissão, incluindo estimação de canal, para intervalos de frequência *Doppler*. Ou seja, para certos valores de frequência *Doppler*, encontra-se curvas de *Goodput* versus SNR que indicam pontos em que a mudança de um grupo de parâmetros de transmissão por outro é interessante.

Em particular, nota-se a partir das figuras 5.3 e 5.7 que para um valor de frequência *Doppler* de 100Hz, BTCE apresenta um desempenho melhor em termos de *Goodput* que PACE para todos os valores de SNR mostrados, tanto para três antenas receptoras quanto para quatro, o que não é verdade se for considerado apenas o erro de estimação (figuras 5.2 e 5.6). Esse fato reforça a idéia de que o *Goodput* é uma métrica mais indicada do que o erro de estimação na análise de desempenho das diferentes técnicas de estimação de canal, visto que o primeiro resulta em um efeito mais visível para o usuário que o segundo.

No entanto, para um valor de frequência *Doppler* de 222.22Hz, BTCE praticamente não apresenta melhor desempenho que PACE para três antenas receptoras (Figura 5.5), enquanto que para quatro antenas receptoras BTCE apresenta um melhor desempenho que PACE apenas para valores de SNR entre 2 e 9.5dB (Figura 5.9) em que é utilizado o esquema de transmissão BLAST.

A diminuição no desempenho do sistema devido a variação do canal possui um maior impacto nos esquemas de transmissão que utilizam codificação espaço-temporal. Isso se deve ao fato de que nesses esquemas de transmissão o canal deve se manter aproximadamente constante durante a transmissão de uma palavra-código (dois períodos de símbolo para o esquema G2+1 e oito períodos de símbolo para o esquema G3). No entanto, ao utilizar a técnica de estimação de canal BTCE a introdução das seqüências de treinamento (enviadas periodicamente) faz com que cada palavra-código precise de um número maior de períodos de símbolo para ser enviada. Esse fato causa uma maior variação do canal durante a transmissão de uma palavra-código e, conseqüentemente, uma degradação no desempenho do sistema, especialmente no caso do esquema de transmissão G3. Isso explica a grande diferença no desempenho do sistema entre a utilização de BTCE e PACE quando utiliza-se o esquema de

transmissão G3 como mostra as figuras 5.4, 5.5, 5.8 e 5.9.

As tabelas 6.1 e 6.2 apresentam quais grupos de parâmetros de transmissão são mais interessantes para valores de frequência *Doppler* de 100Hz e 222.22Hz, respectivamente. Tais grupos de parâmetros podem ser utilizados para efetuar adaptação de enlace em um ambiente mais realista, ou seja, incluindo o efeito da estimação de canal ao invés de apenas considerar o conhecimento perfeito do mesmo.

Tabela 6.1: Parâmetros de transmissão são mais interessantes para frequência *Doppler* de 100Hz

SNR	Número de Antenas Receptoras	Esquema MIMO	M-ary	Técnica de Estimação de canal
-5 a 5.8	3	G3	2	BTCE
5.8 a 20		G2+1	2	BTCE
-5 a 2	4	G3	2	BTCE
2 a 10.5		BLAST	1	BTCE
10.5 a 15		G2+1	2	BTCE

Tabela 6.2: Parâmetros de transmissão são mais interessantes para frequência *Doppler* de 222.22Hz

SNR	Número de Antenas Receptoras	Esquema MIMO	M-ary	Técnica de Estimação de canal
-5 a 6	3	G3	2	PACE
6 a 9.3		BLAST	1	BTCE
9.3 a 20		BLAST	1	PACE
-5 a 2	4	G3	2	PACE
2 a 9.5		BLAST	1	BTCE
9.5 a 15		BLAST	1	PACE

Uma perspectiva natural desse trabalho consiste na avaliação de um número maior de cenários de simulação tais como diferentes valores de frequência *Doppler*, diferentes perfis de canal, esquemas MIMO com quatro antenas transmissoras, etc., a fim de identificar grupos de parâmetros de transmissão “interessantes” que possam ser utilizados para adaptação de enlace.

Em particular, simulações para um número maior de valores de frequência *Doppler* é de grande interesse, visto que esse parâmetro possui grande influência na escolha da técnica de estimação de canal a ser utilizada como foi mostrado.

Limite Inferior de Cramér-Rao

O limite inferior de Cramér-Rao (CRLB - *Cramér-Rao Lower Bound*) especifica um limite inferior para a variância (e conseqüentemente o erro quadrático médio) de qualquer estimador não-polarizado¹ e possui, portanto, grande utilidade prática. No melhor caso o limite inferior de Cramér-Rao permite constatar que um dado estimador é aquele que possui a menor variância entre todos os estimadores não-polarizados, enquanto que no pior caso ele serve como um ponto de referência com o qual pode-se comparar o desempenho de qualquer estimador não-polarizado [16].

Seja a função densidade de probabilidade condicional conjunta $f_u(\mathbf{u}|\boldsymbol{\theta})$, em que \mathbf{u} é um vetor de amostras observadas com elementos u_1, u_2, \dots, u_M e $\boldsymbol{\theta}$ é o vetor de parâmetros a ser estimado com elementos $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_k$, tem-se que a *função verossimilhança (likelihood function)* é dada por $f_u(\mathbf{u}|\boldsymbol{\theta})$, vista como função do vetor de parâmetros $\boldsymbol{\theta}$ ($\boldsymbol{\theta}_{k \times 1}$), ou seja,²

$$l(\boldsymbol{\theta}) = f_u(\mathbf{u}|\boldsymbol{\theta}). \quad (\text{A.1})$$

Em muitos casos o tratamento matemático se torna mais simples se for utilizado o logaritmo da função verossimilhança ao invés da própria função verossimilhança³. Define-se então a função verossimilhança logarítmica $L(\boldsymbol{\theta})$ (*log-likelihood function*) como

$$L(\boldsymbol{\theta}) = \ln[l(\boldsymbol{\theta})]. \quad (\text{A.2})$$

Utilizando a definição da função verossimilhança logarítmica $L(\boldsymbol{\theta})$, forma-se a matriz $k \times k$

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} \mathbb{E} \left[\frac{\partial^2 L}{\partial \theta_1^2} \right] & \mathbb{E} \left[\frac{\partial^2 L}{\partial \theta_1 \partial \theta_2} \right] & \cdots & \mathbb{E} \left[\frac{\partial^2 L}{\partial \theta_1 \partial \theta_k} \right] \\ \mathbb{E} \left[\frac{\partial^2 L}{\partial \theta_2 \partial \theta_1} \right] & \mathbb{E} \left[\frac{\partial^2 L}{\partial \theta_2^2} \right] & \cdots & \mathbb{E} \left[\frac{\partial^2 L}{\partial \theta_2 \partial \theta_k} \right] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbb{E} \left[\frac{\partial^2 L}{\partial \theta_k \partial \theta_1} \right] & \mathbb{E} \left[\frac{\partial^2 L}{\partial \theta_k \partial \theta_2} \right] & \cdots & \mathbb{E} \left[\frac{\partial^2 L}{\partial \theta_k \partial \theta_k} \right] \end{bmatrix}, \quad (\text{A.3})$$

que é chamada *matriz de informação de Fisher* [14].

¹Um estimador polarizado pode ter uma variância menor que o limite de Cramér-Rao.

²Embora a função densidade de probabilidade condicional conjunta e a função verossimilhança possuam a mesma fórmula matemática, é importante notar que no caso da função densidade de probabilidade condicional conjunta o vetor de parâmetros $\boldsymbol{\theta}$ é fixo e o vetor de amostras observadas \mathbf{u} é variável, enquanto que no caso da função verossimilhança o vetor de parâmetros $\boldsymbol{\theta}$ é variável e o vetor de amostras observadas \mathbf{u} é fixo.

³Visto que $l(\boldsymbol{\theta})$ é formada a partir de uma função densidade de probabilidade condicional conjunta, $l(\boldsymbol{\theta})$ não pode assumir valores negativos. Logo, não há problema em calcular seu logaritmo $L(\boldsymbol{\theta})$.

Seja \mathbf{I} a matriz inversa da matriz de informação de Fisher e \mathbf{I}_{ii} o i -ésimo elemento da diagonal de \mathbf{I} , então uma estimativa não-polarizada $\hat{\theta}_i$ do parâmetro θ_i ($i = 1, 2, \dots, k$) baseada no vetor de amostras observadas \mathbf{u} possui variância maior ou igual a \mathbf{I}_{ii} . Ou seja,

$$\text{Var}[\hat{\theta}_i] \geq \mathbf{I}_{ii}, \quad i = 1, 2, \dots, K. \quad (\text{A.4})$$

O limite inferior na Equação (A.4) é chamado de “limite inferior de Cramér-Rao” e fornece o menor valor de variância que pode ser obtido para qualquer estimador não-polarizado o que, conseqüentemente, representa um limite inferior de erro de estimação que pode ser obtido.

Redução do Tamanho do Quadro de quatro para Três

Foi considerado nessa dissertação que o tamanho de um quadro corresponde a quatro símbolos OFDM. Dessa forma, para a técnica de estição do tipo *Block Type*, o canal não deve variar consideravelmente durante a transmissão de três símbolos para que o erro de estimação não seja elevado.

No capítulo 5 foram apresentados resultados para simulações com três e quatro antenas receptoras para frequências Doppler de 100 e de 222.22 hertz. Caso o tamanho de quadro seja reduzido de quatro para três, espera-se uma redução no erro de estimação de canal obtido pela técnica do tipo *Block Type*. No entanto, essa redução no tamanho do quadro também implica em um menor valor de *Goodput* máximo que pode ser obtido. Os valores de *Goodput* máximo para tamanhos de quadro igual a quatro e três são mostrados nas tabelas 4.2 e B.1, respectivamente

Para averiguar se uma redução no tamanho do quadro de quatro para três proporciona um aumento do *Goodput* foram efetuadas simulações com um tamanho de quadro igual a três e frequência Doppler igual a 222.22Hz para três e quatro antenas receptoras. As figuras B.1 e B.3 ilustram as taxas de erro de bloco enquanto que as figuras B.2 e B.4 ilustram os valores de *Goodput* para os casos de três e quatro antenas, respectivamente.

Tabela B.1: *Goodput* normalizado para cada esquema MIMO com BTCE para um quadro com tamanho 3.

Modulação	Esquema MIMO	S	Goodput Normalizado Máximo GP _{max} (Bits/T _{simb.})
4-PSK	G3	1	0.45977
2-PSK	G2+1	2	0.91955
2-PSK	V-Blast	3	1.3793
4-PSK	G2+1	4	1.8391

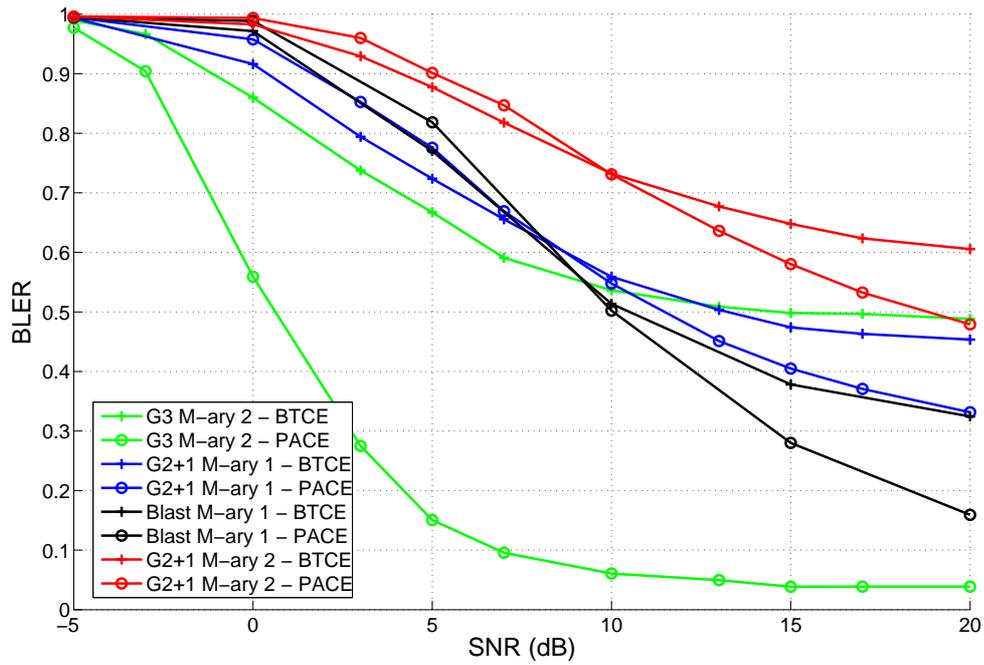


Figura B.1: Taxa de Erro de Bloco para o caso de 3 antenas receptoras com frequência Doppler de 222.22Hz para um quadro com tamanho igual a três símbolos OFDM.

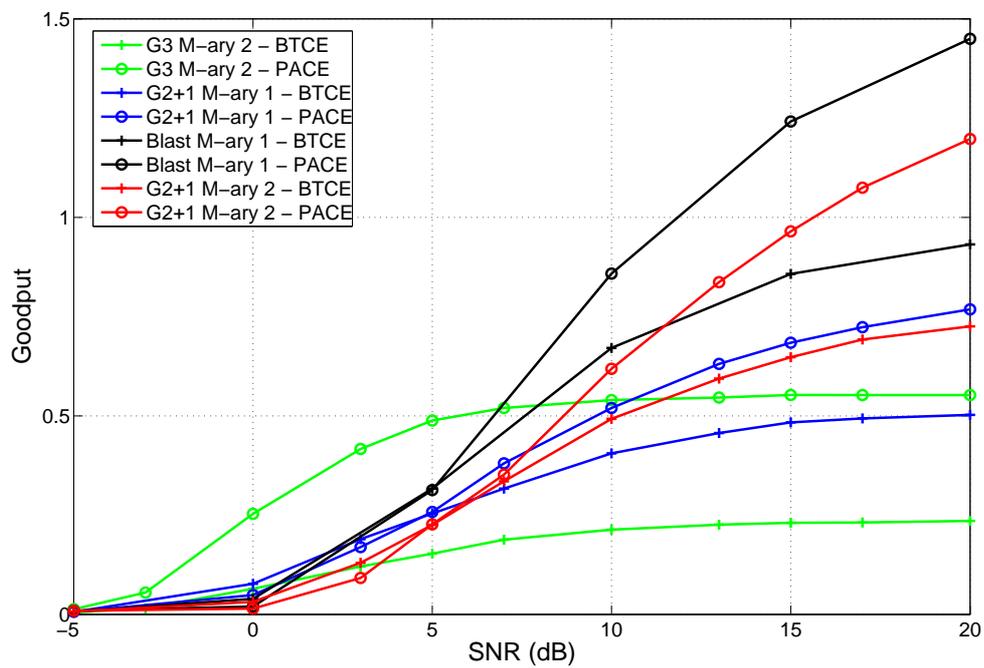


Figura B.2: Goodput para o caso de 3 antenas receptoras com frequência Doppler de 222.22Hz para um quadro com tamanho igual a três símbolos OFDM.

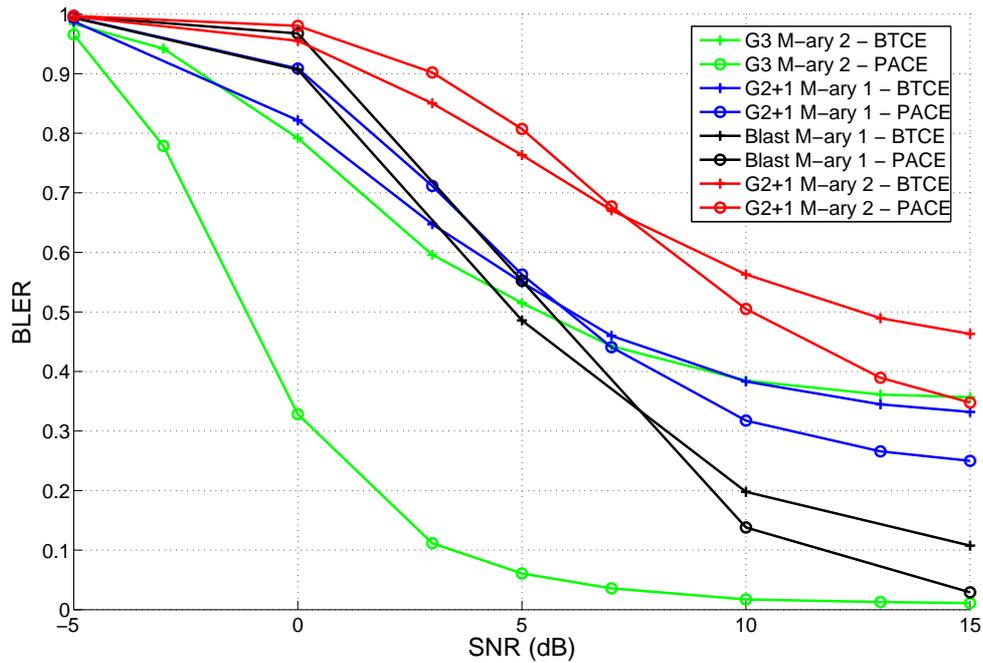


Figura B.3: Taxa de Erro de Bloco para o caso de 4 antenas receptoras com frequência Doppler de 222.22Hz para um quadro com tamanho igual a três símbolos OFDM.

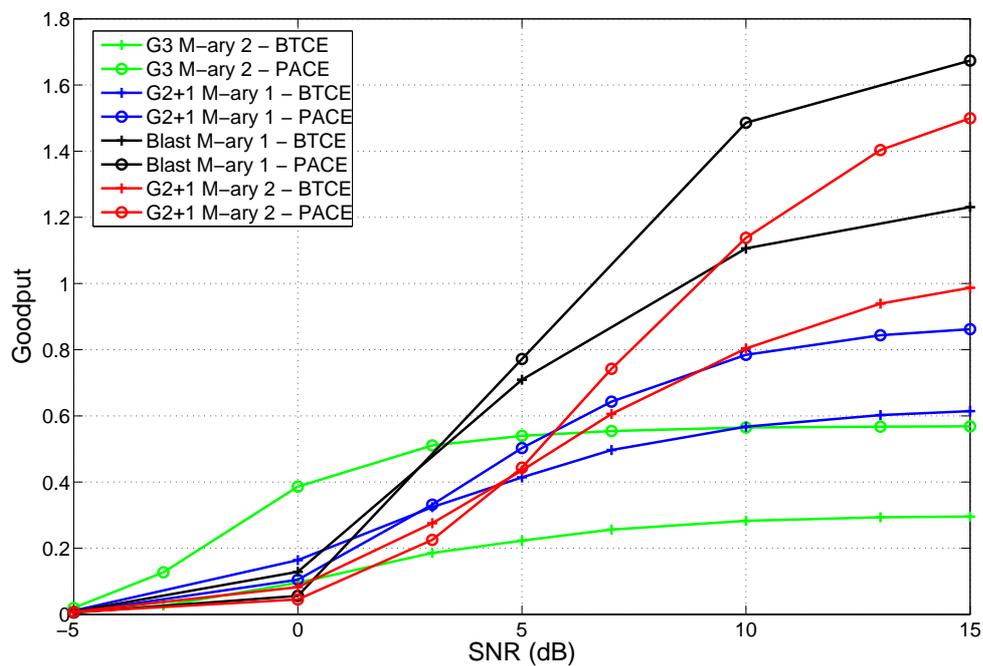


Figura B.4: Goodput para o caso de 4 antenas receptoras com frequência Doppler de 222.22Hz para um quadro com tamanho igual a três símbolos OFDM.

Comparando-se as taxas de erro de bloco obtidas nas figuras B.1 e B.3 com aquelas obtidas nas figuras 5.4 e 5.8 nota-se que houve redução nas taxas de erro de bloco obtidas, o que indica uma redução no erro de estimação de canal, como era esperado. No entanto, ao comparar as figuras B.2 e B.4 com as figuras 5.5 e 5.9 nota-se que houve uma redução no Goodput obtido. De fato, para ambos os casos, três ou quatro antenas receptoras, existe um

intervalo de valores de SNR na qual os maiores valores de *Goodput* são obtidos utilizando-se BTCE para um quadro com tamanho igual a quatro. Por outro lado, para um quadro com tamanho igual a três não há nenhum intervalo de valores de SNR no qual se obtenha os maiores valores de *Goodput* utilizando BTCE. Conclui-se então que a redução do tamanho do quadro de quatro para três não oferece ganhos, mas sim perdas em termos de *Goodput*.

Referências Bibliográficas

- [1] S. G. Glisic, *Advanced Wireless Communications*. Wiley, 2004.
- [2] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela, "V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," in *International Symposium on Signals, Systems, and Electronics (ISSSE)*, 29 Sept. - 2 Oct. 1998, pp. 295 – 300.
- [3] D. C. Moreira and C. C. Cavalcante, "Channel estimation in link adaptation strategies for mimo-ofdm systems," *Wireless World Research Forum Meeting 17 (WWRF)*, no. 17, November 2006.
- [4] V. K. N. Lau and Y.-K. R. Kwok, *Channel Adaptive Technologies and Cross Layer Designs for Wireless Systems with Multiple Antennas*, 1st ed., J. G. Proakis, Ed. Wiley, 2006.
- [5] H. Yang, "A road to future broadband wireless access: Mimo-ofdm-based air interface," *IEEE Communications Magazine*, vol. 43, no. 1, pp. 53–60, January 2005.
- [6] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451 – 1458, October 1998.
- [7] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456 – 1467, July 1999.
- [8] G. Bauch, "Space-time block codes versus space-frequency block codes," in *The 57th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference, VTC-Spring*, vol. 1, April 2003, pp. 567 – 571.
- [9] W. C. Freitas Jr., A. L. F. de Almeida, F. R. P. Cavalcanti, and J. C. M. Mota, "Performance of MIMO antenna systems with hybrids of transmit diversity and spatial multiplexing using soft-output decoding," in *Lecture Notes in Computer Science, Springer-Verlag Heidelberg*, vol. 3124, August 2004, pp. 28–37.
- [10] R. W. H. Jr. and A. J. Paulraj, "Switching between diversity and multiplexing based on constellation distance," in *Proc. Allerton Conf. Communication, Control and Computing*, October 2000.
- [11] L. Zheng and D. N. C. Tse, "Diversity and multiplexing: A fundamental tradeoff in multiple-antenna channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, no. 5, pp. 1073–1096, May 2003.

- [12] H. Harada and R. Prasad, *Simulation and Software Radio for Mobile Communications*, ser. The Artech House universal personal communications series, R. Prasad, Ed. Artech House, 2002.
- [13] E. L. Pinto and C. P. de Albuquerque, "A técnica de transmissão ofdm," *Revista Científica Periódica - Telecomunicações*, vol. 05, no. 01, Junho 2002.
- [14] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 2nd ed., ser. Information and System Sciences, T. Kailath, Ed. Prentice Hall, 1991.
- [15] H. P. Hsu, *Probability Random Variables, & Random Processes*, ser. Schaum's Outline. McGRAW-HILL, 1997.
- [16] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*, ser. Signal Processing, A. V. Oppenheim, Ed. Prentice Hall, 1993, vol. 1.
- [17] J. Li, G. Liao, and Q. Guo, "Mimo-ofdm channel estimation in the presence of carrier frequency offset," *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, vol. 2005, pp. 525–531, 2005.
- [18] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri, and A. Bahai, "Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 48, no. 3, pp. 223 – 229, September 2002.
- [19] —, "A study of channel estimation in OFDM systems," in *Vehicular Technology Conference*, vol. 2, September 2002, pp. 894 – 898.
- [20] Y. G. Li, N. Seshadri, and S. Ariyavisitakul, "Channel estimation for ofdm systems with transmitter diversity in mobile wireless channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, no. 3, pp. 461–471, March 1999.
- [21] Y. G. Li, "Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 1, no. 1, pp. 67 – 75, January 2002.
- [22] Y. Qiao, S. Yu, P. Su, and L. Zhang, "Research on an iterative algorithm of ls channel estimation in MIMO OFDM systems," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 51, no. 1, pp. 149 – 153, March 2005.
- [23] O. Simeone and U. Spagnolini, "Adaptive pilot pattern for OFDM systems," in *IEEE International Conference on Communications*, vol. 2, June 2004, pp. 978 – 982.
- [24] Correia L.M., "Wireless flexible personalised communications - cost 259 final report," European Co-operation in Mobile Radio Resource, Tech. Rep., 2002.
- [25] W. C. Freitas Jr., F. R. P. Cavalcanti, A. L. F. de Almeida, and R. R. Lopes, "Exploiting dimensions of the mimo wireless channel: Multidimensional link adaptation," in *Vehicular Technology Conference, 2005. VTC 2005-Spring. 2005 IEEE 61st*, vol. 2, June 2005, pp. 924 – 928.
- [26] Z. Hu, G. Zhu, M. Liang, and D. Wang, "Transmit antenna selection for V-BLAST systems with ordered successive interference cancellation," *IEEE International Conference on Wireless And Mobile Computing, Networking And Communications (WiMob)*, vol. 1, pp. 199 – 203, August 2005.

- [27] C. Mun, "Transmit-antenna selection for spatial multiplexing with ordered successive interference cancellation," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 54, no. 3, pp. 423 – 429, March 2006.
- [28] C.-B. Chae, M. Katz, C. Suh, and H. Jeong, "Adaptive spatial modulation for mimo-ofdm," in *IEEE Wireless Communications and Networking Conference WCNC*, vol. 1, March 2004, pp. 87 – 92.