

Renato Machado

**Códigos Espaço-Temporais de Bloco com Seleção
Híbrida Antena/Código na Transmissão**

FLORIANÓPOLIS

2004

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA**

**Códigos Espaço-Temporais de Bloco com Seleção
Híbrida Antena/Código na Transmissão**

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a obtenção do
grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Renato Machado

Florianópolis, março de 2004

Códigos Espaço-Temporais de Bloco com Seleção Híbrida Antena/Código na Transmissão

Renato Machado

“Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Comunicação e Processamento de Sinais, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina”

Prof. Bartolomeu Ferreira Uchôa Filho, Ph.D.

Orientador

Prof. Jefferson Luiz Brum Marques, Ph.D.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Bartolomeu Ferreira Uchôa Filho, Ph.D.

Presidente

Prof. Carlos Aurélio Faria da Rocha, D.Sc.

Prof. Leonardo Silva Resende, D.Sc.

Prof. Walter Pereira Carpes Junior, Dr.

à minha mãe.

Agradecimentos

À minha mãe, Ana Maria Machado, pelo constante apoio, carinho e amizade.
Aos meus irmãos Raphael Machado e Rodrigo Machado por terem sempre acreditado em mim.

Ao meu pai que me incentivou a realizar meu mestrado.

Ao meu orientador e amigo, Bartolomeu Ferreira Uchôa Filho, pela excelente orientação que tornou possível a realização deste trabalho.

Ao Mário, Gustavo e Richard pelas discussões, conselhos e pelas confraternizações.

Aos professores Carlos Aurélio Faria da Rocha e Leonardo Silva Rezende pelo bom relacionamento profissional e pelos bons momentos de descontração.

Ao meu amigo Luis Fernando Pozas pelo apoio, companheirismo e amizade.

Ao secretário da pós graduação Marcelo M. Siqueira, pelo bom trabalho que desempenha no programa de Pós-Graduação do Curso de Engenharia Elétrica.

E a todos que de certa forma contribuíram para a realização deste trabalho.

Muitíssimo obrigado.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

CÓDIGOS ESPÁCIO-TEMPORAIS DE BLOCO COM SELEÇÃO HÍBRIDA ANTENA/CÓDIGO NA TRANSMISSÃO

Renato Machado

Março/2004

Orientador: Bartolomeu Ferreira Uchôa Filho, Ph.D.

Área de Concentração: Comunicações e Processamento de Sinais

Palavras-chaves: Seleção de antenas, diversidade, canais com desvanecimento, múltiplas antenas transmissoras, códigos espaço-temporais de bloco, comunicações sem fio.

Número de páginas: xvi+75

Com o propósito de melhorar o desempenho de erro em sistemas de comunicação sem fio, o conceito de diversidade espacial, a partir do uso de múltiplas antenas, vem sendo considerado há bastante tempo. Para o caso particular de múltiplas antenas instaladas no transmissor, técnicas recentes de codificação espaço-temporal têm sido adotadas com enorme sucesso, inclusive em sistemas de telefonia celular de última geração. A questão da baixa complexidade dos receptores associada a um bom desempenho de erro tem assumido maior importância. Nesta dissertação, um novo código espaço-temporal de bloco (STBC) não ortogonal com taxa de transmissão unitária é proposto para sistemas de comunicação móvel. Projetado para três antenas transmissoras, esse código necessita de apenas duas cadeias de rádio-frequência, e apresenta um atraso de decodificação igual a dois símbolos, o que representa uma economia de *hardware* e de tempo de decodificação com relação a outros STBCs para três antenas encontrados na literatura. Outro fator importante é a compatibilidade desse código com o código padrão de Alamouti para duas antenas, devido à qual é proposto nesta dissertação o conceito de seleção híbrida antena/código onde, baseado no conhecimento do estado do canal no transmissor, via um canal de realimentação, a seleção de um dos dois códigos

(Alamouti ou o código aqui proposto) é feita, visando minimizar a probabilidade de erro instantânea em um canal com desvanecimento plano quasi-estático do tipo Rayleigh. Resultados de simulação indicam um grau de diversidade máximo acompanhado de ganhos de codificação relevantes com relação ao esquema de seleção de antenas proposto por Gore e Paulraj, que seleciona as duas melhores antenas para uso com o código de Alamouti.

Abstract of Dissertation presented to UFSC in partial fulfillment of the requirements
for the degree of Master in Electrical Engineering

SPACE-TIME BLOCK CODES WITH HYBRID TRANSMIT ANTENNA/CODE SELECTION

Renato Machado

March/2004

Advisor: Bartolomeu Ferreira Uchôa Filho, Ph.D.

Area of Concentration: Communications and Signal Processing

Keywords: Antenna selection, diversity, fading channels, multiple transmit antennas, space-time block codes, wireless communications.

Number of pages: xvi+75

Aiming for a better error performance in wireless communications system, the concept of spacial diversity, through the use of multiple antennas, has been considered for a long time. In the particular case of multiple antennas installed at the transmitter end, recent space-time coding techniques have been adopted with enormous success, for example in last-generation cellular telephone systems. The issue of low receiver complexity along with good error performance has more and more been of great importance. In this thesis, a new rate-one, non-orthogonal space-time block code (STBC) is proposed. Designed for three transmit antennas, this code needs only two radio-frequency chains, and has decoding delay equal to two, which implies in both hardware and decoding time savings with respect to other STBCs for three antennas found in the literature. Another important factor is the compatibility between this code and the Alamouti code for two antennas, due to which the concept of hybrid antenna/code selection is proposed in this thesis where, based upon the knowledge of the channel state information, by means of a feedback channel, one of the two codes (either the Alamouti or the new code) is selected in order to minimize the instantaneous error probability in the flat, quasi-static Rayleigh fading channel. Simulation results indicate that the maximum diversity degree is achieved along with relevant coding gains over

the antenna selection scheme proposed by Gore and Paulraj, which selects the best pair of antennas for use with the Alamouti code.

Sumário

Sumário	x
Lista de Figuras	xiii
Lista de Tabelas	xvi
1 Introdução	1
2 Conceitos Importantes Sobre Sistemas de Comunicação Móvel	6
2.1 Caracterização dos Canais com Desvanecimento	7
2.1.1 Propagação por Multipercursos	7
2.1.2 Efeito Doppler	7
2.1.3 Classificação dos Desvanecimentos	9
2.2 Parâmetros do Canal Rádio-Móvel	12
2.2.1 Análise do Espalhamento Temporal no Domínio do Tempo	13
2.2.2 Análise do Espalhamento Temporal no Domínio da Frequência	14
2.2.3 Espalhamento Doppler e Tempo de Coerência	15
2.3 Classificação dos Canais de Comunicações Móveis	16
2.3.1 Desvanecimento Plano	17

2.3.2	Desvanecimento Seletivo em Frequência	17
2.3.3	Desvanecimento Rápido	18
2.3.4	Desvanecimento Quasi-Estático	18
2.3.5	Classificação dos Canais	18
2.4	Desempenho Típico de Modulação Digital em Canais de Comunicações Móveis	19
2.5	Diversidade	21
2.5.1	Tipos de Diversidade	21
2.5.2	Desempenho da Técnica de Diversidade	22
2.6	Códigos Espaço-Temporais	23
3	Códigos Espaço-Temporais de Bloco	25
3.1	O Esquema Clássico da Combinação de Máxima Razão na Recepção (MRRC)	26
3.2	O Esquema de Alamouti: Diversidade na Transmissão	28
3.2.1	O Caso de Uma Antena Receptora	28
3.2.2	O Caso de Duas ou Mais Antenas Receptoras	30
3.2.3	Resultados de Simulação: MRRC \times Alamouti	33
3.3	Códigos Espaço-Temporais de Bloco Ortogonais para $N_T \geq 2$	34
3.3.1	A Matriz Geradora	34
3.4	Códigos Espaço-Temporais de Bloco Não Ortogonais	39
4	Técnicas de Seleção de Antenas Transmissoras	41
4.1	Modelo do Canal	42
4.2	Esquema de Alamouti	43
4.3	Seleção de Antenas com o Código de Alamouti	44
4.4	O Valor Esperado da SNR: Alamouti \times Seleção de Antenas	44

4.5	Análise da Capacidade <i>Outage</i>	47
4.6	Simulações	48
4.7	Seleção Entre Duas Técnicas Diferentes: Multiplexagem Espacial \times Codificação Espaço-Temporal	48
5	Seleção Híbrida Antena/Código com Códigos Espaço-Temporais de Bloco	52
5.1	Modelo do Canal, Códigos de Bloco Espaço-Temporais Ortogonais, e Seleção de Antenas	54
5.1.1	Modelo do Canal	54
5.1.2	Códigos Espaço-Temporais de Bloco Ortogonais (OSTBCs)	55
5.1.3	Seleção de Antenas	56
5.2	Um Novo Código Espaço-Temporal de Bloco Não Ortogonal para Três Antenas Transmissoras	57
5.3	Seleção Híbrida Antena/Código	58
5.4	Resultados de Simulação	61
6	Conclusão e Trabalhos Futuros	69
	Referências Bibliográficas	71

Lista de Figuras

2.1	Ambiente com multipercursos.	8
2.2	Efeito Doppler.	8
2.3	Resposta de um canal variante no tempo a um pulso extremamente curto.	10
2.4	Função densidade de probabilidade de Rayleigh.	11
2.5	Função densidade de probabilidade de Rice para vários fatores Ricianos R	12
2.6	Perfil de intensidade de multipercurso.	13
2.7	Função de correlação das diferenças de frequências.	15
2.8	(a) Função de correlação das variações temporais e (b) espectro de potência Doppler.	16
2.9	Classificação dos canais de comunicações móveis.	19
2.10	Comparação entre as probabilidades de erro de bit $P(e)$ em função da SNR (Relação Sinal/Ruído em dB) para o canal AWGN, e os de comunicações móveis com desvanecimentos Rice e Rayleigh.	20
3.1	O Esquema Clássico de Combinação de Máxima Razão na Recepção (MRRC)	27
3.2	O Esquema de Alamouti de Diversidade na Transmissão com Uma Antena Receptora	29
3.3	O Esquema de Alamouti de Diversidade na Transmissão com Duas Antenas Receptoras	31

3.4	Comparação do Desempenho de Erro: MRRC \times Alamouti, em Canais com Desvanecimento Rayleigh	34
4.1	Diagrama do esquema de seleção de antenas na transmissão e/ou recepção.	43
4.2	Taxa de Erro de Bit (BER) em função da (SNR)em dB, obtida para o esquema de seleção de antenas com o código de Alamouti para $m=3,4,5$ e 6 antenas transmissoras, utilizando modulação BPSK.	49
4.3	Taxa de Erro de Símbolo (SER) em função da (SNR) em dB, obtida para o esquema de seleção de antenas com o código de Alamouti para $m=3,4,5$ e 6 antenas transmissoras, utilizando moldulação QPSK.	50
4.4	Modelo da seleção entre duas técnicas distintas de codificação.	51
5.1	Modelo do Canal com N_T antenas transmissoras e uma única antena receptora.	54
5.2	Seleção híbrida antena/código com três antenas transmissoras.	60
5.3	Seleção híbrida antena/código com N_T antenas transmissoras.	60
5.4	Relações BER \times SNR obtidas para o caso de três antenas, sem realizar as permutações das colunas da matriz geradora do código EA, utilizando-se a molulação BPSK.	63
5.5	Relações SER \times SNR obtidas para o caso de três antenas, sem realizar as permutações das colunas da matriz geradora do código EA, utilizando-se a molulação QPSK.	64
5.6	Relações BER \times SNR obtidas para o caso de $N_T = 3, 4, 5$ e 6 antenas transmissoras, sem realizar as permutações das colunas da matriz geradora do código EA, utilizando-se a molulação BPSK	65
5.7	Relações SER \times SNR obtidas para o caso de $N_T = 3, 4, 5$ e 6 antenas transmissoras, sem realizar as permutações das colunas da matriz geradora do código EA, utilizando-se a molulação QPSK	66

5.8 Relações BER×SNR obtidas para o caso de três antenas transmissoras, realizando-se as permutações das colunas da matriz geradora do código EA, utilizando-se a modulação QPSK 67

5.9 Relações BER×SNR obtidas para o caso de $N_T = 3, 4, 5$ e 6 antenas transmissoras, realizando-se as permutações das colunas da matriz geradora do código EA, utilizando-se a modulação QPSK 68

Lista de Tabelas

3.1	Seqüência da Transmissão dos Sinais s_0 e s_1 no Esquema de Diversidade na Transmissão de Alamouti	28
3.2	Os Ganhos dos Canais entre as Antenas Transmissoras e as Antenas Receptoras	31
3.3	A Notação para os Sinais Recebidos nas Duas Antenas Receptoras . . .	32
4.1	Ganhos $g(\text{dB})$ na SNR Média para Seleção de Antenas com Alamouti .	46
5.1	Uso Percentual dos Códigos A e EA no Esquema Híbrido (sem permutações)	62
5.2	Uso Percentual dos Códigos A, EA1, EA2 e EA3 no Esquema Híbrido (havendo permutações)	62

Capítulo 1

Introdução

É indiscutível a importância das comunicações sem fio na vida do homem moderno. Até se chegar aos sistemas de telefonia celular de última geração, e a tantos outros sistemas de comunicações sem fio que se fazem presentes nos mais diversos setores, alguns fatos históricos merecem ser destacados. A trajetória começou em 1861, quando o físico escocês James Clerk Maxwell propôs uma teoria matemática que explicasse o comportamento das ondas eletromagnéticas (EM). Uma demonstração prática da existência de tais ondas foi realizada apenas em 1887, por um jovem estudante alemão chamado Heinrich Rudolph Hertz. Até então a transmissão de informação para um lugar remoto por meio da propagação eletromagnética não tinha sido considerada. Alguns pesquisadores na Europa realizaram estudos de como a transmissão e a recepção dessas ondas eletromagnéticas poderiam ser melhoradas. Em 1890, com um pedaço de arame de ferro dentro de uma garrafa de vidro, Branly desenvolveu em Paris um dispositivo, então denominado *pegador*, que detectava a presença de ondas EM. Popov, um pesquisador russo, que não mediu esforços para conseguir detectar a radiação eletromagnética vinda da luz, desenvolveu a primeira antena de rádio. O marco inicial das comunicações sem fio propriamente dita, registrado na história através de uma patente, se deu em 1896 quando, aos 24 anos de idade, o italiano Guglielmo Marconi conseguiu realizar a façanha de transmitir por telégrafo sem fio um sinal entre as cidades de Wimereux e Dover, representando uma distância de 52 Km. Já na década de 1910, começaram a surgir as principais emissoras de rádio nos Estados Unidos.

No que diz respeito à telefonia, o primeiro sistema rádio-telefônico móvel, que operava na faixa de frequências em torno de 2 MHz, foi implantado em 1921 pelo Departamento Policial de Detroit e permitia a comunicação entre o departamento policial e os carros-patrolha. A taxa de transmissão e a qualidade do sinal eram baixas, pois as operações de transmissão/recepção do sinal eram realizadas em uma faixa de baixa frequência. A partir de 1933, com a invenção da modulação em frequência (FM) pelo nova-iorquino Edwin Armstrong, foi possível realizar comunicações de rádio de alta qualidade. Em 1946, a *Bell Systems* criou um sistema de comunicação com canais de largura de 120 KHz que operava numa frequência de 150 MHz. Verificando que a demanda pelo serviço de comunicação sem fio vinha crescendo rapidamente, a AT&T incrementou o serviço de telefonia móvel utilizando a tecnologia FM. No entanto, essa tecnologia ainda era limitada a um número bem reduzido de usuários. A solução para esse problema surgiu no ano seguinte, quando os laboratórios da *Bell* desenvolveram o *conceito do sistema celular*, que consiste em dividir a área de serviço em células e utilizar um subconjunto do total de canais disponíveis em cada célula. Anos depois, em 1970, a AT&T propôs o primeiro sistema telefônico celular analógico, chamado *Serviço Telefônico Móvel Avançado* (AMPS) (do inglês, *Advanced Mobile Phone Service*).

A partir de então, a telefonia celular vem se desenvolvendo de forma extraordinária. Depois de adotar a tecnologia digital, a telefonia móvel celular passou a servir um número bem maior de usuários. Por outro lado, as exigências por serviços, incluindo multimídia e internet, com taxas de transmissão cada vez mais elevadas, obrigaram as empresas a manter uma constante renovação da tecnologia. Em função dessas exigências, pesquisadores de todo o mundo vêm trabalhando exaustivamente para encontrar técnicas que viabilizem essas elevadas taxas de transmissão, tão necessárias para que a era da transmissão de imagens e vídeos de alta resolução seja, efetivamente, consolidada.

Uma proposta muito interessante para transmitir de forma eficiente tanta informação em curtos intervalos de tempo é a utilização de múltiplas antenas. Essa idéia já vinha sendo explorada em comunicações móveis há vários anos com as múltiplas antenas instaladas no receptor. Entretanto, as dimensões físicas das estações receptoras móveis são geralmente pequenas, o que dificulta a instalação de múltiplas antenas

nesses dispositivos. O uso de múltiplas antenas no transmissor, que em geral é fixo e de grande porte, como uma estação rádio-base de um sistema de telefonia celular, representa a melhor solução para esse problema. Esse é o cenário que será considerado nessa dissertação de mestrado.

Recentemente, Telatar [10], Foschini e Gans [17] e Marzetta e Hochwald [20] demonstraram que a capacidade de canal para sistemas de comunicações móveis que empregam múltiplas antenas transmissoras e (opcionalmente) receptoras é significativamente maior do que aquela para sistemas que utilizam apenas uma antena transmissora e uma receptora. Motivados por esse importante resultado, Tarokh *et al.* [19] inventaram os chamados *códigos espaço-temporais de treliça* (STTCs), (do inglês, *Space-Time Trellis Codes*), que acomodam adequadamente a redundância da informação no espaço (antenas transmissoras) e no tempo (modulação codificada em treliça). Os STTCs apresentam um excelente desempenho em um canal com desvanecimento quasi-estático, mas o seu receptor é bastante complexo.

Independentemente do trabalho de Tarokh *et al.* [19], em 1998 Alamouti [18] apresentou um código para sistemas com duas antenas transmissoras e (opcionalmente) múltiplas antenas receptoras que alcança um ganho na ordem de diversidade (a ser detalhada no Capítulo 2) proporcional ao produto do número de antenas transmissoras pelo número de antenas receptoras. Graças à sua simplicidade e à baixa complexidade do seu receptor, o esquema de Alamouti vem sendo empregado nos sistemas de telefonia celular mais atuais, como o WCDMA e o CDMA2000. Entusiasmados com esses resultados, Tarokh, Jafarkhani e Calderbank [21], utilizando conceitos matemáticos sofisticados, generalizaram o código de Alamouti para o caso de múltiplas antenas no transmissor, e batizaram essa nova classe de *códigos espaço-temporais de bloco* (STBCs), (do inglês, *Space-Time Block Codes*). Os STBCs de Tarokh *et al.* são associados a matrizes ortogonais, e são amplamente considerados nessa dissertação. Como será visto mais adiante, a propriedade de ortogonalidade é fundamental para garantir o grau de diversidade máximo (igual ao produto do número de antenas transmissoras pelo número de antenas receptoras).

Uma outra família de códigos bastante interessante, e que foi recentemente pesquisada por Uysal e Georgiades [37], Jafarkhani [42] e Tirkkonen [28], são os códigos

espácio-temporais de bloco não ortogonais (NOSTBCs), (do inglês, *Non-Orthogonal STBCs*). Ao se relaxar o requisito da ortogonalidade da matriz associada ao código, taxas de transmissão superiores são alcançadas ao custo de um menor grau de diversidade. Os NOSTBCs também serão alvo de estudo nessa dissertação.

Tornando ainda mais atraente a aplicação dos STBCs, Gore e Paulraj [43] sugeriram a técnica de *seleção de antenas* com o código de Alamouti. Supõe-se que o receptor conheça o estado do canal e que seja capaz de transmitir essa informação ao transmissor através de um canal de realimentação. Nesse esquema, a cada bloco de dados, o que implica em um novo estado de canal em um ambiente com desvanecimento quasi-estático, um subconjunto das antenas transmissoras é selecionado (segundo um critério que será descrito mais adiante) para transmissão, enquanto as demais antenas transmissoras se calam. Com um menor número de antenas transmitindo sinais em um dado instante, há uma economia de equipamentos pois, um número menor de cadeias de rádio-freqüência (do inglês *radio-frequency chain*), ou cadeias de RF, que consistem em amplificadores, moduladores, conversores analógico/digital, etc., é requerido. O fato mais surpreendente desse esquema é que um grau de diversidade máximo é alcançado, como se todas as antenas estivessem sendo usadas para todos os blocos de dados.

Nesta dissertação, considera-se a técnica de seleção de antenas com STBCs e NOSTBCs. Com base no estado instantâneo do canal, seleciona-se um código de um conjunto de códigos (STBCs e/ou NOSTBCs), de modo a minimizar a probabilidade de erro instantânea. Como será demonstrado, consegue-se alcançar a máxima ordem de diversidade apesar do uso de códigos não ortogonais. Mais do que isso, a proposta desta dissertação proporciona um ganho de codificação em relação ao esquema apresentado por Gore e Paulraj [43]. Adicionalmente, o decodificador é extremamente simples e universal, ou seja, tem-se essencialmente o mesmo decodificador para todos os códigos do conjunto, o que torna a proposta ainda mais atraente.

No Capítulo 2, inicia-se realizando uma abordagem sobre o desempenho do canal AWGN para comunicações digitais. Conceitos fundamentais, tais como desvanecimento, diversidade, capacidade de canal dos canais MIMO, etc. serão apresentados para se ter um bom entendimento do trabalho. O capítulo é finalizado com uma breve comparação entre os desempenhos dos STBCs e STBCs.

No Capítulo 3, o esquema de codificação proposto por Alamouti, os STBCs de um modo geral e os NOSTBC serão descritos.

No Capítulo 4 serão apresentadas as principais características dos sistemas envolvendo a técnica de seleção de antenas. Também será descrito um conceito totalmente diferente dos códigos espaço-temporais: a arquitetura D-BLAST. Finalmente, será apresentado o desempenho obtido com o sistema envolvendo a seleção entre a arquitetura D-BLAST e o código de Alamouti.

No Capítulo 5, a técnica de seleção híbrida de antena/código, que é a proposta dessa dissertação, será apresentada, bem como os resultados obtidos com a aplicação dessa técnica e a comparação com os resultados já presentes na literatura. Os resultados foram obtidos através de simulações por computador, tomando-se como modelo de canal com desvanecimento Rayleigh, plano e quasi-estático.

E finalmente, no Capítulo 6, será feita uma conclusão geral do trabalho e algumas propostas para possíveis trabalhos futuros serão apresentadas.

Capítulo 2

Conceitos Importantes Sobre Sistemas de Comunicação Móvel

Neste capítulo serão apresentados alguns conceitos que serão de fundamental importância para um bom entendimento dos assuntos abordados nos próximos capítulos. Inicia-se a Seção 2.1 com a caracterização dos canais com desvanecimento. Na Seção 2.2, os parâmetros do canal rádio-móvel são apresentados. Na Seção 2.3, apresenta-se a classificação dos canais para comunicações móveis, em função dos valores dos seus parâmetros. Na Seção 2.4, é descrito o desempenho típico de modulação digital em canais de comunicações móveis com desvanecimento. Uma comparação é feita com o desempenho típico de modulação digital no canal apenas com ruído Gaussiano, indicando que uma transmissão confiável de informação por canais de comunicações móveis é muito mais difícil de se conseguir, e demanda muito mais recursos (por exemplo, energia média por símbolo transmitido). Na Seção 2.5, são apresentadas as principais técnicas de diversidade, que representam uma das maneiras mais eficazes de melhorar o desempenho dos sistemas de comunicações móveis. Até o final da década de 90, uma das formas de diversidade — a diversidade espacial (através de múltiplas antenas) — só era possível a partir da instalação de múltiplas antenas no receptor (estação móvel), o que representa uma dificuldade prática devido às pequenas dimensões físicas das estações móveis. Diversidade espacial com múltiplas antenas instaladas no transmissor (estação rádio-base) só foi possível com o conceito de códigos espaço-temporais. Este capítulo termina com a Seção 2.6, que descreve as principais características dos códigos

espácio-temporais.

2.1 Caracterização dos Canais com Desvanecimento

Para estudar o canal com desvanecimento de pequena escala deve-se considerar dois fenômenos, quais sejam: a propagação por multipercursos e o efeito Doppler. Esses dois fenômenos serão discutidos a seguir.

2.1.1 Propagação por Multipercursos

A propagação por multipercursos é um fenômeno extremamente comum na realização de uma comunicação sem fio. Os multipercursos são os vários caminhos percorridos pelo sinal entre o transmissor e o receptor. O sinal propagado é submetido aos fenômenos da reflexão, difração e espalhamento quando se defronta com obstáculos como prédios, postes, árvores, torres, etc. O resultado desse fenômeno são sinais que chegam ao receptor com diferentes atrasos e diferentes intensidades, resultando em uma diferença de fase entre esses sinais. Os sinais recebidos somam-se fasorialmente, e com isso o sinal resultante poderá ser fortemente atenuado (interferência destrutiva). As alterações do ambiente, tais como o movimento do transmissor ou do receptor e de objetos situados nos arredores do canal rádio-móvel, que modificam as características dos multipercursos, provocam oscilações na amplitude do sinal. A taxa com que tais variações do sinal recebido ocorre está diretamente relacionada com a velocidade com o que o receptor se desloca. Essas variações são denominadas de *desvanecimento por multipercursos*. Um ambiente contendo multipercursos é ilustrado na Figura 2.1.

2.1.2 Efeito Doppler

Havendo um movimento relativo entre o transmissor e o receptor, os multipercursos estarão sujeitos à percepção de um desvio na frequência. A esse desvio dá-se o nome de *efeito Doppler*, que é proporcional à velocidade de deslocamento relativa entre o transmissor e o receptor. Imagine um terminal móvel percorrendo uma distância d a uma velocidade constante v e recebendo um único sinal com frequência f_c hertz de uma

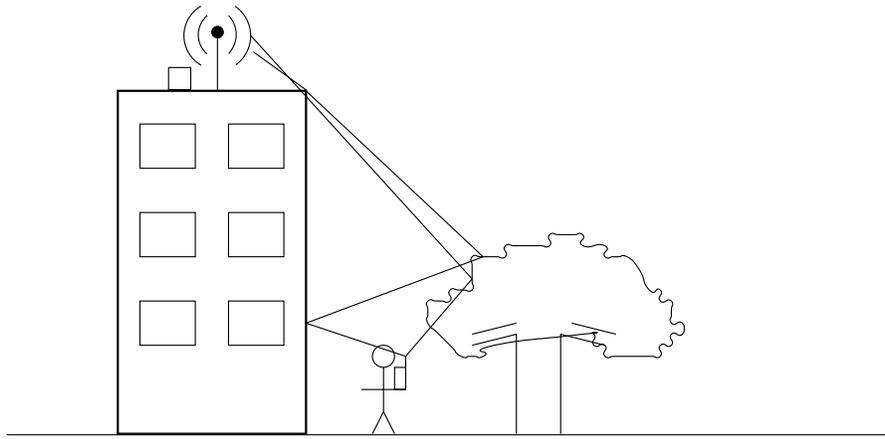


Figura 2.1: Ambiente com multipercursos.

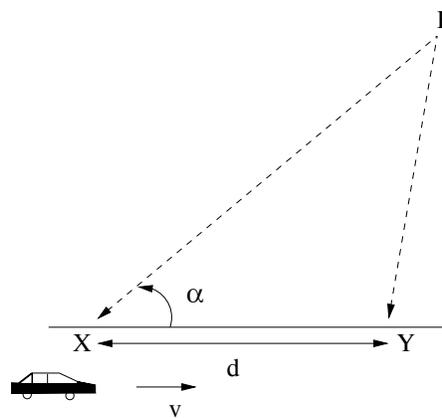


Figura 2.2: Efeito Doppler.

fonte fixa F , como mostra a Figura 2.2. Seja α o ângulo formado entre a direção de movimento do terminal e a direção de incidência do sinal recebido. O desvio Doppler do sinal recebido é dado pela seguinte equação:

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

onde c é a velocidade da luz. Na prática, como os sinais percorrem diferentes caminhos, formando diferentes ângulos de incidência, cada componente de multipercursos sofrerá um desvio diferente na frequência, resultando em um aumento da largura de faixa do sinal. Mais detalhes serão apresentados na Seção 2.1.3.

2.1.3 Classificação dos Desvanecimentos

Em um ambiente rádio-móvel, analisando-se a resposta ao impulso do canal, pode-se caracterizar os tipos de desvanecimento existentes. Basicamente, no que diz respeito às dimensões da região em que se estuda o comportamento do sinal recebido, existem dois tipos de desvanecimentos: o desvanecimento em larga escala e o desvanecimento em pequena escala. O primeiro se refere à intensidade média do sinal avaliada em termos de uma grande distância de separação entre o transmissor e o receptor. Basicamente, no espaço livre, a potência média do sinal diminui com o quadrado da distância entre o transmissor e o receptor. Em ambientes urbanos, essa relação deixa de ser quadrática e a perda de potência do sinal passa a ser ainda mais acentuada à medida em que a separação transmissor-receptor aumenta. Esse desvanecimento também é afetado pela existência de grandes objetos no percurso de transmissão, tais como colinas, prédios, florestas, etc. O segundo tipo de desvanecimento se refere às bruscas mudanças na amplitude e na fase do sinal em pequenos deslocamentos entre transmissor e receptor ou em curtos intervalos de tempo. Esse desvanecimento tem como características: o espalhamento temporal do sinal e o ambiente variante no tempo devido à mobilidade relativa existente entre transmissor e receptor. O efeito dessa mobilidade é a natureza variante no tempo do multipercursos. Nesta dissertação apenas o desvanecimento de pequena escala é considerado.

Para efeito de ilustração, considere que um pulso extremamente estreito, idealmente um impulso, seja transmitido através de um canal com multipercursos e variante no tempo. Como é possível notar na Figura 2.3, o sinal recebido relativo ao pulso transmitido no instante t_0 é uma composição de vários pulsos com atrasos e amplitudes diferentes. Considere agora que a transmissão deste pulso seja repetida várias vezes. Observando-se novamente a Figura 2.3, pode-se notar que para o mesmo pulso transmitido em instantes diferentes de tempo o canal responde de forma diferente, ou seja, o tamanho individual de cada pulso, o atraso relativo entre eles e até mesmo o número de pulsos mudam a cada nova transmissão através do canal. Essas mudanças são de certa forma imprevisíveis, portanto é bem razoável se caracterizar estatisticamente o canal variante no tempo.

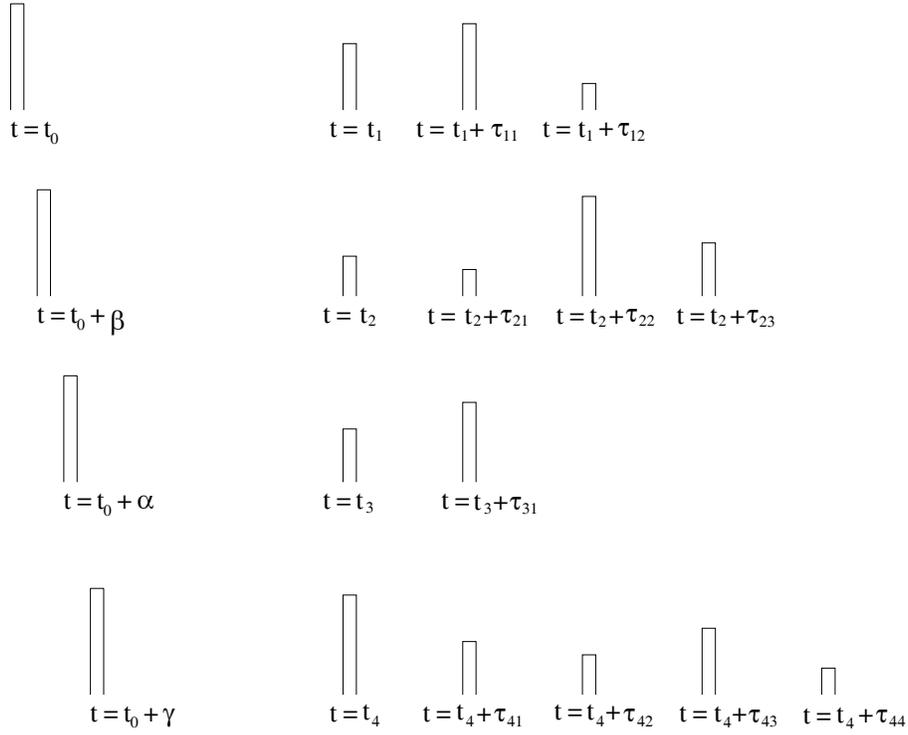


Figura 2.3: Resposta de um canal variante no tempo a um pulso extremamente curto.

O sinal transmitido pode ser representado por [11]:

$$x(t) = \text{Re}\{u(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2.2)$$

onde $u(t)$ é a envoltória complexa em banda básica de $x(t)$ e f_c é a frequência da portadora. Como associado a cada caminho existe um atraso e um fator de atenuação, e ambos são variantes no tempo devido às variações do meio de propagação, o sinal recebido pode ser expresso da seguinte forma:

$$y(t) = \sum_n \alpha_n(t)x[t - \tau_n(t)] \quad (2.3)$$

onde $\alpha_n(t)$ e $\tau_n(t)$ são, respectivamente, o fator de atenuação e o atraso de propagação do sinal relativo ao n -ésimo caminho no instante de tempo t . Substituindo-se a equação (2.2) na equação (2.3), tem-se:

$$y(t) = \text{Re}\left\{\sum_n \alpha_n(t)e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)}u[t - \tau_n(t)]e^{j2\pi f_c t}\right\} \quad (2.4)$$

A representação do sinal $y(t)$ em banda básica é dada pela seguinte equação:

$$r(t) = \sum_n \alpha_n(t)e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)}u[t - \tau_n(t)] \quad (2.5)$$

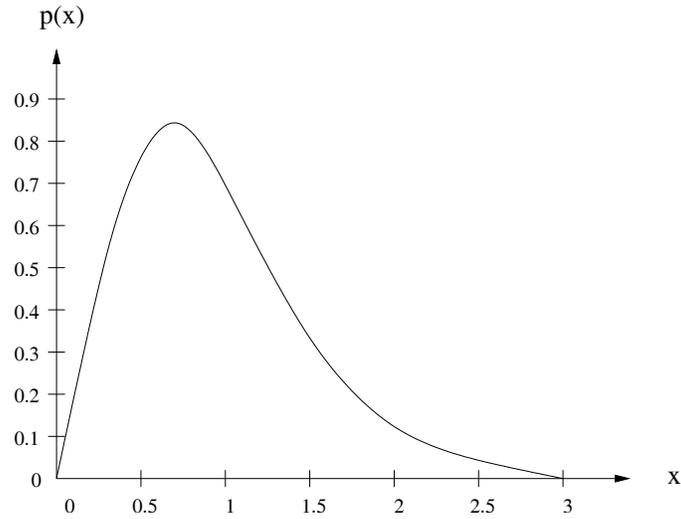


Figura 2.4: Função densidade de probabilidade de Rayleigh.

da qual se pode concluir que a resposta ao impulso variante no tempo do canal em banda básica equivalente é dada por:

$$h(\tau, t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta[\tau - \tau_n(t)]. \quad (2.6)$$

Considerando-se sistemas reais de comunicações móveis, os fatores de atenuação e os atrasos presentes na equação (2.6) variam de forma aleatória. Em ambientes onde a comunicação é feita praticamente apenas pelas componentes de multipercursos, como as comunicações que ocorrem na telefonia móvel, a resposta ao impulso $h(\tau, t)$ é normalmente modelada por um processo Gaussiano complexo de média nula e variância σ^2 . Assim, a envoltória $|h(\tau, t)|$ desse processo obedece à distribuição de Rayleigh. A função densidade de probabilidade de uma variável aleatória x que obedece à distribuição de Rayleigh é mostrada na Figura 2.4, e é dada por:

$$p(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right), & \text{para } 0 \leq x < \infty \\ 0, & \text{para } x < 0 \end{cases} \quad (2.7)$$

O canal assim descrito é dito ser um *canal com desvanecimento Rayleigh*. Já em outros sistemas de comunicações móveis, tais como na comunicação via satélite, existe uma predominância de uma componente direta do sinal. Para esses casos, o sinal recebido consiste na componente direta do sinal, que apresenta maior intensidade, e nas componentes de multipercursos. A envoltória das componentes de multipercursos

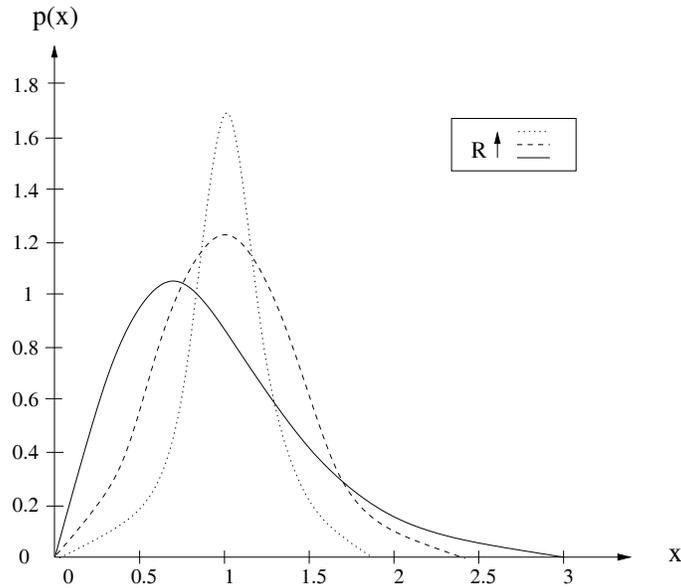


Figura 2.5: Função densidade de probabilidade de Rice para vários fatores Ricianos R .

somadas à componente de linha de visada direta obedece à distribuição de Rice. Esses canais são chamados de *canais com desvanecimento Rice*. A função densidade de probabilidade de uma variável aleatória x que obedece à distribuição de Rice é mostrada na Figura 2.5, e é dada por:

$$p(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) J_0\left(\frac{A \cdot x}{\sigma^2}\right), & \text{para } A \geq 0, x \geq 0 \\ 0, & \text{para } x < 0 \end{cases} \quad (2.8)$$

onde A é a amplitude do sinal dominante e $J_0(\bullet)$ é a função de Bessel de primeiro tipo e ordem zero. A variável R , mostrada na Figura 2.5, é chamada de fator Riciano e é dada por $R = A^2/2\sigma^2$. É possível notar que quando não há linha de visada direta entre o transmissor e o receptor, ou seja, $A = 0$, tem-se que $J_0(0) = 1$ e a função densidade de probabilidade em (2.8) se reduz à função densidade de probabilidade de Rayleigh, dada em (2.7).

2.2 Parâmetros do Canal Rádio-Móvel

Nesta seção serão descritos alguns parâmetros importantes do canal rádio-móvel. Na Seção 2.3, através da relação existente entre tais parâmetros e as características do sinal transmitido, será feita uma classificação do canal.

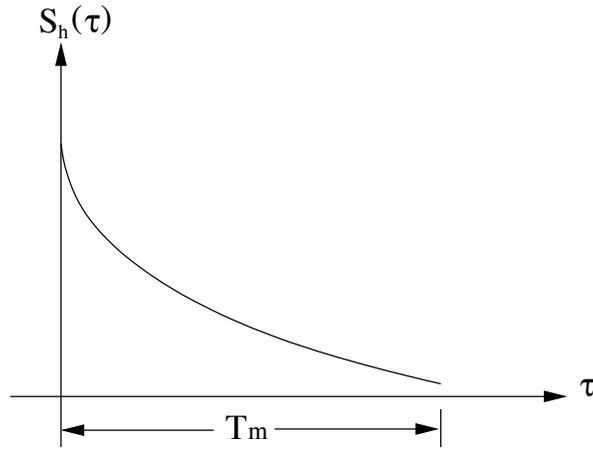


Figura 2.6: Perfil de intensidade de multipercurso.

2.2.1 Análise do Espalhamento Temporal no Domínio do Tempo

Supondo-se que a resposta ao impulso do canal em banda básica equivalente, $h(\tau, t)$, seja um processo estacionário no sentido amplo, pode-se definir a função de autocorrelação de $h(\tau, t)$ como:

$$S_h(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E[h^*(\tau_1; t)h(\tau_2; t + \Delta t)], \quad (2.9)$$

onde $*$ denota o complexo conjugado. Como na maioria dos canais de rádio a amplitude e a fase dos sinais recebidos, oriundos de caminhos diferentes, são descorrelacionadas, a equação (2.9) pode ser expressa por

$$\frac{1}{2} E[h^*(\tau_1; t)h(\tau_2; t + \Delta t)] = S_h(\tau_1; \Delta t)\delta(\tau_1 - \tau_2). \quad (2.10)$$

Fazendo-se $\Delta t = 0$, a função de autocorrelação $S_h(\tau; 0) \equiv S_h(\tau)$ representa a potência média na saída do canal em função do tempo de atraso τ . Δt representa a diferença de tempo entre duas observações do canal (ver Figura 2.3). A função $S_h(\tau)$ é mais conhecida como *perfil de intensidade de multipercurso* ou *espectro de potência de atraso*. A Figura 2.6 mostra o comportamento típico desta função, onde o tempo T_m entre a primeira e a última componente significativa de multipercurso é chamado de *espalhamento temporal*.

2.2.2 Análise do Espalhamento Temporal no Domínio da Frequência

Pode-se também analisar o espalhamento temporal no domínio da frequência [11], de maneira similar àquela realizada no domínio do tempo, tomando-se a seguinte transformada bidimensional de (2.10):

$$\begin{aligned}
 S_H(f_1, f_2; \Delta t) &\triangleq \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E[h^*(\tau_1; t)h(\tau_2; t + \Delta t)] e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} S_h(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} S_h(\tau_1; \Delta t) e^{j2\pi(f_1 - f_2)\tau_1} d\tau_1 \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} S_h(\tau_1; \Delta t) e^{-j2\pi\Delta f\tau_1} d\tau_1 \equiv S_H(\Delta f; \Delta t)
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

onde $\Delta f = f_2 - f_1$. A função $S_H(\Delta f; \Delta t)$ em (2.11) é conhecida por *função de correlação com espaçamento frequencial e temporal*, e representa a correlação das respostas do canal a duas componentes de frequências espaçadas de Δf e transmitidas com um atraso relativo no tempo igual a Δt . Considerando-se $\Delta t = 0$, as funções $S_H(\Delta f; 0) \equiv S_H(\Delta f)$ e $S_h(\tau; 0) \equiv S_h(\tau)$ podem ser relacionadas por:

$$S_H(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} S_h(\tau) e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau. \tag{2.12}$$

A faixa de frequência $(\Delta f)_{canal}$ mostrada na Figura 2.7 é denominada de *largura de faixa de coerência do canal*, e representa a faixa de frequência sobre na qual as componentes espectrais de um sinal tendem a ter o mesmo ganho, ou seja, é a faixa na qual essas componentes são fortemente correlacionadas. Se um sinal transmitido tiver a largura de faixa menor do que a largura de faixa de coerência do canal, este não sofrerá distorções e o canal será considerado *não seletivo em frequência*. Por outro lado, se a largura de faixa do sinal for maior do que $(\Delta f)_{canal}$, o canal será dito *seletivo em frequência*, e o sinal sofrerá distorções, mais conhecidas como *interferências intersimbólicas*. A largura de faixa de coerência do canal é inversamente proporcional ao espalhamento temporal, como pode ser visto na equação (2.13):

$$(\Delta f)_{canal} \approx \frac{1}{T_m}. \tag{2.13}$$

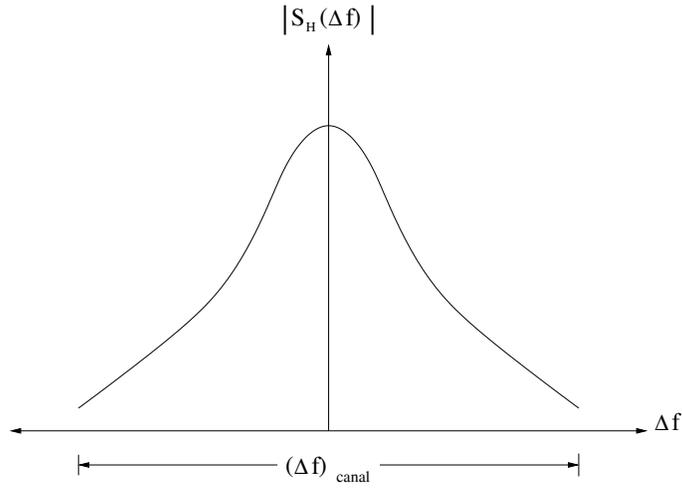


Figura 2.7: Função de correlação das diferenças de frequências.

2.2.3 Espalhamento Doppler e Tempo de Coerência

Devido ao efeito Doppler que cada multipercursos sofre, o espectro do sinal recebido sofre um espalhamento, fazendo com que a faixa de frequência desse sinal se torne maior do que a sua faixa original. Uma maneira de relacionar o efeito Doppler com as variações temporais do canal é através da transformada de Fourier da função $S_H(\Delta f; \Delta t)$ em relação à variável Δt :

$$D_H(\Delta f; f_D) = \int_{-\infty}^{\infty} S_H(\Delta f; \Delta t) e^{-j2\pi f_D \Delta t} d\Delta t \quad (2.14)$$

Fazendo $\Delta f = 0$, tem-se que $D_H(0; f_D) \equiv D_H(f_D)$ e a relação anterior se torna:

$$D_H(f_D) = \int_{-\infty}^{\infty} S_H(\Delta t) e^{-j2\pi f_D \Delta t} d\Delta t \quad (2.15)$$

A função $D_H(f_D)$ é conhecida como *espectro de potência Doppler do canal* e fornece a intensidade do sinal em função da frequência Doppler f_D . Esse espectro pode ser visto na Figura 2.8(b), onde B_D é chamado de *espalhamento Doppler do canal*. Através do espalhamento Doppler obtém-se um parâmetro que informa a taxa de variação do canal no tempo. Esse parâmetro é conhecido como *tempo de coerência do canal*, $(\Delta t)_{canal}$, e pode ser determinado através da *função de correlação das variações temporais*, mostrada na Figura 2.8(a), a qual é obtida pela transformada inversa de Fourier do espectro de potência Doppler. O tempo de coerência do canal é inversamente proporcional ao

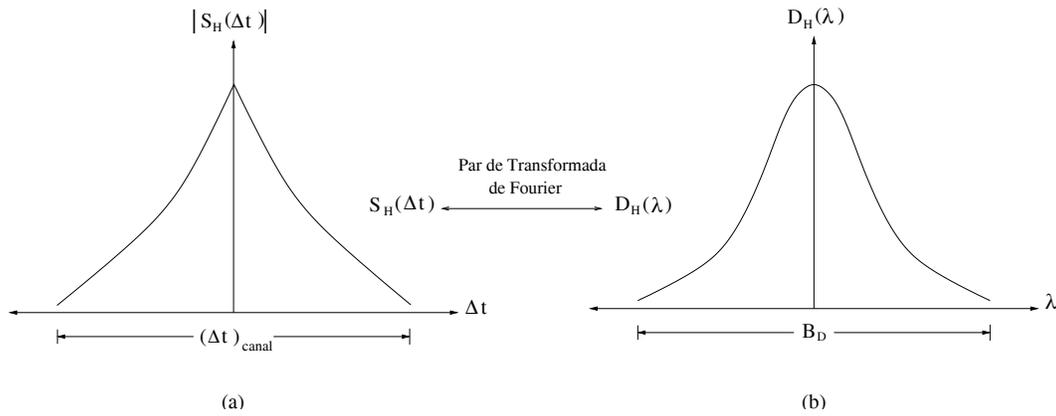


Figura 2.8: (a) Função de correlação das variações temporais e (b) espectro de potência Doppler.

espalhamento Doppler, ou seja,

$$(\Delta t)_{\text{canal}} \approx \frac{1}{B_D} \quad (2.16)$$

A resposta ao impulso do canal permanece invariante durante este intervalo de tempo, fazendo com que os sinais transmitidos dentro deste intervalo de tempo tenham um desvanecimento fortemente correlacionado. Quando o intervalo de tempo entre dois sinais for maior do que o tempo de coerência, esse sinais serão afetados de maneira independente pelo canal.

2.3 Classificação dos Canais de Comunicações

Móveis

Neste seção os canais de comunicações móveis serão classificados de acordo com a relação entre os parâmetros apresentados na Seção 2.2 e as características do sinal a ser transmitido. Deve-se notar que um mesmo canal pode ser classificado diferentemente quando se refere a sinais diferentes [12].

2.3.1 Desvanecimento Plano

No desvanecimento plano a largura de faixa de frequência na qual se tem um ganho constante e uma resposta de fase linear é maior do que a largura de faixa do sinal transmitido. Nesse caso, todas as componentes espectrais do sinal transmitido estarão sob um desvanecimento “plano”, permitindo que as características espectrais do sinal transmitido cheguem inalteradas ao receptor. Em outras palavras, para que um ambiente rádio-móvel esteja sob um desvanecimento plano, o sinal transmitido deve apresentar as seguintes características:

$$B_{sinal} \ll (\Delta f)_{canal} \quad (2.17)$$

e

$$T_{sinal} \gg T_m \quad (2.18)$$

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

2.3.2 Desvanecimento Seletivo em Frequência

No desvanecimento seletivo em frequência a faixa de frequência na qual o canal tem um ganho constante e uma resposta de fase linear é menor do que a largura de faixa do sinal transmitido. Por isso, o espalhamento temporal do sinal torna-se maior do que a duração de um símbolo do sinal transmitido, e com isso o sinal recebido em um determinado instante sofrerá interferência de sinais transmitidos em instantes de tempo anteriores, causando neste sistema o que é chamado de interferência intersimbólica. Este tipo de interferência faz com que o espectro do sinal recebido seja distorcido em relação ao espectro do sinal enviado. Em outras palavras, para que um ambiente rádio-móvel esteja sob um desvanecimento seletivo em frequência o sinal transmitido deve apresentar as seguintes características:

$$B_{sinal} > (\Delta f)_{canal} \quad (2.19)$$

e

$$T_{sinal} < T_m \quad (2.20)$$

2.3.3 Desvanecimento Rápido

O desvanecimento rápido ocorre quando o intervalo de tempo em que há uma variação significativa das características do canal é menor que a duração de símbolo. Esta variação está associada a uma dispersão na frequência, que induz uma distorção no sinal recebido. Ou seja, para que o canal apresente desvanecimento rápido, o sinal transmitido deve apresentar as seguintes características:

$$T_{sinal} > (\Delta t)_{canal} \quad (2.21)$$

e

$$B_{sinal} < B_D \quad (2.22)$$

2.3.4 Desvanecimento Quasi-Estático

O desvanecimento quasi-estático ocorre quando suas características variam muito lentamente em relação à duração de um símbolo, ou seja, durante a transmissão de um bloco contendo um certo número de símbolos o canal pode ser considerado estático.

Um canal apresenta desvanecimento quasi-estático se o sinal transmitido apresentar as seguintes características:

$$T_{sinal} \ll (\Delta t)_{canal} \quad (2.23)$$

e

$$B_{sinal} \gg B_D \quad (2.24)$$

2.3.5 Classificação dos Canais

Conhecendo-se os tipos de desvanecimento presentes no canal rádio-móvel, pode-se classificar os canais de comunicações móveis de acordo com o que é mostrado na Figura 2.9.

Na Figura 2.9(a), os canais são classificados comparando-se os seus parâmetros com a largura de faixa do sinal transmitido. Na Figura 2.9(b), a classificação é feita pela comparação entre os parâmetros do canal e a duração de um símbolo do sinal.

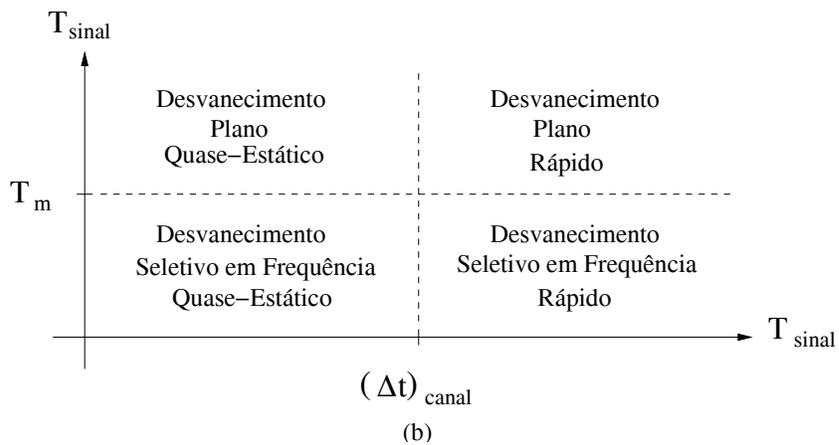
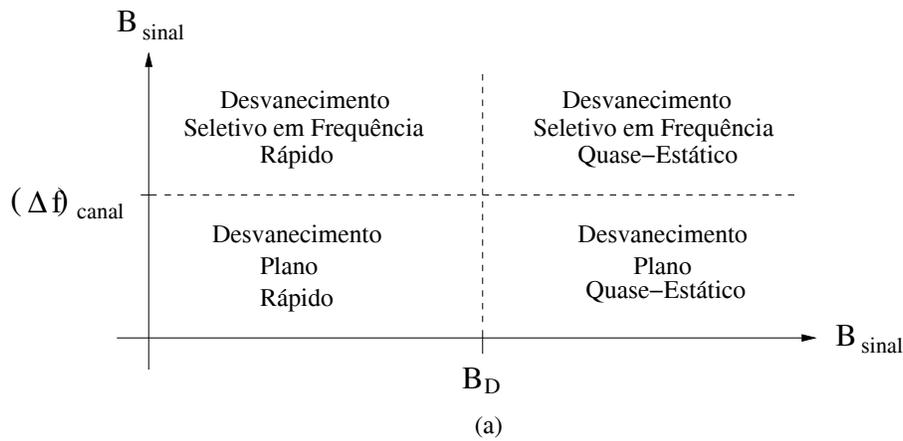


Figura 2.9: Classificação dos canais de comunicações móveis.

Devemos chamar a atenção para o *canal com desvanecimento plano, quasi-estático*, que tem sido um dos modelos mais adotados na literatura, e que será o modelo de canal considerado para estudo da aplicação dos códigos neste trabalho.

2.4 Desempenho Típico de Modulação Digital em Canais de Comunicações Móveis

O canal de comunicação é o meio que provê a conexão física entre transmissor e receptor em um sistema de comunicação. Para análise desses sistemas, é importante a construção de modelos matemáticos que reflitam as suas principais características, como as alterações que introduzem nos sinais que por eles são transmitidos. Um mo-

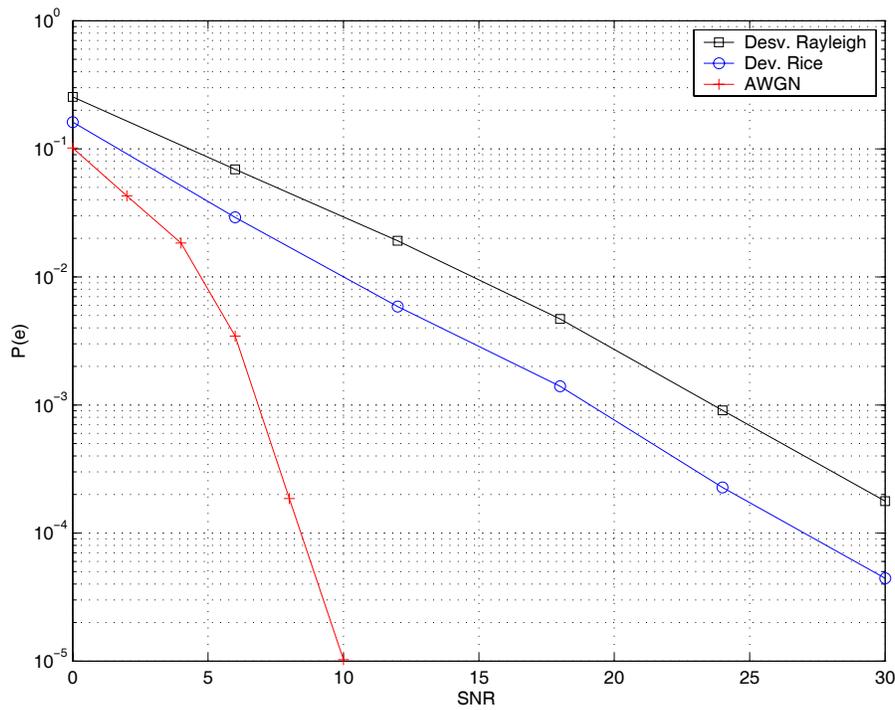


Figura 2.10: Comparação entre as probabilidades de erro de bit $P(e)$ em função da SNR (Relação Sinal/Ruído em dB) para o canal AWGN, e os de comunicações móveis com desvanecimentos Rice e Rayleigh.

delo bastante utilizado, em função de sua simplicidade e tratabilidade matemática, e que se aplica a um grande conjunto de canais físicos, é o modelo de canal com ruído aditivo gaussiano branco (AWGN) (do inglês *Additive White Gaussian Noise*), no qual um ruído modelado estatisticamente como um processo estocástico gaussiano branco é adicionado ao sinal transmitido [11]. Entretanto, tal modelo não serve para o canal de comunicações móveis visto que este, como descrito na seção anterior, sofre também de desvanecimento (também referenciado como ruído multiplicativo). Para efeito de ilustração, a Figura 2.10 (reconstruída a partir da referência [23]) mostra a probabilidade de erro de bit versus SNR com uma modulação digital típica (BPSK ou QPSK) para o canal AWGN, e os de comunicações móveis com desvanecimentos Rice e Rayleigh. É importante notar que, para o canal AWGN, a probabilidade de erro diminui de maneira exponencial com o aumento da SNR. Já para os casos dos canais com desvanecimento Rice e Rayleigh, percebe-se claramente que a probabilidade de erro de bit diminui linearmente, com escala logarítmica, com o aumento da SNR. Verifica-se, portanto,

que para se obter uma comunicação confiável em um canal de comunicações móveis, a potência média do transmissor deve ser muito grande. Esse é um fato extremamente importante e justifica a atenção especial que tem sido dada por parte dos pesquisadores para investigar novas técnicas com o propósito de melhorar o desempenho de erro do sistemas de comunicação móvel. Uma das técnicas mais poderosas para se alcançar esse objetivo é a técnica de diversidade, descrita na próxima seção.

2.5 Diversidade

Na técnica de *diversidade* é necessário que várias réplicas do sinal transmitido através do canal de comunicações móveis sejam processadas no receptor. Condições devem ser fornecidas para que essas réplicas experimentem desvanecimentos descorrelacionados. Sendo assim, se algumas delas sofrerem um desvanecimento profundo, será bastante provável que pelo menos uma outra réplica chegue ao receptor com pouca distorção. Em sistemas de comunicações móveis, a diversidade pode ser obtida de diversas maneiras. Alguns exemplos de diversidade são citados a seguir.

2.5.1 Tipos de Diversidade

- *Diversidade Temporal*: A transmissão da mesma informação é feita em intervalos de tempo que excedem o tempo de coerência do canal, fazendo com que os desvanecimentos que atuem nos sinais sejam descorrelacionados e, portanto, viabilizando a diversidade do sistema. Em termos de codificação de canal, este tipo de diversidade pode ser associado ao código de repetição, onde a mesma informação é transmitida repetidamente em instantes de tempo diferentes.
- *Diversidade Espacial*: As réplicas do mesmo sinal são recebidas por diferentes antenas, que devem guardar um espaçamento suficientemente grande entre si (em função do comprimento de onda), para que seja assegurada a descorrelação entre os respectivos desvanecimentos.
- *Diversidade em Freqüência*: Réplicas do mesmo sinal são enviadas ao receptor por portadoras distintas, de tal forma que a separação em freqüência entre elas

seja maior do que largura de faixa de coerência, para que no receptor os sinais sejam afetados por desvanecimentos descorrelacionados.

2.5.2 Desempenho da Técnica de Diversidade

A melhora no desempenho de um sistema que utiliza uma técnica de diversidade pode ser facilmente quantificada, como será mostrado a seguir. Nesta análise, L réplicas de um mesmo sinal serão transmitidas por caminhos (ou ramos) diferentes que, supostamente, experimentam desvanecimentos independentes e identicamente distribuídos. Considere também que a potência do ruído Gaussiano seja a mesma nos L ramos de diversidade, e que cada ramo tenha a mesma SNR média, dada por [23]:

$$SNR = E[\alpha^2] \frac{E_s}{N_0} \quad (2.25)$$

onde α é o ganho (complexo) em cada ramo. Seja SNR_i , $i = 1, 2, \dots, L$, a relação sinal-ruído instantânea medida no i -ésimo ramo de diversidade, dada por:

$$SNR_i = \alpha_i^2 \frac{E_s}{N_0} \quad (2.26)$$

A probabilidade de SNR_i para algum i estar abaixo de um certo limiar γ é dada por:

$$P(SNR_i \leq \gamma) = \int_0^\gamma p_i(x) dx \quad (2.27)$$

onde $p_i(x)$ é a função densidade de probabilidade de SNR_i . Pelas condições supra-mencionadas, observa-se que essa probabilidade independe de i , e a probabilidade de todas as SNRs estarem abaixo do limiar γ será dada por:

$$P(SNR_1 \leq \gamma, SNR_2 \leq \gamma, \dots, SNR_L \leq \gamma) = [P(SNR_i \leq \gamma)]^L. \quad (2.28)$$

Como $P(SNR_i \leq \gamma) < 1$, quanto mais aumentarmos o número de ramos L , menor será a probabilidade de todas as réplicas do sinal estarem abaixo do limiar γ . Portanto, com alta probabilidade, haverá pelo menos uma réplica do sinal que não será significativamente afetada pelo desvanecimento.

Vale ressaltar que os esquemas de diversidade apresentados acima podem ser vistos como um caso particular da diversidade de codificação com o código de repetição [23]. É sabido que o código de repetição, que tem distância mínima de Hamming

igual a L , tem taxa $1/L$ e, portanto, sacrifica demasiadamente a taxa de transmissão. Pode-se mostrar que, a partir do uso apropriado de códigos corretores de erros mais elaborados, com taxa k/L e distância mínima d , com $d < L$, pode-se alcançar um grau de diversidade igual a d , porém com um menor sacrifício em termos de taxa de transmissão. Nesse caso não se teria a simples repetição do mesmo sinal, mas sim a transmissão de sinais diferentes pelos L ramos, de acordo com as palavras-código do código. Ainda assim, as taxas de transmissão seriam menores do que um. Os códigos espaço-temporais, descritos na próxima seção, rompem essa barreira.

2.6 Códigos Espaço-Temporais

Como mencionado no Capítulo 1, na maioria das aplicações em sistemas de comunicação sem fio, como por exemplo no acesso à Internet móvel, o fluxo de informação é muito maior da estação rádio-base (transmissor) para a estação móvel (receptor) do que no sentido oposto. E como nessa última a instalação de múltiplas antenas é praticamente impossível, deve-se recorrer a esquemas de diversidade espacial com as múltiplas antenas instaladas no transmissor.

Esses esquemas de diversidade na transmissão vêm sendo estudados intensivamente por vários pesquisadores [4], [13], [15], [14], [9], [19], [21], [10], [8] e [6]. Os *códigos espaço-temporais de treliça* (STTCs) de Tarokh *et al.* [19] são uma proposta que combina processamento de sinais e codificação de canal apropriadamente para sistemas com múltiplas antenas transmissoras. Alguns códigos espaço-temporais de treliça projetados para o caso de 2 a 4 antenas transmissoras apresentam um ótimo desempenho em ambientes com desvanecimento lento. Porém, a complexidade de decodificação desses códigos é muito grande. Os STTCs não serão considerados nesta dissertação; uma descrição detalhada dessa importante classe de códigos para os sistemas de comunicações móveis pode ser encontrada em [19], [46].

Mais ou menos na mesma época, Alamouti [18] desenvolveu um esquema notável para transmissão com duas antenas. Esse esquema é muito menos complexo do que os STTCs, porém apresenta um desempenho um pouco inferior. Apesar dessa desvantagem, o esquema de Alamouti [18] é muito utilizado (por exemplo, no padrão CDMA2000

de telefonia celular) em virtude de sua simplicidade de decodificação. Essa técnica foi estendida para o caso de várias antenas e passou a se chamar códigos espaço-temporais de bloco [21]. No Capítulo 3, os códigos espaço-temporais de bloco serão descritos de forma detalhada, visto que essa classe foi objeto de estudo desta dissertação.

Capítulo 3

Códigos Espaço-Temporais de Bloco

Neste capítulo, os códigos espaço-temporais de bloco (STBCs) serão apresentados com um maior nível de detalhes. Vale ressaltar, mais uma vez, que um dos benefícios mais importantes conseguido com códigos espaço-temporais de bloco é a transferência da diversidade espacial da recepção, obtida via combinação de razão máxima (descrita na próxima seção), para a transmissão. Além disso, os códigos espaço-temporais de bloco (STBCs) conseguem a diversidade espacial com uma complexidade de decodificação bastante reduzida, baseada em processamento linear. Este capítulo encontra-se organizado da seguinte maneira: Na Seção 3.1 será apresentado o esquema clássico de combinação de máxima razão na recepção (MRRC). Na Seção 3.2 será apresentado o código de Alamouti [18] para duas antenas. Esse código tanto serve para constelações reais quanto para constelações complexas. Na Seção 3.3, apresentam-se detalhadamente os STBCs ortogonais (OSTBCs) para o caso de $N_T \geq 2$. Na Seção 3.4, os códigos espaço-temporais de bloco não ortogonais e as suas principais características são apresentados. O conteúdo dessa seção é de grande importância para que se possa compreender algumas explicações que serão dadas no Capítulo 5.

3.1 O Esquema Clássico da Combinação de Máxima Razão na Recepção (MRRC)

A representação em banda básica do modelo clássico da MRRC para dois ramos é dada na Figura 3.1. Considera-se que, em um certo instante de tempo, um único sinal s_0 , pertencente a uma constelação de sinais S , seja transmitido pela única antena transmissora. O ganho do canal entre a antena transmissora e a antena receptora 0 é denotada por h_0 , e o ganho do canal entre a antena transmissora e a antena receptora 1 é denotado por h_1 , onde:

$$\begin{aligned} h_0 &= \alpha_0 e^{j\theta_0} \\ h_1 &= \alpha_1 e^{j\theta_1} \end{aligned} \quad (3.1)$$

Ruídos são adicionados aos sinais nas duas antenas, resultando nos seguintes sinais recebidos em banda básica:

$$\begin{aligned} r_0 &= h_0 s_0 + \eta_0 \\ r_1 &= h_1 s_0 + \eta_1 \end{aligned} \quad (3.2)$$

onde η_0 e η_1 representam ruídos complexos, gaussianos e estatisticamente independentes. Sendo assim, o receptor de máxima verossimilhança decidirá pelo sinal $s' \in S$ se

$$d^2(r_0, h_0 s') + d^2(r_1, h_1 s') \leq d^2(r_0, h_0 s'') + d^2(r_1, h_1 s''), \quad \forall s'' \in S, s' \neq s'' \quad (3.3)$$

onde $d^2(x, y)$ é a distância Euclideana quadrática entre os sinais x e y , que pode ser calculada pela expressão que se segue:

$$d^2(x, y) = (x - y)(x^* - y^*) \quad (3.4)$$

O esquema de combinação no receptor MRRC para dois ramos é dado por:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1^* r_1 \\ &= h_0^* (h_0 s_0 + \eta_0) + h_1^* (h_1 s_0 + \eta_1) \\ &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* \eta_0 + h_1^* \eta_1 \end{aligned} \quad (3.5)$$

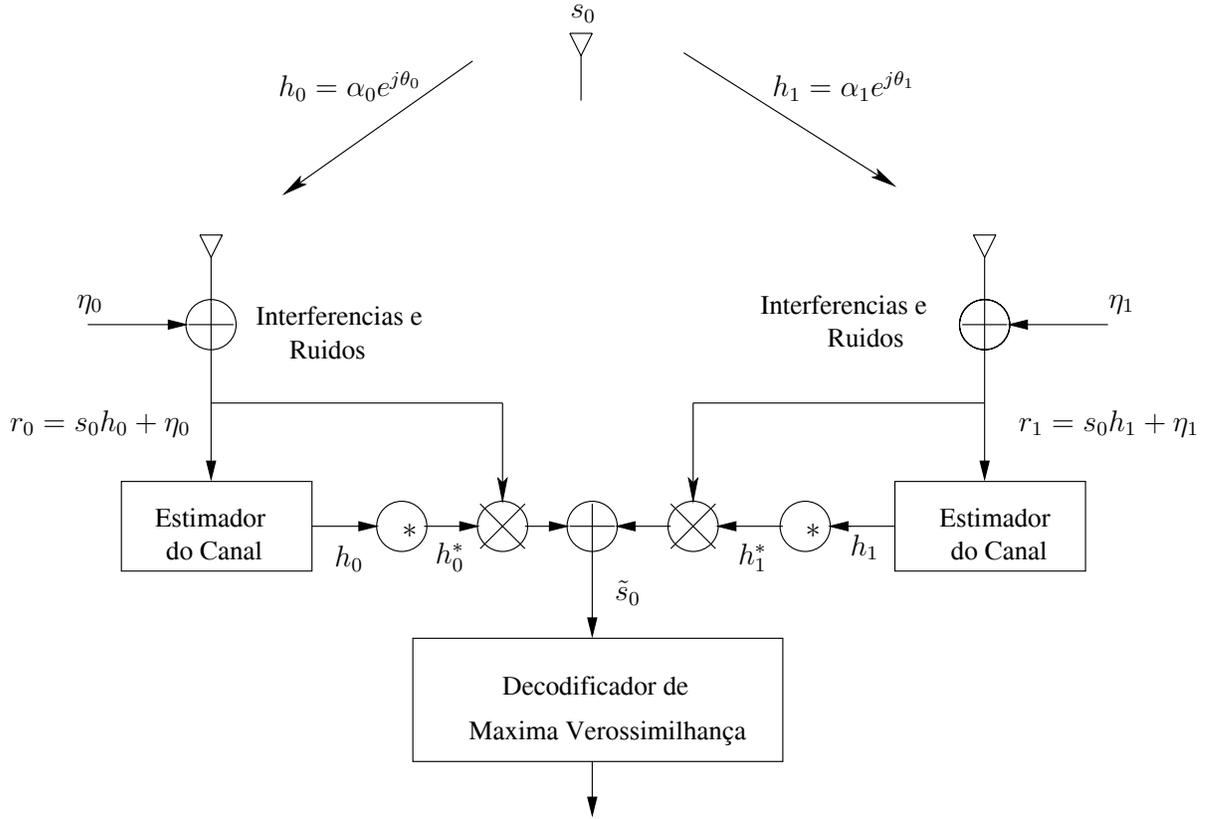


Figura 3.1: O Esquema Clássico de Combinação de Máxima Razão na Recepção (MRRC)

Expandindo (3.3) e utilizando as equações (3.4) e (3.5), o receptor decidirá pelo sinal $s' \in S$ se

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2) |s'|^2 - \tilde{s}_0 s_i'^* \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) |s''|^2 - \tilde{s}_0 s_i''^*, \quad \forall s'' \in S, s' \neq s'' \quad (3.6)$$

ou, equivalentemente, o receptor decidirá pelo sinal $s' \in S$ se

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1) |s'|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s') \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1) |s''|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s''), \quad \forall s'' \in S, s' \neq s'' \quad (3.7)$$

Para o caso de constelações PSK, ou seja, se

$$|s|^2 = E_s, \quad \forall s \in S, \quad (3.8)$$

onde E_s é a energia do sinal, a regra de decisão em (3.7) pode ser simplificada para:

$$d^2(\tilde{s}_0, s') \leq d^2(\tilde{s}_0, s''), \quad \forall s'' \in S, s' \neq s'' \quad (3.9)$$

Fica então claro o significado da formação do sinal \tilde{s}_0 pelo combinador MRRC, como mostrado na Figura 3.1.

3.2 O Esquema de Alamouti: Diversidade na Transmissão

3.2.1 O Caso de Uma Antena Receptora

A Figura 3.2 mostra a representação em banda básica do esquema de Alamouti com diversidade na transmissão. O esquema usa duas antenas transmissoras e uma única antena receptora. Em um dado intervalo de modulação, dois sinais de informação são transmitidos simultaneamente a partir das duas antenas. O sinal transmitido pela antena zero é denotado por s_0 , e aquele transmitido pela antena um é denotado por s_1 . No período de símbolo seguinte, o sinal $-s_1^*$ é transmitido através da antena zero, e o sinal s_0^* é transmitido pela antena um, onde $*$ representa a operação de complexo conjugado. Essa estratégia de transmissão dos sinais de informação s_0 e s_1 é mostrada na Tabela 3.1. Note que dois sinais de informação são transmitidos em dois intervalos de tempo, o que representa uma taxa de transmissão igual a 1 símbolo/s/Hz. Note também que a redundância é acomodada no espaço (antenas) e no tempo (dois intervalos de modulação), daí o nome codificação espácio-temporal. Vale lembrar que esse processo também pode ser realizado no espaço e na frequência, onde ao invés de dois períodos de símbolo adjacente, duas portadoras adjacentes podem ser usadas, levando a uma codificação espácio-freqüencial. Nesta dissertação, apenas o caso temporal será considerado.

Tabela 3.1: Seqüência da Transmissão dos Sinais s_0 e s_1 no Esquema de Diversidade na Transmissão de Alamouti

<i>Tempo</i>	<i>Antena 0</i>	<i>Antena 1</i>
t	s_0	s_1
$t + T$	$-s_1^*$	s_0^*

Seja um canal cujas variações temporais sejam suficientemente lentas, os ganhos $h_0(t)$

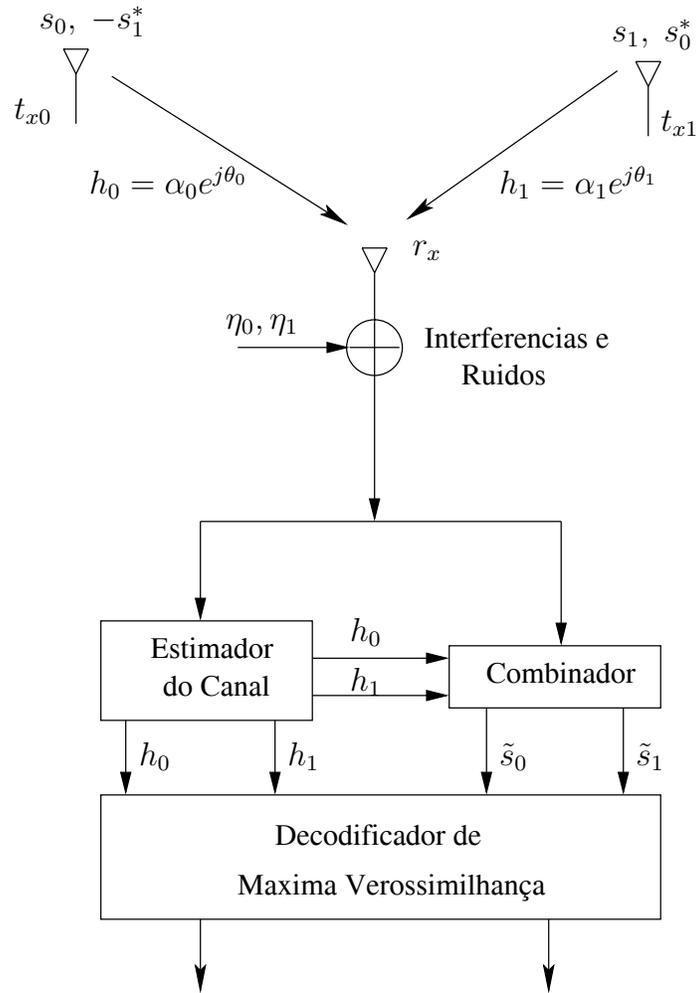


Figura 3.2: O Esquema de Alamouti de Diversidade na Transmissão com Uma Antena Receptora

e $h_1(t)$ podem ser escritos como:

$$h_0(t) = h_0(t + T) = h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0}$$

$$h_1(t) = h_1(t + T) = h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1}$$

onde T é a duração de um símbolo. Os sinais recebidos nos instantes t e $t + T$ são, respectivamente,

$$r_0 = r(t) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + \eta_0$$

$$r_1 = r(t + T) = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + \eta_1$$

onde η_0 e η_1 são variáveis aleatórias complexas gaussianas, estatisticamente independentes, representando o ruído e outras interferências no receptor.

O combinador, mostrado na Figura 3.2, realiza o seguinte processamento linear:

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* & (3.10) \\
 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* \eta_0 + h_1 \eta_1^* \\
 \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^* \\
 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_1 - h_0 \eta_1^* + h_1^* \eta_0
 \end{aligned}$$

que dá origem aos sinais \tilde{s}_0 e \tilde{s}_1 , os quais são enviados ao detector de máxima verossimilhança.

O detector emprega a regra de decisão de máxima verossimilhança para cada um dos sinais transmitidos s_0 e s_1 , através da regra de decisão expressa em (3.7), ou em (3.9) para sinais PSK. Os sinais combinados resultantes em (3.10) são equivalentes àquele obtido do modelo MRRC de dois caminhos em (3.5). Entretanto, a ordem de diversidade resultante tanto do esquema MMRC de dois caminhos quanto do esquema de Alamouti com um único receptor é igual a dois.

3.2.2 O Caso de Duas ou Mais Antenas Receptoras

Suponha agora que uma alta ordem de diversidade seja necessária e que seja viável a instalação de múltiplas antenas no receptor. É possível obter uma diversidade da ordem de $2N_R$ com duas antenas transmissoras e N_R antenas receptoras. Para efeito de ilustração, será apresentado detalhadamente o caso de duas antenas transmissoras e duas antenas receptoras. A generalização para M antenas receptoras segue o mesmo raciocínio.

A Figura 3.3 mostra a representação em banda básica do esquema de transmissão de Alamouti com duas antenas receptoras. A seqüência de transmissão dos símbolos de informação para essa configuração é idêntica ao caso de uma única antena receptora, como foi mostrado na Tabela 3.1. A Tabela 3.2 define os ganhos dos canais entre as antenas transmissoras e as antenas receptoras, e a Tabela 3.3 define a notação adotada para os sinais recebidos pelas duas antenas receptoras, onde

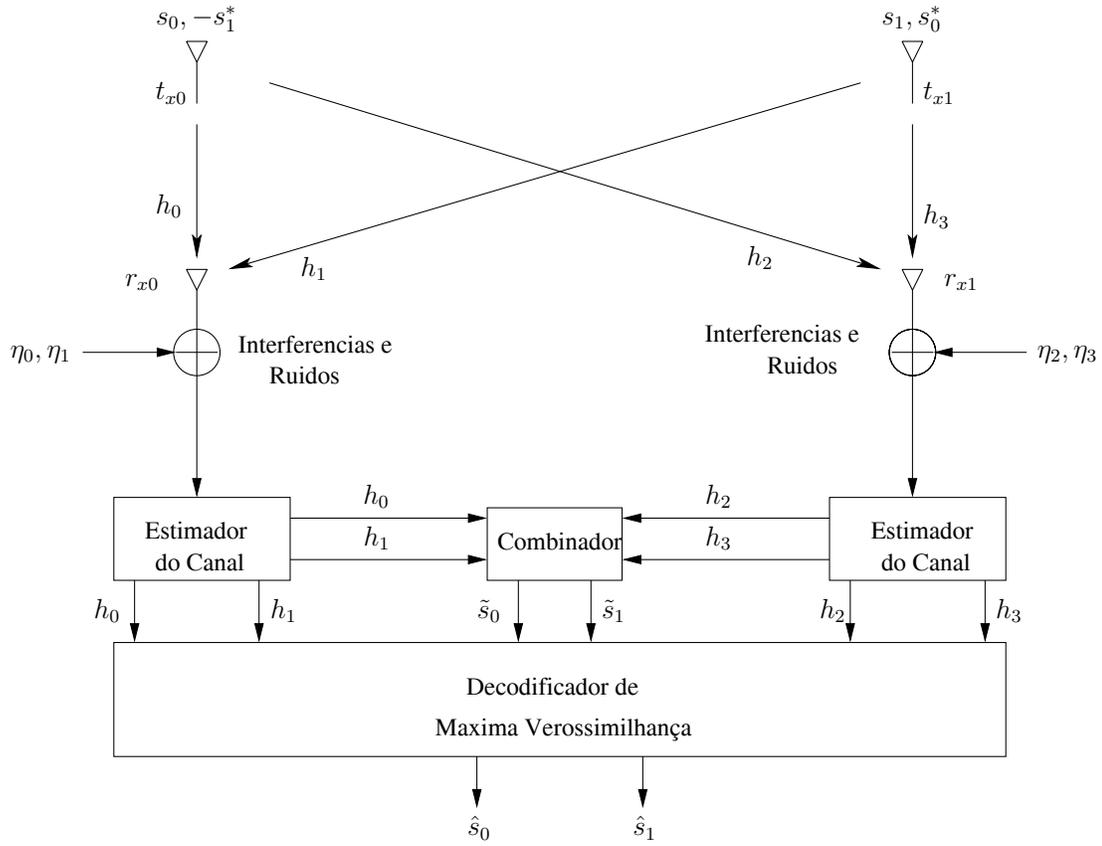


Figura 3.3: O Esquema de Alamouti de Diversidade na Transmissão com Duas Antenas Receptoras

$$r_0 = h_0 s_0 + h_1 s_1 + \eta_0 \quad (3.11)$$

$$r_1 = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + \eta_1$$

$$r_2 = h_2 s_0 + h_3 s_1 + \eta_2$$

$$r_3 = -h_2 s_1^* + h_3 s_0^* + \eta_3$$

e η_0, η_1, η_2 e η_3 são variáveis aleatórias complexas que representam os ruídos e as interferências no receptor. O combinador na Figura 3.3 produz dois sinais que são enviados

Tabela 3.2: Os Ganhos dos Canais entre as Antenas Transmissoras e as Antenas Receptoras

	\mathbf{r}_{x0}	\mathbf{r}_{x1}
\mathbf{t}_{x0}	h_0	h_2
\mathbf{t}_{x1}	h_1	h_3

Tabela 3.3: A Notação para os Sinais Recebidos nas Duas Antenas Receptoras

Tempo	\mathbf{r}_{x0}	\mathbf{r}_{x1}
t	r_o	r_1
$t + T$	r_1	r_3

ao detector de máxima verossimilhança:

$$\tilde{s}_0 = h_0^* r_0 + h_1 r_1^* + h_2^* r_2 + h_3 r_3^* \quad (3.12)$$

$$\tilde{s}_1 = h_1^* r_0 - h_0 r_1^* + h_3^* r_2 - h_2 r_3^*$$

Substituindo-se as equações apropriadas, tem-se:

$$\tilde{s}_0 = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_0 + h_0^* \eta_0 + h_1 \eta_1^* + h_2^* \eta_2 + h_3 \eta_3^* \quad (3.13)$$

$$\tilde{s}_1 = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_1 - h_0 \eta_1^* + h_1^* \eta_0 - h_2 \eta_3^* + h_3^* \eta_2$$

Esses sinais combinados são enviados ao decodificador de máxima verossimilhança, que por sua vez detecta o sinal transmitido s_0 baseado no seguinte critério de decisão:

Escolha s' se:

$$(\alpha_0^* + \alpha_1^* + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s'|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s') \leq (\alpha_0^* + \alpha_1^* + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s''|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s''), \quad \forall s'' \in S, s' \neq s'' \quad (3.14)$$

Ou, para o caso de constelações PSK, escolha s' se:

$$d^2(\tilde{s}_0, s') \leq d^2(\tilde{s}_0, s''), \quad \forall s'' \in S, s' \neq s'' \quad (3.15)$$

Similarmente, para o sinal transmitido s_1 usando-se a seguinte regra de decisão:

Escolha s' se:

$$(\alpha_0^* + \alpha_1^* + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s'|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s') \leq (\alpha_0^* + \alpha_1^* + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s''|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s''), \quad \forall s'' \in S, s' \neq s'' \quad (3.16)$$

ou, para o caso de constelações PSK, escolha s' se:

$$d^2(\tilde{s}_1, s') \leq d^2(\tilde{s}_1, s''), \quad \forall s'' \in S, s' \neq s'' \quad (3.17)$$

Os sinais combinados apresentados em (3.13) para o esquema de Alamouti com duas antenas transmissoras e duas antenas receptoras são equivalentes aos obtidos para o

esquema MRRC de 4 percursos [18]. Portanto, a ordem de diversidade resultante para os dois esquemas de diversidade é igual quatro ($2 \text{ antenas transmissoras} \times 2 \text{ antenas receptoras} = 4$).

É importante observar que da mesma maneira que foi demonstrado que é possível se decodificar os sinais utilizando-se duas antenas receptoras, pode-se demonstrar [18] que, com um procedimento análogo, esta técnica pode ser aplicada para o caso de M antenas receptoras, e obtendo-se uma diversidade de ordem $2M$, quando se têm duas antenas transmissoras.

3.2.3 Resultados de Simulação: MRRC \times Alamouti

A Figura 3.4 mostra as curvas de desempenho (probabilidade de erro de bit (BER) \times SNR) referentes ao esquema MRRC para duas e quatro antenas receptoras, e o esquema de Alamouti para uma e duas antenas receptoras e a curva para o caso em que não há diversidade alguma (i.e., uma antena no transmissor e outra no receptor). Em todos os casos, foi considerado o canal com desvanecimento plano, quasi-estático e do tipo Rayleigh, e a modulação adotada foi a BPSK. Deve ser mencionado que a potência total transmitida é sempre a mesma, tanto para os dois casos do esquema MRRC quanto para os dois casos do esquema de Alamouti considerados na Figura 3.4. Assim, os esquemas podem ser comparados de maneira justa.

Na Figura 3.4, deve ser observada uma perda de 3 dB do esquema de Alamouti com relação ao esquema MRRC. Isso ocorre tanto no caso de diversidade 2 quanto no caso de diversidade 4. A razão para essa queda de desempenho no esquema de Alamouti é o fato de que a transmissão dos sinais ocorre através de duas antenas transmissoras, de tal maneira que apenas metade da potência do caso MRRC (que sempre tem uma única antena transmissora) é alocada para cada uma das antenas transmissoras. Apesar disso, tem-se o fato de os dois esquemas apresentarem o mesmo grau de diversidade, que é o resultado mais importante, sobretudo considerando-se que no esquema de Alamouti a diversidade (ou pelo menos parte dela) encontra-se no transmissor.

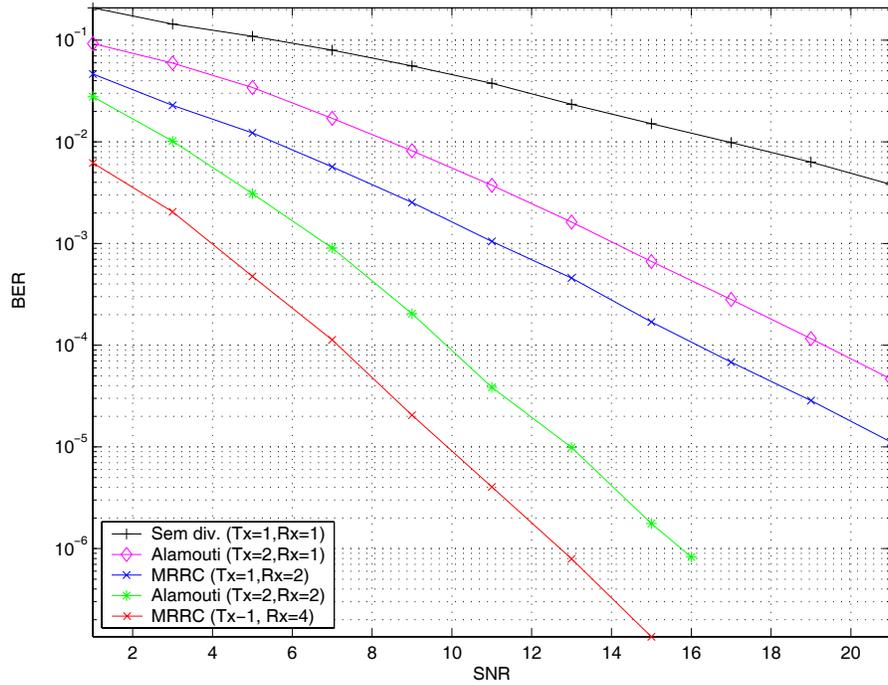


Figura 3.4: Comparação do Desempenho de Erro: MRRC \times Alamouti, em Canais com Desvanecimento Rayleigh

3.3 Códigos Espaço-Temporais de Bloco Ortogonais para $N_T \geq 2$

Como visto na seção anterior, Alamouti [18] apresentou um esquema de diversidade na transmissão para o caso de duas antenas transmissoras. Motivados pela simplicidade desse esquema, Tarokh *et al.* [19] generalizaram a proposta de Alamouti para qualquer número de antenas transmissoras, e deram-lhe o nome de *códigos espaço-temporais de bloco* (STBCs).

3.3.1 A Matriz Geradora

Considerando a Tabela 3.1, nota-se que um STBC pode ser representado por uma matriz, chamada de *matriz geradora*. No caso do esquema Alamouti, a matriz geradora seria:

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix}$$

O número de linhas, L , de uma matriz geradora está associado ao número de intervalos de modulação para cada bloco de informação transmitido. Esse é um parâmetro muito importante pois está associado ao *atraso de decodificação*, visto que o receptor necessita processar todo o bloco para estimar os sinais transmitidos. O número de colunas está relacionado com o número de antenas transmissoras N_T . Note que o número de antenas receptoras (N_R) não precisa ser especificado. Por fim, deve ser identificado na matriz o número de indeterminantes $\{x_1, x_2, \dots, x_k\}$, que representam os sinais de informação em cada bloco de duração L intervalos de modulação. Assim, a *taxa* do STBC é dada por $R = k/L$. Uma propriedade interessante da matriz geradora acima, que motivou o estudo dos STBCs para $N_T > 2$, é a ortogonalidade entre as suas colunas. A correlação entre dois vetores, digamos $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{L-1}]$ e $\mathbf{y} = [y_0, y_1, \dots, y_{L-1}]$, é definida como:

$$R_{\mathbf{x},\mathbf{y}} = \sum_{i=0}^{n-1} x_i y_i^*$$

Duas colunas da matriz geradora são ortogonais se a correlação entre elas for zero. A grande importância da ortogonalidade pode ser melhor entendida a partir do seguinte teorema, cuja demonstração pode ser encontrada em [19].

Teorema 1 *A ordem de diversidade de um STBC ortogonal é $N_T.N_R$. E a ordem de diversidade de um STBC não ortogonal é estritamente menor do que $N_T.N_R$*

Em [19], os autores investigaram a existência de matrizes ortogonais com um número maior de linhas e/ou colunas e/ou indeterminantes. Verificou-se que há uma distinção entre os casos em que os indeterminantes são reais ou complexos, a partir dos quais os STBCs podem ser classificados como *reais* ou *complexos*. Uma restrição para os STBCs ortogonais (reais ou complexos) é a de que sua máxima taxa de transmissão é igual a um. Além disso, foi também demonstrado em [19] que não existe STBCs complexos ortogonais com taxa 1 para $N_T > 2$. Também há uma distinção entre os casos em que as matrizes geradoras são quadradas e os casos em que elas não são quadradas. Por exemplo, para os casos de matrizes geradoras quadradas, foi demonstrado em [19] que existem STBCs ortogonais reais de taxa unitária se e somente se $N_T = 2, 4$ ou 8 . A seguir, encontra-se uma relação de STBCs, com as respectivas taxas, obtida a partir de [19].

STBCs Reais com Matrizes Quadradas:

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2 & x_1 \end{pmatrix}, R = 1$$

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 \end{pmatrix}, R = 1$$

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 & x_6 & x_7 & x_8 \\ -x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_6 & -x_5 & -x_8 & x_7 \\ -x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_7 & x_8 & -x_5 & -x_6 \\ -x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_8 & -x_7 & x_6 & -x_5 \\ -x_5 & -x_6 & -x_7 & -x_8 & x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_6 & x_5 & -x_8 & x_7 & -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_7 & x_8 & x_5 & -x_6 & -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \\ -x_8 & -x_7 & x_6 & x_5 & -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 \end{pmatrix}, R = 1$$

STBCs Reais com Matrizes Não Quadradas:

$$\mathcal{G}_3 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 \\ -x_3 & x_4 & x_1 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 \end{pmatrix}, R = 1$$

$$\mathcal{G}_5 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 \\ -x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_6 \\ -x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_7 \\ -x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_8 \\ -x_5 & -x_6 & -x_7 & -x_8 & x_1 \\ -x_6 & x_5 & -x_8 & x_7 & -x_2 \\ -x_7 & x_8 & x_5 & -x_6 & -x_3 \\ -x_8 & -x_7 & x_6 & x_5 & -x_4 \end{pmatrix}, R = 1$$

$$\mathcal{G}_6 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 & x_6 \\ -x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_6 & -x_5 \\ -x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_7 & x_8 \\ -x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_8 & -x_7 \\ -x_5 & -x_6 & -x_7 & -x_8 & x_1 & x_2 \\ -x_6 & x_5 & -x_8 & x_7 & -x_2 & x_1 \\ -x_7 & x_8 & x_5 & -x_6 & -x_3 & x_4 \\ -x_8 & -x_7 & x_6 & x_5 & -x_4 & -x_3 \end{pmatrix}, R = 1$$

e

$$\mathcal{G}_7 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 & x_6 & x_7 \\ -x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_6 & -x_5 & -x_8 \\ -x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_7 & x_8 & -x_5 \\ -x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_8 & -x_7 & x_6 \\ -x_5 & -x_6 & -x_7 & -x_8 & x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_6 & x_5 & -x_8 & x_7 & -x_2 & x_1 & -x_4 \\ -x_7 & x_8 & x_5 & -x_6 & -x_3 & x_4 & x_1 \\ -x_8 & -x_7 & x_6 & x_5 & -x_4 & -x_3 & x_2 \end{pmatrix}, R = 1$$

STBCs Complexos com Matrizes Quadradas:

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix}, R = 1$$

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ -x_2^* & x_1^* & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_1-x_1^*+x_2-x_2^*)}{2} & \frac{(x_1-x_1^*-x_2-x_2^*)}{2} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(x_1-x_1^*+x_2+x_2^*)}{2} & -\frac{(x_1+x_1^*+x_2-x_2^*)}{2} \end{pmatrix}, R = 3/4$$

STBCs Complexos com Matrizes Não Quadradas:

$$\mathcal{G}_c^3 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_2 & x_1 & x_4 \\ -x_3 & -x_4 & x_1 \\ -x_4 & x_3 & -x_2 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* \\ -x_2^* & x_1^* & x_4^* \\ -x_3^* & -x_4^* & x_1^* \\ -x_4^* & x_3^* & -x_2^* \end{pmatrix}, R = 1/2$$

$$\mathcal{G}_c^4 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* & x_4^* \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* & -x_2^* \\ -x_4^* & -x_3^* & x_2^* & x_1^* \end{pmatrix}, R = 1/2$$

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ -x_2^* & x_1^* & \frac{x_3}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} \\ \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{-x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{(x_1 - x_1^* + x_2 + x_2^*)}{2} \end{pmatrix}, R = 3/4$$

3.4 Códigos Espaço-Temporais de Bloco Não Ortogonais

Com base na seção anterior, pode-se concluir que para se obter taxas de transmissão superiores a um, somente relaxando-se a condição de ortogonalidade da matriz geradora. Dessa maneira é possível se construir STBCs reais ou complexos com taxas de transmissão maiores do que aquelas dos códigos ortogonais apresentados até então. Essa possibilidade levou alguns pesquisadores da área de códigos a buscarem por novos STBCs não ortogonais. O fato de não existir STBC ortogonal complexo com taxa unitária, aliado ao fato de que constelações complexas apresentam maiores eficiências espectrais, justifica o interesse em se obter STBCs não ortogonais complexos com taxa unitária, como aqueles considerados em [25], [28], [42] e [27].

Como indicado no Teorema 1, perde-se em grau de diversidade ao se remover a condição de ortogonalidade. Por exemplo, o STBC ortogonal complexo com taxa $R = 1/2$ denominado \mathcal{G}_4^c , definido acima, apresenta grau de diversidade igual a 4 para uma antena receptora. Yongacoglu e Siala [27] obtiveram um grau de diversidade de apenas 2, com 4 antenas transmissoras e uma antena receptora, trabalhando com STBCs não ortogonais complexos, porém de taxa $R = 1$.

Finalmente, para o caso específico de três antenas transmissoras, que é considerado nesta dissertação, mais especificamente no Capítulo 5, Uysal e Georghiades [45] apresentaram STBCs não ortogonais com taxa de transmissão unitária os quais servirão como base de comparação para os resultados do Capítulo 5. Alguns desses códigos são:

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ s_2^* & -s_1^* & s_1 \\ -s_3^* & -s_3^* & s_2^* \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ -s_2^* & s_1^* & s_1 \\ -s_3^* & -s_3^* & s_2^* \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ s_2^* & -s_1^* & s_2 \\ s_3^* & -s_3^* & -s_1^* \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ s_3^* & s_1 & -s_1^* \\ -s_2^* & s_3^* & -s_2^* \end{bmatrix}$$

É importante chamar atenção para as seguintes características desses códigos:

1. Necessitam de três cadeias de RF, visto que as três colunas de cada matriz geradora são distintas;
2. O atraso de decodificação é igual a três;
3. O grau de diversidade é igual a 2, para $N_T = 3$ e $N_R = 1$;

Cabe ressaltar que o receptor de máxima verossimilhança adotado em [45] não é baseado em processamento linear e, portanto, apresenta grande complexidade.

No Capítulo 4, será apresentada a técnica de seleção de antenas, que faz uso de STBCs ortogonais. No Capítulo 5, a técnica de seleção de antenas será considerada combinando-se o código de Alamouti (que é um STBC ortogonal) com um STBC não ortogonal. O grau de diversidade bem como os ganhos de codificação dessa proposta serão investigados.

Capítulo 4

Técnicas de Seleção de Antenas

Transmissoras

Como visto no Capítulo 2, para se atingir uma ordem de diversidade elevada é necessário o emprego de múltiplas antenas no transmissor e/ou no receptor. Nos sistemas de terceira geração (ou maior) a taxa requerida para *download* é muito maior do que aquela requerida para *upload*. Sendo assim, o receptor é normalmente associado à estação móvel, e o transmissor à estação rádio-base. Por outro lado, o pequeno tamanho da unidade móvel é um fator limitante para a instalação de múltiplas antenas no receptor. Assim, um número maior de antenas é comumente vinculado ao transmissor. Está aqui subentendido que a cada antena esteja associada uma cadeia de rádio-frequência (do inglês *radio-frequency chain*), ou cadeia de RF, que consiste em amplificadores, moduladores, conversores analógico/digital, etc., representando um elevado custo. Uma técnica utilizada para se reduzir esse custo, e que tem recebido grande atenção recentemente, é a chamada *seleção de antenas*. Alguns trabalhos nesse assunto foram publicados por Win e Winters [39]; Molisch [40]; Heath e Paulraj [41]; Gorokhov, Gore and Paulraj [47], [43] e Blum e Winters [44].

A técnica de seleção de antenas transmissoras consiste em selecionar um subconjunto das antenas disponíveis para a transmissão visando um melhor desempenho do sistema. Uma consequência imediata disso é a redução do número de cadeias de RF (que passa a ser igual ao número de antenas do subconjunto), reduzindo conside-

ravelmente o custo do sistema. Vale ressaltar que a seleção de antenas também pode ser aplicada na recepção [50], embora esse não seja o foco deste trabalho. Na seleção de antenas transmissoras, supõe-se que o estado do canal (os coeficientes do desvanecimento) seja estimado corretamente no receptor, e que essa informação seja transmitida sem erros para o transmissor. No caso do desvanecimento quasi-estático, uma nova seleção é feita a cada novo *frame*.

O resultado mais surpreendente conseguido com a técnica de seleção de antenas é que o grau de diversidade com ela obtido é máximo, ou seja, é como se todas as antenas estivessem sendo utilizadas [31].

Este capítulo encontra-se organizado da seguinte maneira: Na Seção 4.1 será apresentado o modelo do canal que será adotado nas seções seguintes. Na Seção 4.2 será apresentado o esquema de Alamouti [18] e, na seção seguinte, esse esquema será usado em conjunto com a técnica de seleção de antenas, segundo [38]. Na Seção 4.4 é feita uma análise do ganho médio na relação sinal-ruído obtido com a seleção de antenas. Na Seção 4.5, a seleção de antenas é analisada através do cálculo da capacidade *outage*. Simulações mostrando o ganho de diversidade obtido quando a seleção de antenas é utilizada são mostradas na Seção 4.6. Finalmente, na Seção 4.7, é apresentado um sistema híbrido [48] onde há a seleção entre duas técnicas de transmissão com múltiplas antenas, a saber, a multiplexagem espacial e os códigos espaço-temporais de bloco ortogonais, cujas estruturas de receptor são bem distintas. Nesta dissertação, será proposto um sistema híbrido que consiste no uso de mais de um código espaço-temporal de bloco (não necessariamente ortogonais) de tal maneira que os receptores sejam essencialmente idênticos, situação essa que representa uma das contribuições desta dissertação. Essa proposta será apresentada no Capítulo 5.

4.1 Modelo do Canal

Considere o sistema de comunicação sem fio com duas cadeias de RF, N_T antenas transmissoras e N_R antenas receptoras, como mostrado na Figura 4.1. Supõe-se que o canal tenha desvanecimento quasi-estático e que seja perfeitamente conhecido pelo receptor. Na Figura 4.1, η_t^j denota o ruído Gaussiano, branco e complexo de média

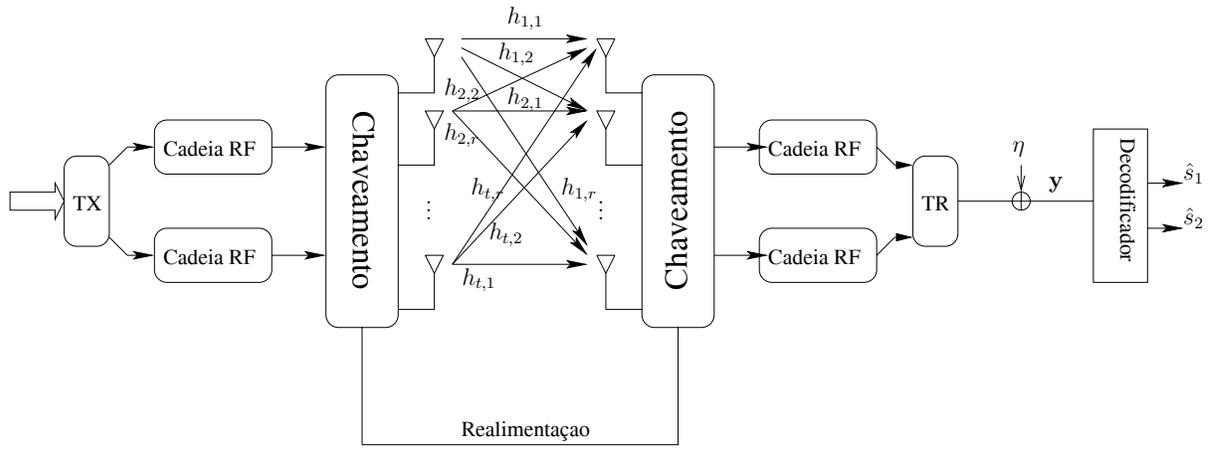


Figura 4.1: Diagrama do esquema de seleção de antenas na transmissão e/ou recepção.

zero e variância $N_0/2$ por dimensão na j -ésima antena receptora e no instante de tempo t . $h_{i,j}$ denota o desvanecimento presente no caminho da j -ésima antena transmissora para a i -ésima antena receptora, e é modelado por uma variável aleatória Gaussiana complexa de média zero (desvanecimento Rayleigh) e variância 0,5 por dimensão. Na forma matricial, a relação entre essas variáveis pode ser expressa por:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \eta \quad (4.1)$$

onde \mathbf{y} é o vetor recebido N_R -dimensional, \mathbf{x} é o vetor N_T -dimensional de dados transmitidos, \mathbf{H} é a matriz $(N_R \times N_T)$ do canal e η é o vetor N_R -dimensional que representa o ruído.

4.2 Esquema de Alamouti

O código espaço-temporal de bloco de Alamouti, visto em capítulos anteriores, pode ser resumidamente descrito da seguinte maneira. O número de antenas transmissoras é $N_T = 2$. Para um dado intervalo de modulação, os sinais de dados s_1 e s_2 são transmitidos pelas antenas 1 e 2, respectivamente. No intervalo de modulação seguinte, os sinais $-s_2^*$ e s_1^* são transmitidos pelas antenas 1 e 2, respectivamente. No receptor, após o esquema de combinação (processamento linear) descrito por (3.10), no Capítulo

3, tem-se a seguinte expressão para a SNR de cada sinal combinado:

$$\gamma = \gamma_0 \sum_{j=1}^{N_R} (|h_{j,1}|^2 + |h_{j,2}|^2) \quad (4.2)$$

onde $\gamma_0 = E_S/N_0$ é a energia do sinal dividida pela potência do ruído. O valor esperado da SNR para cada sinal combinado é dado por:

$$E\{\gamma\} = \gamma_0 E \left\{ \sum_{j=1}^{N_R} (|h_{j,1}|^2 + |h_{j,2}|^2) \right\} = 2N_R\gamma_0 \quad (4.3)$$

Essa expressão será útil na análise que será feita mais adiante.

4.3 Seleção de Antenas com o Código de Alamouti

Apresenta-se, agora, a técnica de seleção de antenas empregando o código espaço-temporal de bloco de Alamouti, como proposto por Gore e Paulraj [38]. Um conjunto de N_T antenas é disponibilizado no transmissor, como indicado na Figura 4.1. Dessas antenas, duas serão escolhidas para a transmissão dos símbolos. Em termos da matriz de canal \mathbf{H} , isso equivale à escolha de duas colunas. Há, portanto, $\binom{N_T}{2}$ possíveis pares de antenas que podem ser escolhidos. O objetivo é realizar a transmissão com as duas melhores antenas (no sentido de máxima SNR). O receptor estima o canal durante um período de treinamento. Essa informação do estado do canal, através de um enlace de realimentação, é enviada ao transmissor. Considere o código de Alamouti com a m -ésima e a n -ésima antenas transmissoras, onde m e n indicam as colunas de \mathbf{H} com as duas maiores normas quadráticas. Obviamente, a SNR em cada sinal combinado é máxima nessas condições, e é dada por:

$$\gamma = \gamma_0 \sum_{j=1}^{N_R} (|h_{jm}|^2 + |h_{jn}|^2) \quad (4.4)$$

4.4 O Valor Esperado da SNR: Alamouti \times Seleção de Antenas

Nesta seção, a técnica de seleção de antenas apresentada na seção anterior é avaliada em termos do ganho em valor esperado da SNR com relação ao sistema sem enlace de

realimentação utilizando o código de Alamouti convencional com duas antenas transmissoras. A SNR obtida com o emprego da técnica de seleção de antenas com o código espaço-temporal de Alamouti utilizando as duas melhores antenas é dada pela equação (4.4). O valor esperado dessa SNR pode ser escrito como:

$$\begin{aligned} E\{\gamma\} &= \gamma_o E \left\{ \sum_{i=1}^{N_R} (|h_{i,m}|^2 + |h_{i,n}|^2) \right\} \\ &= \gamma_o E \left\{ \sum_{i=1}^{N_R} |h_{i,m}|^2 \right\} + \gamma_o E \left\{ \sum_{i=1}^{N_R} |h_{i,n}|^2 \right\} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Note que as normas quadráticas, da forma:

$$\sum_j |h_{j,i}|^2 = c_i$$

que aparecem na expressão (4.5), são variáveis aleatórias independentes e identicamente distribuídas segundo a lei gama, descrita por [38]:

$$f(c_i) = \frac{1}{(N_R - 1)!} c_i^{N_R - 1} e^{-c_i} \quad (4.6)$$

onde c_i é a norma quadrática da i -ésima coluna de \mathbf{H} . Cabe lembrar que os valores de m e de n estão relacionados com as maiores normas quadráticas. É necessário, portanto, o conhecimento das estatísticas dessas duas variáveis aleatórias, recorrendo ao conceito de *order statistics* [3]. Ordenando as colunas de \mathbf{H} em ordem crescente com relação à norma quadrática, tem-se um novo conjunto de variáveis aleatórias, denotadas por X_i , tal que $X_1 \leq X_2 \leq \dots \leq X_i \leq \dots \leq X_{N_T - 1} \leq X_{N_T}$, onde X_i representa a i -ésima maior norma quadrática. Substituindo-se os termos adequadamente, tem-se que o valor esperado da SNR é dado por:

$$E\{\gamma\} = E \{ \gamma_o (X_{N_T} + X_{N_T - 1}) \} \quad (4.7)$$

onde X_{N_T} e $X_{N_T - 1}$ são a maior e a segunda maior normas quadráticas, respectivamente. A função densidade de probabilidades das variáveis aleatórias ordenadas X_i é conhecida e, conseqüentemente, as esperanças $E\{X_{N_T}\}$ e $E\{X_{N_T - 1}\}$ podem ser calculadas. Segundo [38], tem-se que:

$$\begin{aligned} E(X_{N_T}) &= \frac{N_T}{(N_R - 1)!} \sum_{r=0}^{N_T - 1} (-1)^r \binom{N_T - 1}{r} \\ &\quad \sum_{s=0}^{(N_R - 1)r} a_s(N_R, r) \frac{(N_R + s)!}{(r + 1)^{(N_R + s + 1)}} \end{aligned} \quad (4.8)$$

onde $a_s(N_R, r)$ é o coeficiente de x^s na expressão de

$$\left(\sum_{l=0}^{N_R-1} \frac{x^l}{l!} \right)^r \quad (4.9)$$

e

$$E(X_{N_T} - 1) = \frac{N_T(N_T - 1)}{(N_R - 1)!} \sum_{r=0}^{N_T-2} (-1)^r \binom{N_T - 2}{r} \sum_{s=0}^{(N_R-1)(r+1)} a_s(N_R, r + 1) \frac{(N_R + s)!}{(r + 2)^{(N_R+s+1)}} \quad (4.10)$$

onde $a_s(N_R, r + 1)$ é o coeficiente de x^s na expressão de

$$\left(\sum_{l=0}^{N_R-1} \frac{x^l}{l!} \right)^{(r+1)} \quad (4.11)$$

Os valores de $E\{X_{N_T} + X_{N_T-1}\}$ foram tabelados em [38],[1] para os casos $1 \leq N_R \leq 4$ e para $1 \leq N_T \leq 40$.

Define-se o ganho na SNR média referente à técnica de seleção de antenas comparada ao esquema de Alamouti como:

$$g(\text{dB}) = 10 \log_{10} \left(\frac{E(X_{N_T}) + E(X_{N_T-1})}{2N_R} \right) \quad (4.12)$$

A Tabela 5.1 indica as SNRs médias para vários valores de N_T e de N_R , onde $\gamma_o = 0$ dB (i.e., $\gamma_o = 1$). Deve-se notar que para $N_T \geq 3$ tem-se que a técnica de seleção de

Tabela 4.1: Ganhos $g(\text{dB})$ na SNR Média para Seleção de Antenas com Alamouti

		N_T				
		2	3	4	5	6
N_R	2	0,00	0,99	1,57	1,97	2,27
	3	0,00	0,86	1,36	1,69	1,94
	4	0,00	0,76	1,32	1,51	1,73

antenas apresenta ganhos quando comparada ao esquema de Alamouti. É importante observar também que esses ganhos são menores à medida em que o número de antenas receptoras N_R aumenta. Por essa razão, no Capítulo 5, onde se encontra descrita a contribuição desta dissertação, será considerada nas simulações apenas uma antena receptora.

4.5 Análise da Capacidade *Outage*

Nesta seção a técnica de seleção de antenas com Alamouti será analisada à luz da capacidade *outage*. Deve-se notar que, como os coeficientes de desvanecimento do canal são variáveis aleatórias, a capacidade de canal instantânea também é uma variável aleatória. Como descrito em [10],[13], nessas circunstâncias, a capacidade *outage* é o parâmetro de maior interesse. A capacidade *outage*, denotada C_{out} , é melhor definida pela expressão a seguir:

$$Prob(C \leq C_{out}(p_{out})) = p_{out}$$

onde p_{out} é a probabilidade de *outage*, situação em que as condições do canal são inadequadas para transmissão de informação, mesmo que em baixas taxas. Deve-se notar que a capacidade *outage* depende do valor dessa probabilidade. Considerando-se a técnica de seleção de antenas com Alamouti, onde as duas melhores antenas são selecionadas para transmissão dependendo das condições instantâneas do canal, a capacidade de canal instantânea é dada por (ver Capítulo 2):

$$C = \log_2(1 + \gamma_o(X_{N_T} + X_{N_T-1}))$$

onde X_{N_T} e X_{N_T-1} já foram definidas anteriormente. Temos então que

$$\begin{aligned} P(C \leq C_{out}) &= P\left((X_{N_T} + X_{N_T-1}) \leq \frac{2^{C_{out}} - 1}{\gamma_o} = k\right) \\ &= \int_{X=0}^{\frac{k}{2}} \int_{Y=0}^X f_{XY}(x, y) dy dx + \int_{X=\frac{k}{2}}^k \int_{Y=0}^{k-X} f_{XY}(x, y) dy dx \end{aligned} \quad (4.13)$$

onde, por conveniência de notação, X_{N_T} e X_{N_T-1} foram reescritos como X e Y , respectivamente. A densidade de probabilidades conjunta do maior e do segundo maior termos estatísticos, denotada por $f_{XY}(x, y)$, é conhecida, segundo o conceito de *order statistics* [3]. Uma expressão simplificada (para valores pequenos de k) para (4.13) foi obtida em [38], de onde se pode obter a melhora em termos da probabilidade de *outage* da técnica de seleção de antenas com Alamouti com relação ao esquema de Alamouti sem canal de retorno. A fim de se ter uma idéia, tomando-se com exemplo $C_{out} = 4,2$ bits/Hz, tem-se que:

- $p_{out} = 0,1$ para o caso sem seleção de antenas;

- $p_{out} = 0,25$ para o caso de seleção de antenas com $N_T = 3$;
- $p_{out} = 0,50$ para o caso de seleção de antenas com $N_T = 4$;

Percebe-se claramente, mais uma vez, e a partir de outro ponto de vista, a relevância da técnica de seleção de antenas.

4.6 Simulações

Nessa seção, investiga-se o efeito da seleção de antenas com Alamouti na probabilidade de erro de símbolo para o caso de apenas uma antena receptora. O número de antenas transmissoras varia de $2 \leq N_T \leq 6$, sendo que as duas melhores antenas serão sempre selecionadas para realizar a transmissão dos símbolos. Supõe-se que a estimação perfeita do canal esteja estabelecida no receptor. O código espaço-temporal de bloco é transmitido pelas duas melhores antenas, onde a escolha é baseada no critério mencionado na Seção 4.3. Os ganhos do canal são modelados como variáveis aleatórias gaussianas i.i.d com média zero e variância unitária. As Figuras 4.2 e 4.3 mostram a relação existente entre a taxa de erro de símbolo em função da SNR, γ_o . O ganho de diversidade é claramente visível com o aumento da declividade das curvas.

Como pode ser visto, em ambas as figuras, a ordem de diversidade atingida cresce com o número de antenas disponíveis para transmissão da informação.

4.7 Seleção Entre Duas Técnicas Diferentes: Multiplexagem Espacial \times Codificação Espaço- Temporal

Nesta seção, será analisada a seleção entre duas técnicas distintas de transmissão (ver [48]), a saber, a multiplexagem espacial e a codificação espaço-temporal (em particular, o código de Alamouti). Supõe-se que o transmissor esteja equipado com ambos os esquemas de transmissão, e que o critério para seleção entre eles seja a probabilidade de erro instantânea. Supõe-se também que a taxa de transmissão seja a mesma para

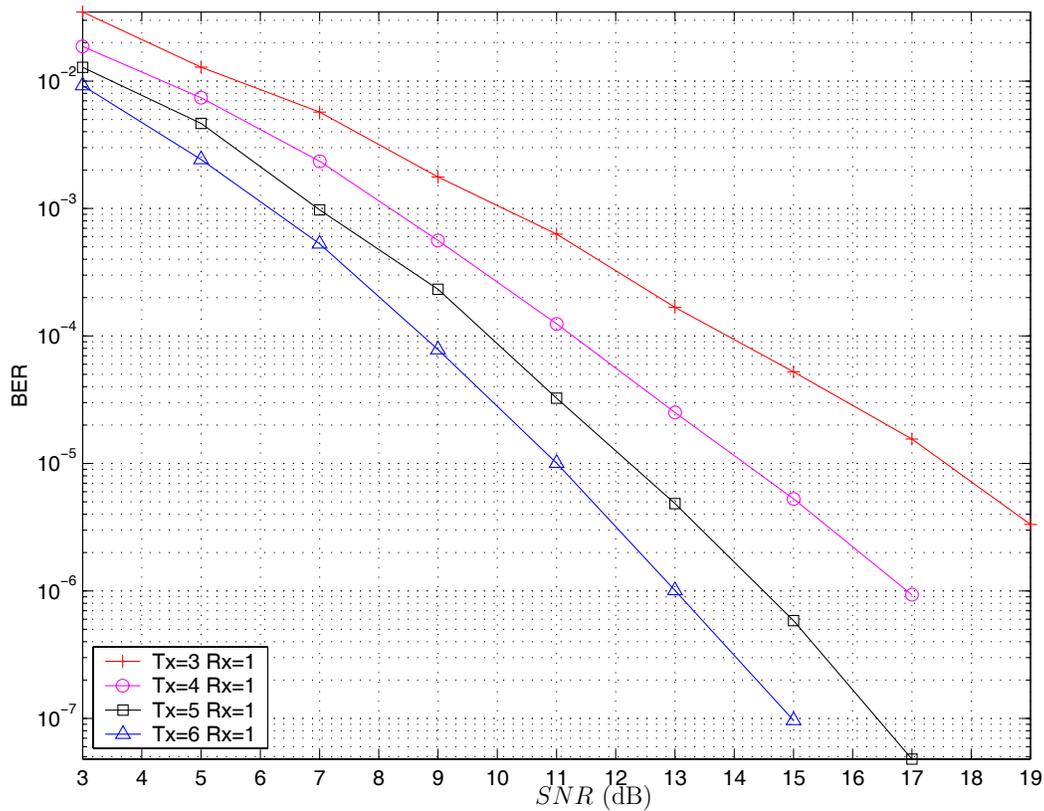


Figura 4.2: Taxa de Erro de Bit (BER) em função da (SNR) em dB, obtida para o esquema de seleção de antenas com o código de Alamouti para $m=3,4,5$ e 6 antenas transmissoras, utilizando modulação BPSK.

ambos os esquemas, ou seja, a constelação de sinais é ajustada adequadamente para cada situação. Sendo o canal conhecido no receptor, pode-se calcular a probabilidade de erro instantânea (que depende somente do estado do canal instantâneo) para cada esquema, e assim o esquema que apresentar menor probabilidade de erro é escolhido para enviar a informação do transmissor ao receptor. Na Figura 4.4, reconstruída a partir da referência [48], são mostradas as curvas de taxa de erro de símbolo (SER) versus SNR para as seguintes situações: a transmissão utilizando-se somente o esquema de Alamouti, a transmissão utilizando-se somente o esquema de multiplexagem espacial e, finalmente, a seleção entre esses dois esquemas. A taxa de transmissão foi mantida em 2 bits/s/Hz para ambos os esquemas. Para tanto foi necessária uma constelação BPSK para o caso SM, e uma constelação QPSK para o caso do Alamouti. Em relação à curva que usa o esquema de Alamouti apenas, observa-se um ganho da técnica de

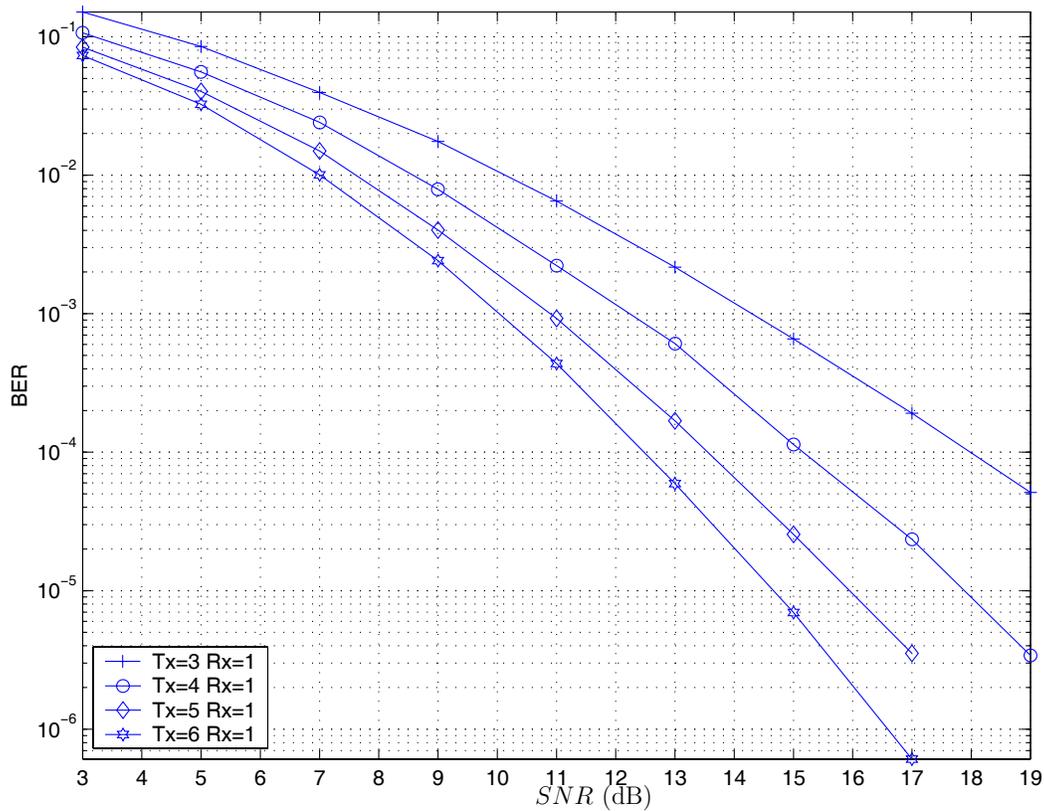


Figura 4.3: Taxa de Erro de Símbolo (SER) em função da (SNR) em dB, obtida para o esquema de seleção de antenas com o código de Alamouti para $m=3,4,5$ e 6 antenas transmissoras, utilizando modulação QPSK.

seleção entre 1 e 2 dB para $SNR=16$ dB.

É muito importante ressaltar que os decodificadores utilizados nesse esquema híbrido são bem distintos — o esquema de Alamouti com um decodificador de combinação de máxima relação, e o SM utilizando o decodificador de máxima verossimilhança. Isso implica em uma complexidade do sistema bastante elevada. Adicionalmente, existe a preocupação de se definir quais contelações deverão ser utilizadas para cada esquema de codificação. Como já mencionado anteriormente, um novo esquema de seleção híbrida de baixa complexidade e que apresenta ganhos em termos de SNR bastante significativos é proposto neste trabalho, e será apresentado no próximo capítulo.

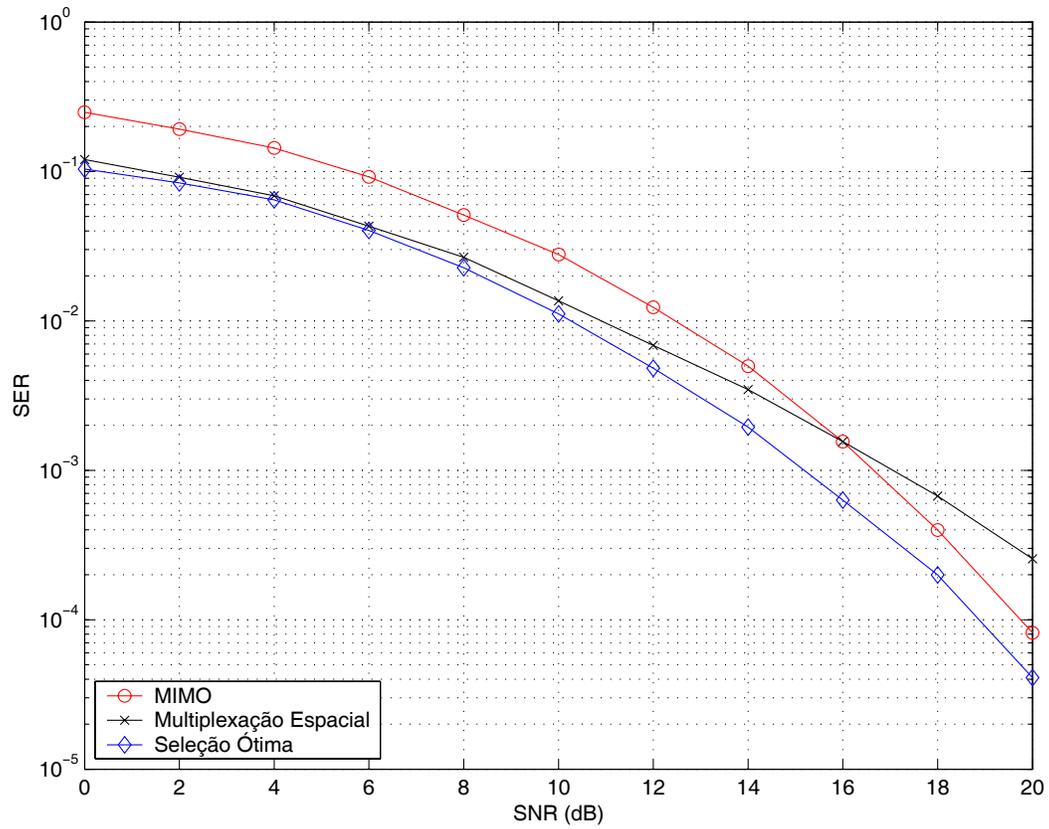


Figura 4.4: Modelo da seleção entre duas técnicas distintas de codificação.

Capítulo 5

Seleção Híbrida Antena/Código com Códigos Espaço-Temporais de Bloco

Como visto no Capítulo 3, foi demonstrado por Tarokh *et al.* [21] que é possível projetar códigos espaço-temporais de bloco ortogonais (OSTBCs) com taxa de transmissão unitária ($R = 1$) para qualquer número de antenas transmissoras desde que sejam utilizadas, para mapeamento dos símbolos transmitidos, constelações reais. Para constelações complexas, entretanto, ficou provado que não existe OSTBCs com taxa unitária, à exceção do caso de duas antenas transmissoras (ou seja, o esquema de Alamouti). Uma construção explícita de OSTBCs para qualquer número de antenas transmissoras e para constelações complexas só foi conseguida em [21] apenas para a taxa $R = 1/2$. Também, no mesmo trabalho, foram apresentados alguns poucos OSTBCs complexos para 3 e 4 antenas transmissoras com taxa $R = 3/4$. Naturalmente, tais resultados matemáticos limitam o uso de OSTBCs a sistemas com múltiplas antenas transmissoras de baixa eficiência espectral.

Enquanto a ortogonalidade de um STBC é uma propriedade necessária para se alcançar o máximo ganho de diversidade, foi demonstrado em [42], [45] que, relaxando-se o critério de ortogonalidade, é possível se obter códigos com taxa de transmissão $R \geq 1$ ao custo de se perder em grau de diversidade. Exemplos de tais códigos foram

apresentados no Capítulo 3. Neste capítulo, em particular na Seção 5.2, é apresentado um novo código espaço-temporal de bloco não ortogonal com taxa de transmissão unitária $R = 1$ para o caso de três antenas transmissoras. O código será chamado de *Alamouti Estendido* (EA) devido ao simples fato de sua matriz geradora ser obtida a partir da repetição de uma das colunas da matriz geradora do código de Alamouti. Como consequência disso, o código proposto usa somente duas cadeias de RF, o que representa uma redução de custos. Outra característica importante desse código é que o seu atraso de decodificação é igual a apenas dois, apesar de ele ter sido projetado para três antenas transmissoras.

Se houver um canal de realimentação do receptor para o transmissor, e a informação do estado do canal (CSI) for conhecida no transmissor, então o ganho de diversidade máximo pode ser alcançado através da seleção de antenas transmissoras [43], [49], [51], como já visto no Capítulo 4. Em [43], Gore e Paulraj sugerem a *seleção de antenas com Alamouti*, onde o código de Alamouti [18] é usado para transmissão da informação com o melhor par de antenas. Foi demonstrado em [43] que o ganho de diversidade é máximo nesse caso, como se todas as antenas tivessem sido utilizadas, com a vantagem de se utilizar um número reduzido de cadeias de RF. Nesse capítulo, investiga-se a inclusão do código EA, proposto nesta dissertação, na seleção de antenas com Alamouti. Considera-se, por simplicidade, múltiplas antenas na transmissão (estação rádio base) e uma única antena receptora (estação móvel). Porém, o caso de múltiplas antenas receptoras também é possível. Baseada no conhecimento dos ganhos de desvanecimento instantâneos, a seleção no transmissor é feita ou pelo código EA, usando as três melhores antenas transmissoras, ou pelo código de Alamouti, usando as duas melhores antenas transmissoras.

Este capítulo encontra-se organizado da seguinte maneira: Na Seção 5.1 será apresentado o modelo do canal e uma breve revisão sobre OSTBCs e seleção de antenas, com ênfase na especificação da relação sinal-ruído. Na Seção 5.2 apresenta-se o novo código espaço-temporal de bloco não ortogonal, que será empregado com a seleção de antenas com Alamouti na Seção 5.3. Finalmente, na Seção 5.4, são apresentados alguns resultados de simulação obtidos a partir da aplicação do novo código proposto neste trabalho, bem como a comparação com resultados já presentes na literatura.

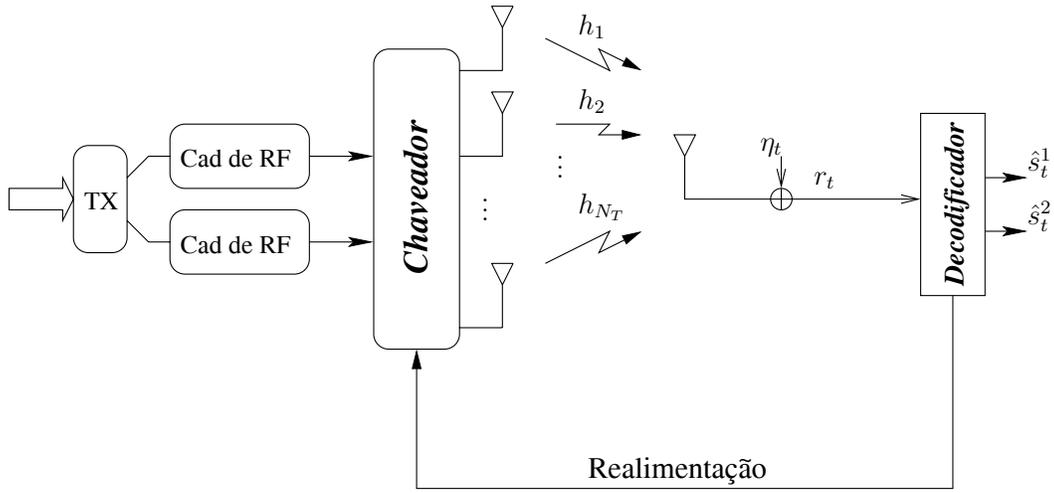


Figura 5.1: Modelo do Canal com N_T antenas transmissoras e uma única antena receptora.

5.1 Modelo do Canal, Códigos de Bloco Espaço-Temporais Ortogonais, e Seleção de Antenas

5.1.1 Modelo do Canal

Considera-se o sistema de comunicação sem fio com N_T antenas transmissoras na estação base e uma única antena receptora na estação móvel, como é mostrado na Figura 5.1. Assume-se que o canal sofre um desvanecimento do tipo Rayleigh, plano e quasi-estático, ou seja, o canal permanece constante durante a duração de um *frame* e varia aleatoriamente de um *frame* para o outro. Os ganhos do canal, h_i , $i = 1, 2, \dots, N_T$, são modelados como variáveis aleatórias gaussianas, complexas, independentes, com média zero e variância 0,5 por dimensão. Para cada instante de tempo t , os sinais s_t^i , $i = 1, 2, \dots, N_T$, pertencentes a uma constelação de sinais, são transmitidos simultaneamente a partir das N_T antenas transmissoras. A energia média total do sinal em cada instante de tempo é E_s . Logo, a energia média dos símbolos transmitidos por cada antena ¹é normalizada para E_s/N_T . Se um código de comprimento l for usado, então o conjunto de símbolos $s_1^1, s_1^2, \dots, s_1^{N_T}, s_2^1, s_2^2, \dots, s_2^{N_T}, \dots, s_l^1, s_l^2, \dots, s_l^{N_T}$ é denominado

¹Se somente N'_T das N_T antenas transmissoras forem selecionadas, então a energia deve ser normalizada proporcionalmente.

palavra-código. O sinal recebido, r_t , em um dado instante t é dado por:

$$r_t = \sum_{i=1}^{N_T} h_i s_t^i + \eta_t \quad (5.1)$$

onde η_t representa o ruído complexo Gaussiano com média zero e variância $N_0/2$ por dimensão. Supondo que a informação do estado do canal esteja disponível no receptor, então a decodificação de máxima verossimilhança (ML) pode ser obtida calculando-se a métrica de decisão

$$\sum_{t=1}^l \left| r_t - \sum_{i=1}^m h_i x_t^i \right|^2 \quad (5.2)$$

para todas possíveis palavras-código $x_1^1, x_1^2, \dots, x_1^{N_T}, x_2^1, x_2^2, \dots, x_2^{N_T}, \dots, x_l^1, x_l^2, \dots, x_l^{N_T}$.

A decisão é feita em favor da palavra-código que resulte na menor métrica.

5.1.2 Códigos Espaço-Temporais de Bloco Ortogonais (OSTBCs)

Como visto no Capítulo 3, os OSTBCs [21] são usualmente representados por uma matriz $\mathcal{O}(x_1, x_2, \dots, x_n)$, de ordem $L \times N_T$, cujas entradas são combinações lineares dos indeterminantes complexos x_1, x_2, \dots, x_n , e de seus conjugados complexos, com duas restrições, a saber, cada x_i deve ser citado na matriz pelo menos uma vez, e as colunas da matriz geradora devem, duas a duas, serem ortogonais. É estabelecido que $x_i = s_i$, $i = 1, 2, \dots, n$, onde cada s_i é selecionado de uma constelação de sinais e representa um símbolo de informação. Se os sinais s_i pertencem a uma constelação real, como a PAM, o STBC será dito real, e se a constelação for complexa, como a PSK e a QAM, tem-se um STBC complexo. No instante t , onde t varia de $1, 2, \dots, L$, o sinal correspondente à combinação linear do (t, i) -ésimo elemento da matriz \mathcal{O} é transmitido a partir da antena i . Isso faz com que esse STBC tenha taxa $R = n/L$. Neste capítulo, considera-se os STBCs mais convencionais em que os elementos da matriz \mathcal{O} se restringem às variáveis x_i , $i = 1, 2, \dots, n$, e seus conjugados, possivelmente multiplicados por -1. Como mencionado no Capítulo 3, um aspecto importante dos OSTBCs é que um processamento linear simples dos sinais recebidos pelas antenas produz n caminhos descorrelacionados, um para cada indeterminante, com uma componente de ruído aditivo. Em outras palavras, é como se o canal físico — nesse caso, o ar — por

onde os sinais se propagam, e onde eles se misturam, fosse transformado em n canais individuais e isolados, um para cada indeterminante. A decodificação ML é realizada símbolo a símbolo em cada um desses canais.

Nesta seção considera-se o código de Alamouti [18], descrito pela matriz:

$$\mathcal{A} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}$$

onde $*$ representa o conjugado complexo. Os sinais recebidos nos intervalos de tempo 1 e 2 são, respectivamente:

$$\begin{aligned} r_1 &= h_1 s_1 + h_2 s_2 + \eta_1 \\ r_2 &= -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + \eta_2 \end{aligned} \quad (5.3)$$

O processamento linear produz as entradas desejadas para o decodificador ML:

$$\begin{aligned} \hat{s}_1 &= h_1^* r_1 + h_2 r_2^* \\ &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_1 + h_1^* \eta_1 + h_2 \eta_2^* \\ \hat{s}_2 &= h_2^* r_1 - h_1 r_2^* \\ &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_2 - h_1 \eta_2^* + h_2^* \eta_1 \end{aligned} \quad (5.4)$$

A partir das equações acima, torna-se claro que o grau de diversidade alcançado é 2. A SNR para os dados recebidos em (5.4) é

$$\gamma_A = \frac{|h_1|^2 + |h_2|^2}{2} \gamma_0 \quad (5.5)$$

onde $\gamma_0 = E_s/N_0$.

5.1.3 Seleção de Antenas

Supõe-se que a informação do estado do canal possa ser perfeitamente estimada pelo receptor. Quando há um canal de realimentação, o receptor pode calcular os N_T' melhores ganhos dos desvanecimentos e enviar essa informação para o transmissor que, por sua vez, pode selecionar o subconjunto ótimo de N_T' antenas a partir das N_T antenas disponíveis. Considere o esquema proposto por Gore e Paulraj [43] que seleciona o melhor par de antenas transmissoras para ser usado em conjunto com o

código de Alamouti. Sejam $h_{\max,1}$ e $h_{\max,2}$ o melhor e o segundo melhor ganhos dos desvanecimentos, respectivamente, em um determinado *frame*. Considera-se nesse caso particular que um ganho é melhor que outro no sentido de maior módulo quadrático. Mais adiante serão consideradas situações em que esse não será o critério de melhor ganho. A SNR do sinal recebido em um determinado *frame* é:

$$\gamma_{GP} = \frac{|h_{\max,1}|^2 + |h_{\max,2}|^2}{2} \gamma_0 \quad (5.6)$$

5.2 Um Novo Código Espaço-Temporal de Bloco Não Ortogonal para Três Antenas Transmissoras

Como visto anteriormente, OSTBCs complexos e com taxa unitária ($R = 1$) existem somente para o caso de duas antenas transmissoras [21]. Se a condição de ortogonalidade do código for retirada, entretanto, taxas de transmissão maiores ($R \geq 1$) podem ser obtidas, pagando-se o preço de uma perda no ganho de diversidade [34, 45]. Em [45], foram propostos STBCs não ortogonais para o caso de três antenas transmissoras alcançando taxas $R \geq 1$ e um ganho de diversidade igual a dois. Nosso foco de atenção é para o STBC não ortogonal nomeado *New3* por Uysal e Georghiades, definido por 5.6, [45]:

$$\mathcal{N} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ s_2^* & -s_1^* & s_1 \\ -s_3^* & -s_3^* & s_2^* \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

Note que esse código tem taxa de transmissão unitária $R = 1$ e um atraso de decodificação igual a três, ou seja, o sinal recebido só pode ser processado pelo receptor depois de três instantes de tempo.

Para o caso de três antenas transmissoras e taxa $R = 1$, propomos o seguinte STBC não ortogonal:

$$\mathcal{EA} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

o qual chamamos de *Alamouti Estendido* (EA), uma vez que as primeiras duas colunas

de \mathcal{EA} correspondem exatamente à matriz \mathcal{A} . Esse STBC apresenta duas grandes vantagens sobre o STBC definido por \mathcal{N} . Primeiro, note que as duas últimas colunas de EA são iguais, o que implica no uso de uma única cadeia de rádio-freqüência para a transmissão dos sinais provindos dessas duas antenas, resultando em grande economia na implementação desse sistema. Segundo, a taxa de transmissão $R = 1$ é alcançada com um atraso de decodificação igual a dois (número de linhas da matriz). Os sinais recebidos nos instantes 1 e 2 são, respectivamente:

$$\begin{aligned} r_1 &= h_1 s_1 + h_2 s_2 + h_3 s_2 + \eta_1 \\ r_2 &= -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + h_3 s_1^* + \eta_2 \end{aligned} \quad (5.9)$$

Como já foi dito, um processamento linear muito semelhante ao mencionado em (5.4) produz as entradas desejadas ao decodificador de máxima verossimilhança:

$$\begin{aligned} \hat{s}_1 &= h_1^* r_1 + (h_2 + h_3) r_2^* \\ &= (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + 2\text{Re}\{h_2^* h_3\}) s_1 + \\ &\quad \eta_1 h_1^* + \eta_2^* (h_2 + h_3) \\ \hat{s}_2 &= (h_2^* + h_3^*) r_1 - h_1 r_2^* \\ &= (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + 2\text{Re}\{h_2^* h_3\}) s_2 + \\ &\quad \eta_1 (h_2 + h_3)^* - \eta_2^* h_1 \end{aligned} \quad (5.10)$$

Note que como o termo $\text{Re}\{h_2^* h_3\}$ pode assumir valores negativos, o ganho máximo de diversidade não pode ser alcançado. A SNR para o sinal recebido (5.10) é:

$$\gamma_{EA} = \frac{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + 2\text{Re}\{h_2^* h_3\}}{3} \gamma_0 \quad (5.11)$$

Quando o decodificador de máxima verossimilhança é adotado, *New3* e o código Alamouti Estendido apresentam aproximadamente a mesma probabilidade de erro de símbolo (mostrada na seção dos resultados mais adiante) para o canal com desvanecimento plano e quasi-estático.

5.3 Seleção Híbrida Antena/Código

É interessante notar que quando o termo $2\text{Re}\{h_2^* h_3\}$, presente nas equações (5.10) e (5.11), for positivo, o decodificador de máxima verossimilhança terá uma chance maior

de tomar a decisão correta. Por outro lado, a potência de ruído é maior em (5.11) do que em (5.6). Em um *frame* em particular, isto é, para valores fixos dos coeficientes dos desvanecimentos, o transmissor pode escolher entre o esquema de Gore e Paulraj (que usa o código de Alamouti com as duas melhores antenas) e o código Alamouti Estendido, através da comparação direta entre γ_{GP} em (5.6) e γ_{EA} em (5.11). Considere inicialmente o caso de $N_T = 3$ antenas transmissoras. Como na Seção 5.1.3, considere que os três ganhos satisfazem à relação $|h_{\max,1}|^2 \geq |h_{\max,2}|^2 \geq |h_{\min}|^2$. Tem-se que mais de uma seleção híbrida podem ser adotadas, com graus de refinamento maiores ou menores, dependendo da complexidade e do desempenho desejados. Uma possível seleção híbrida resulta no seguinte teste: Escolha o código Alamouti Estendido se

$$\sum_{i=1}^3 |h_i|^2 \leq 4\text{Re}\{h_2^* h_3\} + 3|h_{\min}|^2 \quad (5.12)$$

caso contrário, escolha o código de Alamouti com as antenas correspondentes a $h_{\max,1}$ e $h_{\max,2}$ (que não são necessariamente as antenas 1 e 2). Note que, por questão de simplicidade, pode-se selecionar para o código Alamouti Estendido as antenas 1, 2 e 3 nessa ordem, usando a matriz da equação (5.8). Por outro lado, pode-se considerar permutações das colunas de (5.8), obtendo-se um código equivalente, porém que resulta numa SNR instantânea diferente. Note que o valor da somatória do lado esquerdo da desigualdade (5.12) não depende da ordem em que as colunas de (5.8) aparecem. Do lado direito de (5.12), a seleção do ganho de menor módulo quadrático, h_{\min} , é também independente da permutação. Por outro lado, o termo cruzado $4\text{Re}\{h_2^* h_3\}$ é sensível à permutação das colunas. Assim, para se obter o melhor resultado no caso de $N_T = 3$ antenas transmissoras, devem-se considerar todas as 3 permutações das colunas de (5.8). O código de Alamouti com as antenas correspondentes a $h_{\max,1}$ e $h_{\max,2}$ é selecionado se a desigualdade em (5.12) não for satisfeita para nenhuma das 6 permutações. Esse é o caso mais complexo, porém é o que apresenta o melhor desempenho. Uma característica interessante e que deve ser mencionada é o fato de que a equação (5.12) é independente de γ_0 . Logo, não é necessário se estimar a potência do ruído. Essa seleção híbrida antena/código é ilustrada na Figura 5.2.

Generalizando o resultado anterior, considere que sejam disponibilizadas N_T antenas transmissoras na estação rádio-base. O número de possíveis seleções híbridas deveria crescer com o número de antenas transmissoras disponíveis. Entretanto, analisando-

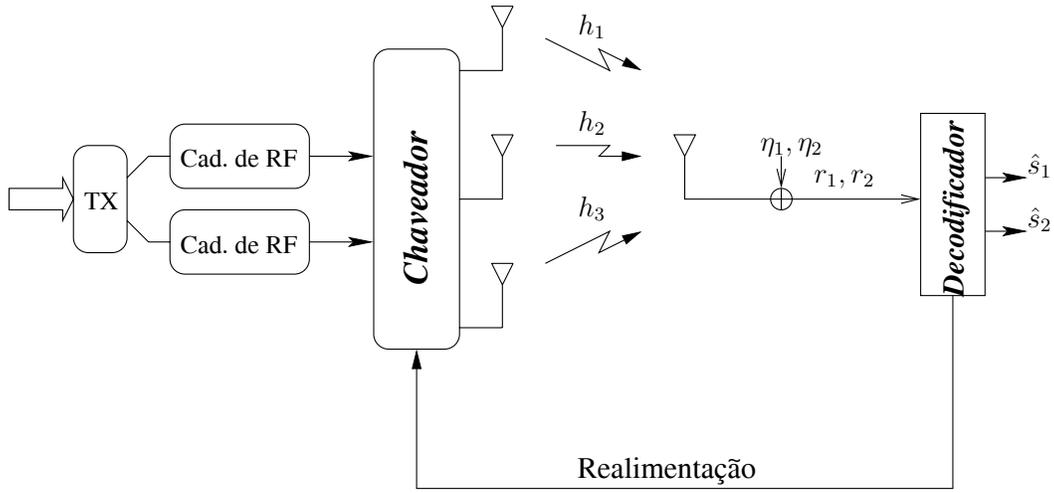


Figura 5.2: Seleção híbrida antenna/código com três antenas transmissoras.

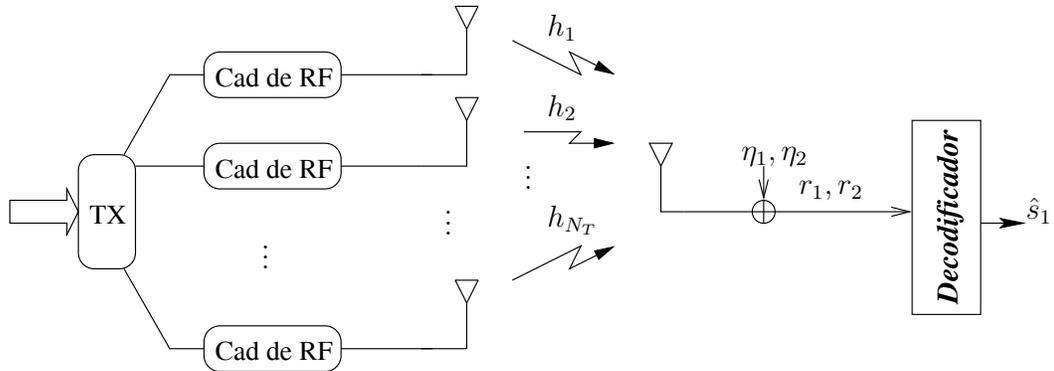


Figura 5.3: Seleção híbrida antenna/código com N_T antenas transmissoras.

se a equação (5.11) para a SNR do código Alamouti Estendido, percebe-se que é mais preciso que restringir a seleção ao sub-conjunto dos ganhos de maiores módulos, $|h_{\max,1}|^2 \geq |h_{\max,2}|^2 \geq |h_{\min}|^2$, não implica em perda significativa de desempenho. Assim, das N_T antenas transmissoras disponibilizadas, a seleção híbrida será considerada apenas com relação a esse sub-conjunto de ganhos. Primeiro, deve-se calcular γ_{GP} em (5.6) utilizando-se os ganhos $h_{\max,1}$ e $h_{\max,2}$. Segundo, deve-se considerar todas as 3 permutações dos ganhos nesse sub-conjunto, calculando-se a SNR em (5.11) para cada uma delas. As sete SNRs serão agora comparadas; a maior delas corresponderá à seleção híbrida a ser feita. Essa seleção híbrida antenna/código, restrita às antenas correspondentes aos ganhos com os três maiores módulos quadráticos, e a partir de N_T antenas disponíveis na estação rádio base, é ilustrada na Figura 5.3.

É importante notar que o tamanho do bloco (atraso de decodificação) é igual a dois para ambos os STBCs, e um decodificador muito semelhante para ambos os casos é utilizado. Tamanho grau de compatibilidade é extremamente importante, pois implica em um receptor simples e barato. Os resultados de simulação são apresentados na seção seguinte.

5.4 Resultados de Simulação

Nesta seção realiza-se uma análise do desempenho do esquema híbrido de seleção antena/código proposto na seção anterior. Apresenta-se a taxa de erro de bit (BER) para a constelação BPSK e a taxa de erro de símbolo (SER) para a constelação QPSK, como exemplos de aplicação em constelações real e complexa, respectivamente, sob um desvanecimento plano e quasi-estático. A Figura 5.4 mostra os resultados simulados para a modulação BPSK para o caso de três antenas, sem realizar as permutações das colunas da matriz geradora do código EA. A Figura 5.5 considera a modulação QPSK para o caso de três antenas, sem realizar as permutações das colunas da matriz geradora do código EA. A Figura 5.6 mostra os resultados simulados para a modulação BPSK para o caso de $N_T = 3, 4, 5$ e 6 antenas, sem realizar as permutações das colunas da matriz geradora do código EA. A Figura 5.7 considera a modulação QPSK para o caso de $N_T = 3, 4, 5$ e 6 antenas, sem realizar as permutações das colunas da matriz geradora do código EA. A Figura 5.9 considera a modulação QPSK para o caso de três antenas, realizando as permutações das colunas da matriz geradora do código EA. E finalmente, a Figura 5.8 considera a modulação QPSK para o caso de $N_T = 3, 4, 5$ e 6 antenas, realizando as permutações das colunas da matriz geradora do código EA. Para efeito de comparação, foram incluídas em algumas figuras as curvas referentes ao caso de nenhuma diversidade (i.e., uma antena transmissora e uma antena receptora), ao caso do código Alamouti Estendido que foi proposto (sem e com realimentação), e à seleção de antena com Alamouti de Gore e Paulraj. A partir dos resultados apresentados pode-se ver claramente que a diversidade máxima é atingida com o novo esquema proposto, apesar de um dos códigos usados no esquema ser não ortogonal. Observa-se, também, um ganho de codificação de 0,4 dB do novo esquema em relação ao esquema

de Gore e Paulraj para os casos em que não se realizam as permutações (refinamentos) das colunas na matriz geradora do código EA, e um ganho de aproximadamente 1 dB quando realizam-se essas permutações, o que torna o esquema de seleção híbrida proposto nesta dissertação ainda mais atrativo.

Por fim, para fins de análises em trabalhos futuros, foi verificada a percentagem de uso de cada código quando utilizado no novo esquema híbrido. Esses resultados são mostrados nas Tabelas 5.1 e 5.2. Note que quando é realizada a permutação entre as colunas na matriz geradora do código EA, maior é a percentagem de uso do código não ortogonal.

Tabela 5.1: Uso Percentual dos Códigos A e EA no Esquema Híbrido (sem permutações)

m	<i>Alamouti Est.</i>	<i>Alamouti</i>
3	35	65
4	38,5	61,5
5	40,4	59,6
6	41	59

Tabela 5.2: Uso Percentual dos Códigos A, EA1,EA2 e EA3 no Esquema Híbrido (havendo permutações)

m	<i>Alamouti Est. 1</i>	<i>Alamouti Est. 2</i>	<i>Alamouti Est. 3</i>	<i>Alamouti Est.</i>	<i>Alamouti</i>
3	32,5	14	8,5	55	45
4	33,5	21,6	13,5	68,6	31,4
5	33,6	24,3	17,4	75,3	24,7
6	33,7	25,7	19,6	79	21

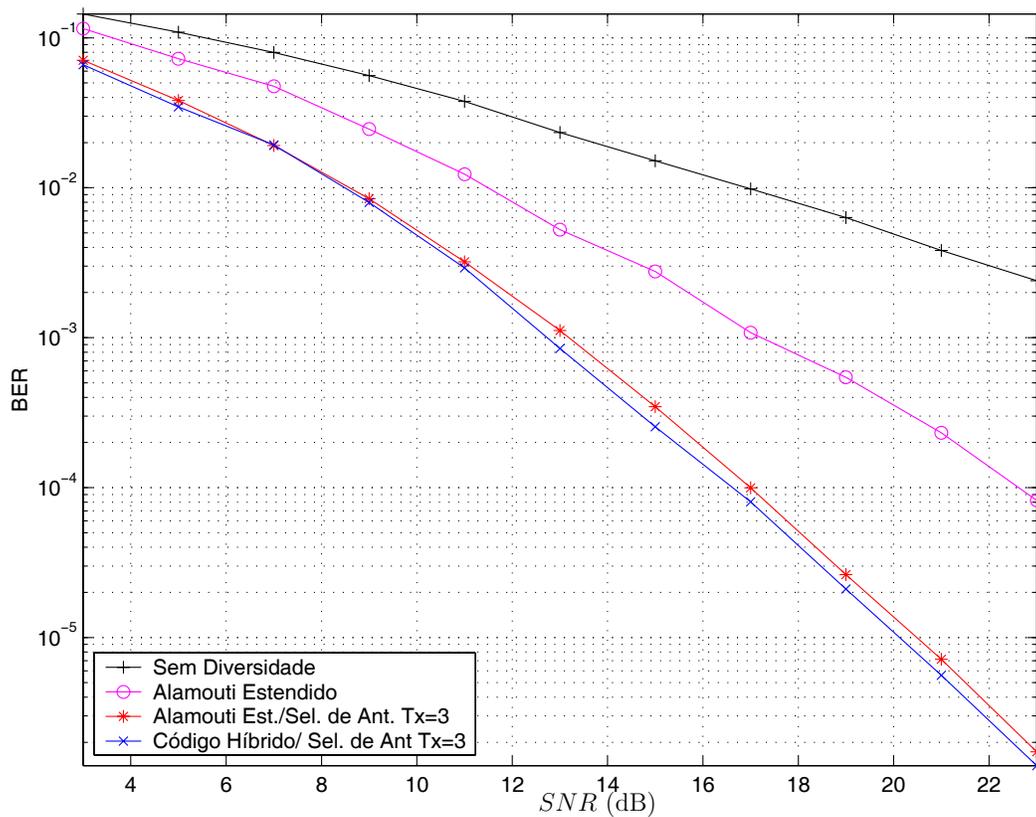


Figura 5.4: Relações BER \times SNR obtidas para o caso de três antenas, sem realizar as permutações das colunas da matriz geradora do código EA, utilizando-se a modulação BPSK.

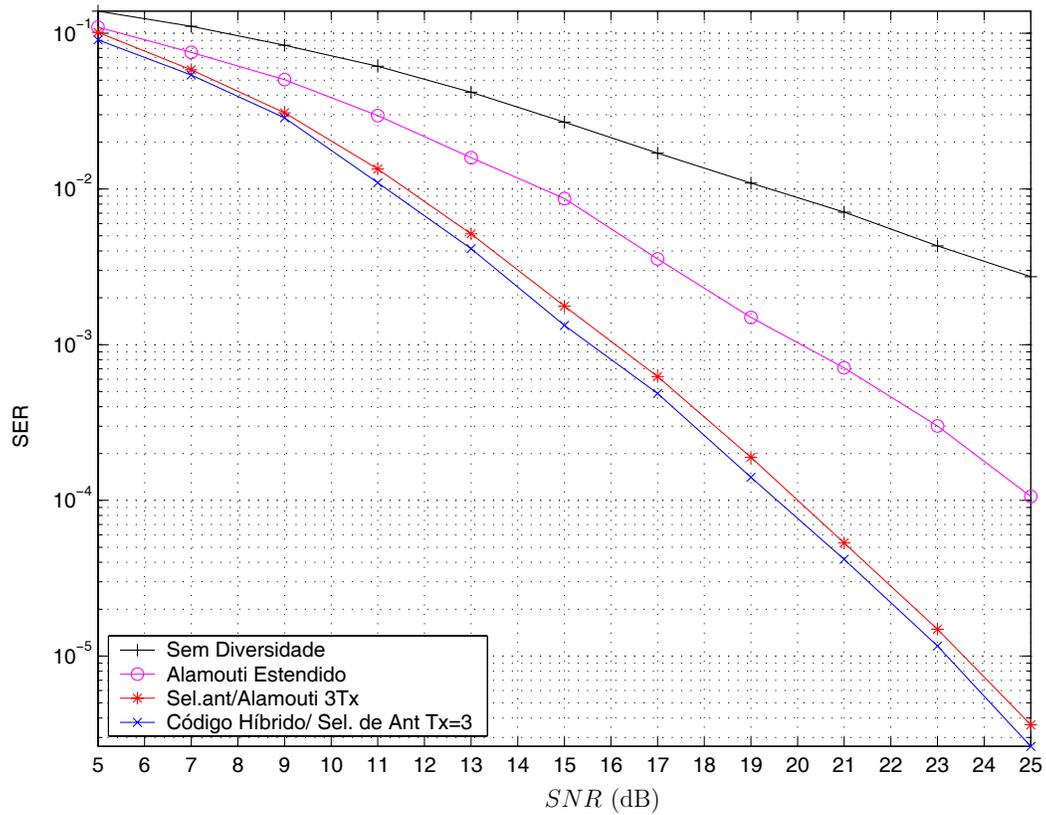


Figura 5.5: Relações SER \times SNR obtidas para o caso de três antenas, sem realizar as permutações das colunas da matriz geradora do código EA, utilizando-se a modulação QPSK.

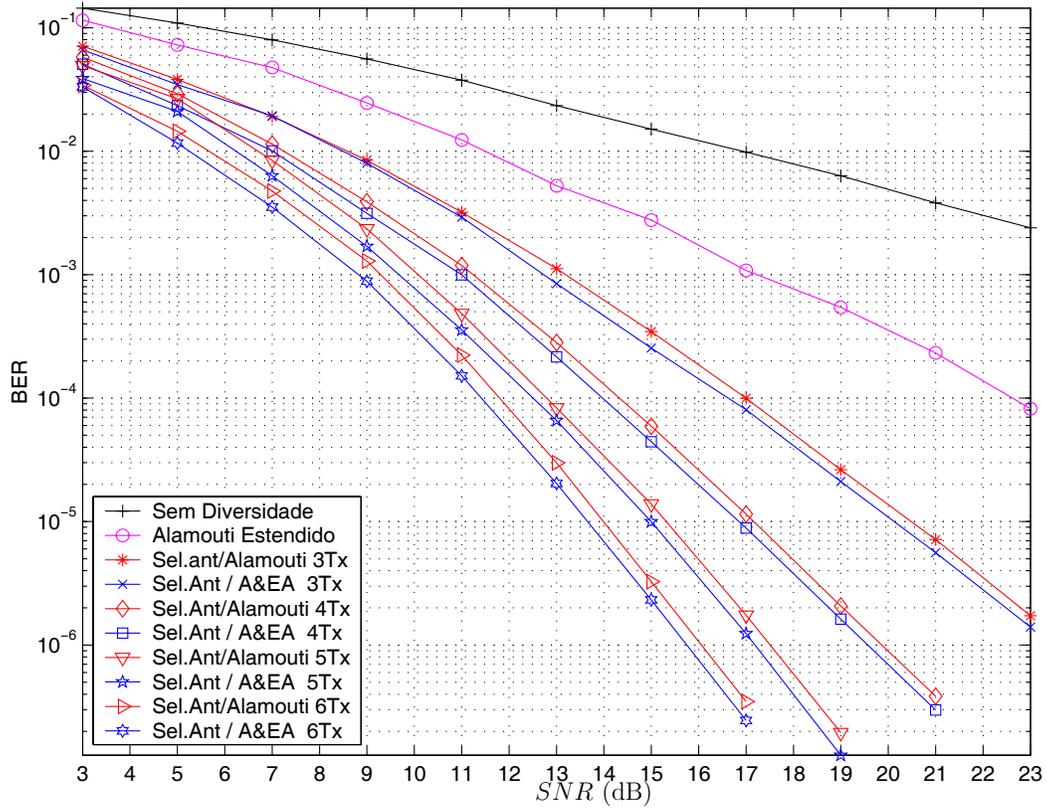


Figura 5.6: Relações BER \times SNR obtidas para o caso de $N_T = 3, 4, 5$ e 6 antenas transmissoras, sem realizar as permutações das colunas da matriz geradora do código EA, utilizando-se a modulação BPSK

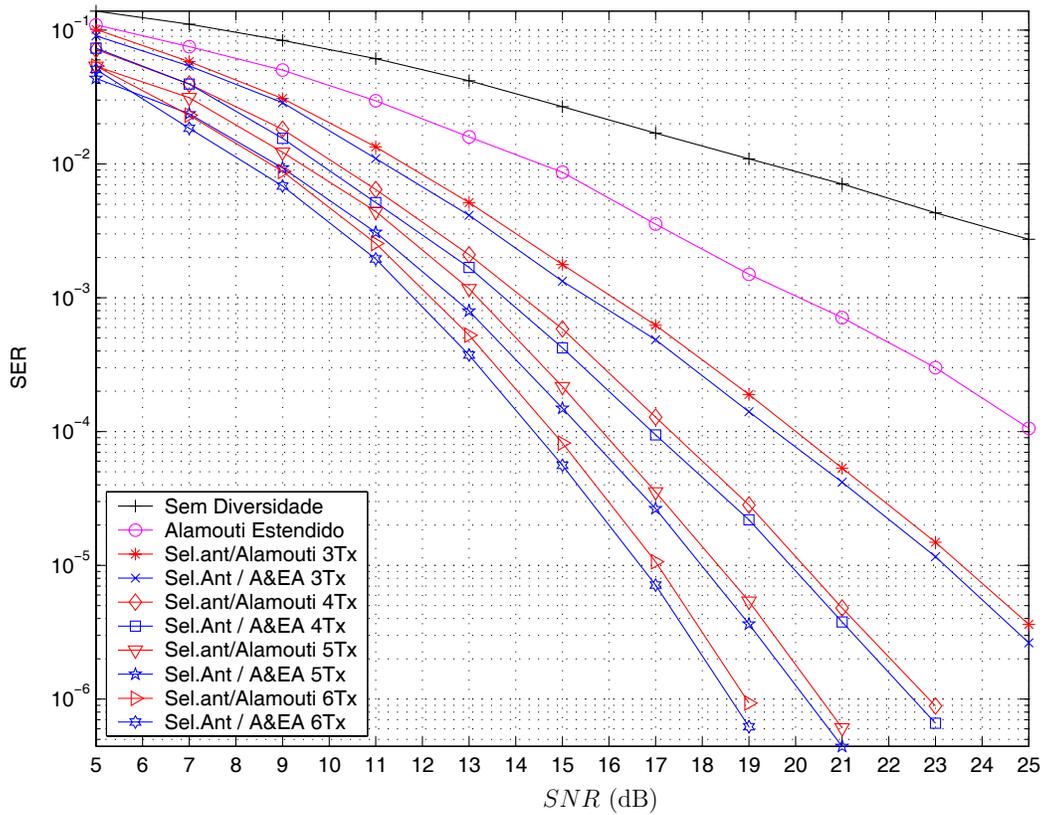


Figura 5.7: Relações $SER \times SNR$ obtidas para o caso de $N_T = 3, 4, 5$ e 6 antenas transmissoras, sem realizar as permutações das colunas da matriz geradora do código EA, utilizando-se a modulação QPSK

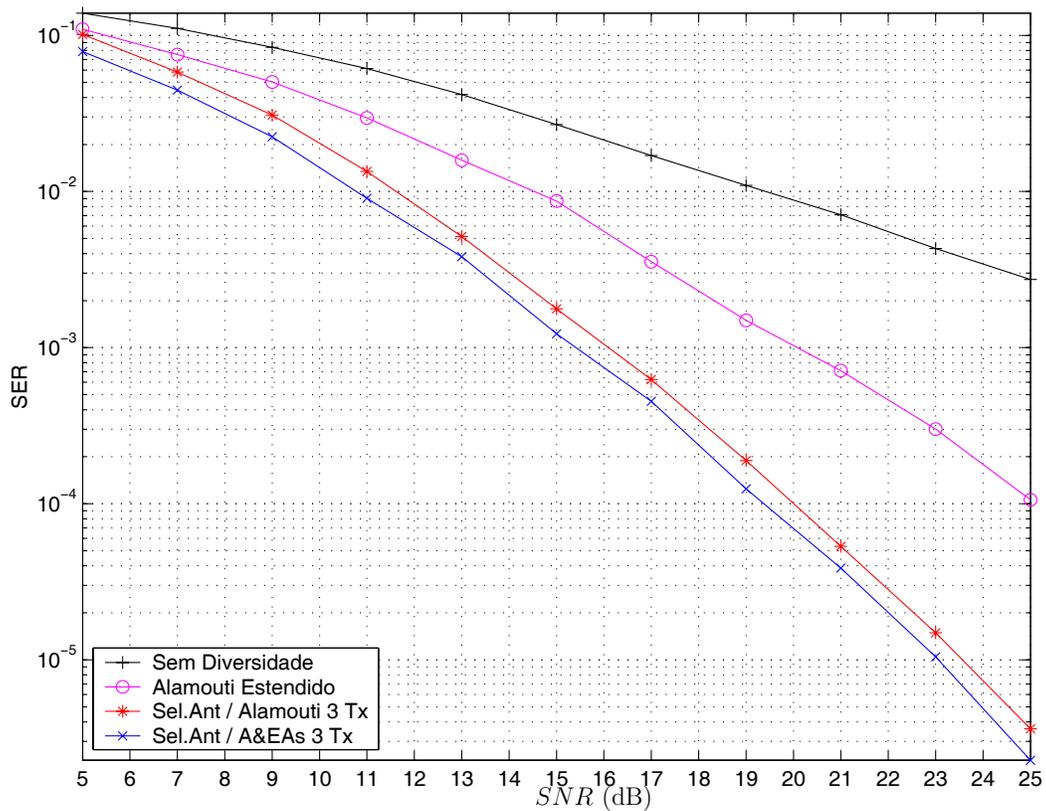


Figura 5.8: Relações BER \times SNR obtidas para o caso de três antenas transmissoras, realizando-se as permutações das colunas da matriz geradora do código EA, utilizando-se a modulação QPSK

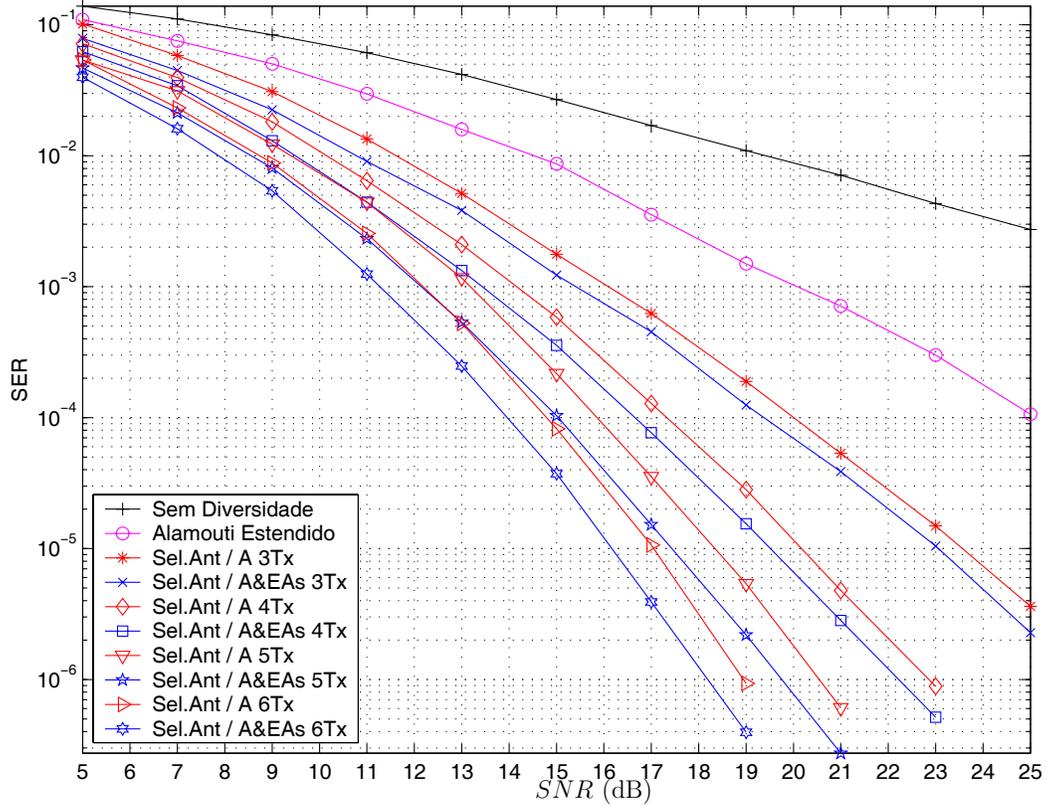


Figura 5.9: Relações BER×SNR obtidas para o caso de $N_T = 3, 4, 5$ e 6 antenas transmissoras, realizando-se as permutações das colunas da matriz geradora do código EA, utilizando-se a modulação QPSK

Capítulo 6

Conclusão e Trabalhos Futuros

Nesta dissertação, um novo código espaço-temporal de bloco (STBC) não ortogonal com taxa de transmissão unitária foi proposto para sistemas de comunicação móvel. Este código, que foi projetado para três antenas transmissoras, necessita de apenas duas cadeias de rádio-frequência, e apresenta um atraso de decodificação igual a dois símbolos. Se comparado com os STBCs para três antenas encontrados na literatura, como por exemplo os códigos publicados em [45], o novo código apresenta uma economia de *hardware* e de tempo de decodificação, visto que os demais códigos para três antenas usam três cadeias de rádio-frequência e seus decodificadores requerem três intervalos de modulação para realizar a detecção dos símbolos transmitidos.

Uma outra característica muito importante do novo código é a sua compatibilidade com o código padrão de Alamouti para duas antenas. Essa compatibilidade decorre do fato de ambos os códigos utilizarem duas cadeias de rádio-frequência, apresentarem exatamente o mesmo atraso de decodificação, e de serem os seus receptores de baixa complexidade e baseados essencialmente no mesmo processamento linear. Tão grande grau de compatibilidade sugere o uso desses dois códigos num esquema híbrido, que foi a proposta central desta dissertação.

Na *seleção híbrida antena/código*, supõe-se que o transmissor tenha conhecimento do estado do canal, disponibilizado via um canal de realimentação do receptor para o transmissor. Visando minimizar a probabilidade de erro instantânea em um canal com desvanecimento plano quasi-estático do tipo Rayleigh, o transmissor seleci-

ona um dos dois códigos (Alamouti ou o código aqui proposto) baseado no estado do canal, que se renova a cada bloco de dados transmitido através do canal quasi-estático. Resultados de simulação indicaram que a técnica híbrida, proposta nesta dissertação, apresenta grau de diversidade máximo, acompanhado de ganhos de codificação relevantes com relação ao esquema de seleção de antenas proposto por Gore e Paulraj, que seleciona as duas melhores antenas para uso com o código de Alamouti.

Esses resultados visam melhorar o desempenho de erro em sistemas de comunicação sem fio de terceira e quarta gerações, com o benefício adicional de se ter uma baixa complexidade de decodificação, que é uma característica bastante desejável dado o pequeno tamanho das estações móveis.

Para trabalhos futuros, sugere-se a aplicação da técnica de alocação ponderada de potência nas antenas transmissoras selecionadas para transmissão, visando uma melhor utilização da potência disponível no transmissor. Também, pretende-se realizar um desenvolvimento analítico a respeito do desempenho da seleção híbrida antena/código, de tal modo que a probabilidade de erro possa ser avaliada sem recorrer a longas simulações computacionais. A partir dessa ferramenta, pretende-se avaliar outras classes de STBCs, quando utilizadas num esquema de seleção híbrida. Uma classe que já se encontra em estudo é uma família de STBCs não ortogonais para quatro antenas. Espera-se com isso um grau de diversidade máximo, acompanhado de ganhos de codificação que excedam 1 dB.

Referências Bibliográficas

- [1] H. Harter, “ Order Statistics and Their Use in Testing and Estimation,” vol. 2, U.S.Government Press, 1973.
- [2] R.A. Horn and C.R. Johnson, “Matrix Analysis,” Cambridge University Press, 1990.
- [3] N. Balakrishnan and A. Cohen, “ Order Statistics and Inference, Estimation Methods,” *Academic Press Inc.*, 1991.
- [4] N. Balaban and J. Salz, “Dual diversity combining and equalization in digital cellular mobile radio,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, pp. 342-354, May 1991.
- [5] E. Bliglieri, D. Divsalar, P.J. McLane and M.K. Simon, “Introduction to Trellis-Coded Modulation with Applications,” Macmillan, 1991.
- [6] A. Wittneben, “Basestation modulation diversity for digital SIMULCAST,” *in Vehicular Technology Conference (VTC)*. IEEE, pp. 505-511, May, 1991.
- [7] A. Wittneben, “A new bandwidth efficient transmit antenna modulation diversity scheme for linear digital modulation,” *in International Conference on Communications (ICC)*. IEEE, pp. 1630-1633, 1993.
- [8] J. Winters, J. Salz and R.D. Gitlin, “The impact of antennas diversity on the capacity of wirelees communications systems,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42. no. 2/3/4, pp. 1740-1751, Feb./Mar./Apr. 1994.
- [9] N. Seshadri and J. Winters, “Two signaling schemes for improving the error performance of frequency-division-duplex (FDD) transmission systems using transmitter antenna diversity,” *Int. J. Wireless Inform. Networks*, vol. 1, pp. 49-60, 1994.

- [10] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna gaussian channels," *Tech. Report AT&T Bell Laboratories*, 1995.
- [11] J. G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill, Third Edition, 1995.
- [12] T. S. Rappaport. *Wireless Communications - Principles and Practice* N. J. USA: Prentice-Hall PTR, 1996.
- [13] G.J.Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," *Bell Labs Tech. J.*, pp. 41-59, Autumn. 1996.
- [14] J. C. Guey, M. P. Fitz, M. R. Bell, and W. Y. Kuo, "Signal design for transmitter diversity wireless communication systems over Rayleigh fading channels," *in Proc. VTC*, vol. I, pp. 136-140. 1996.
- [15] G.J. Foschini and M.J. Gans, " On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Pers. Commun.*, vol. 6, pp. 311-335, 1998.
- [16] J. Grimm, "Transmitter diversity code design for achieving full diversity on Rayleigh fading channels," *Ph.D.thesis, Purdue University*, 1998.
- [17] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Communications*, vol. 6, pp. 311-335, 1998.
- [18] S. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [19] V. Tarokh, N. Seshadri and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communications: performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, No. 2, pp. 744-765, Mar. 1998.
- [20] T. Marzetta and B. Hochwald, "Capacity of a mobile multiple antenna communication link in Rayleigh flat fading," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, pp. 139-158, Jan. 1999.

- [21] V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. Calderbank, "Space-time Block Codes from Orthogonal Designs," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.45, no.5, pp. 1456-1467, July. 1999.
- [22] V. Tarokh, N. Seshadri and A.R. Calderbank, "Space-Time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, pp. 744-765, Mar. 1999.
- [23] S. Benedetto and E. Biglieri. *Principles of Digital Transmission with Wireless Applications*. Kluwer Academic/Plenum Publishers, 1999
- [24] G. Bauch, "Concatenation of space-time block codes and "Turbo" - TCM," in *Proc. ICC*, vol. 2, pp. 1202-1206. 1999.
- [25] L.M.A. Lalloul, K. Rohani, K. Kuchi and J. Chen, "Performance Analysis of CDMA Transmit Diversity Methods," *IEEE Veh. Tech. Conf.*, pp. 1326-1330, Oct. 1999.
- [26] O. Tirkkonen, A. Boariu and A. Hottinen, " Minimal Non-orthogonality Rate 1 Space-Time Block Code for 3+TX Antennas," *IEEE Int. Symp. Spread Spect. Techn.*, pp. 429-432, New Jersey, USA, Sept. 2000.
- [27] A. Yongacoglu and M. Siala, "Performance os Diversity Systems with 2 and 4 Transmit Antennas," *Int. Conf. Comm. Technol.(WCNC-ICCT)*, pp. 148-150, 2000.
- [28] O. Tirkkonen and A. Hottinen, "Complex space-time block codes for four TX antennas," in *GLOBECOM*. IEEE, pp. 1005-1009, November/December 2000.
- [29] S. Sandhu and A. Paulraj, "Space-time block codes: a capacity perpective," *IEEE Comm. Lett.*, vol.4, no. 12, pp. 384-386, December 2000.
- [30] Q. Yan and R.S. Blum, "Optmum space-time convolucional codes," in *Proc. WCNC*, 2000.
- [31] S. Sandhu, R. Nabar, D. Gore and A. Paulraj, "Near-optimal selection of transmit antennas for a MIMO channel based on Shannon Capacity," in *Proc. Asilomar Conf. Signals, Syst., Comput.*, vol, Pacific Grove, CA, pp. 567-571. Nov. 2000.

- [32] G. Danesan and P. Stoica, *Space-Time diversity using orthogonal and amicable orthogonal designs*, in Proc. ICASSP, 2000.
- [33] A. R. Hammons and H. E. Gamal, "On the theory of space-time codes for PSK modulation" *IEEE Trans. Information Theory*, vol. 46, no. 2, pp. 524-542, March 2000.
- [34] V. Tarokh and H. Jafarkhani, "A differential detection scheme for transmit diversity," *Selected Areas in Communications, IEE Journal on*, vol. 18, pp. 1169-1174, July, 2002.
- [35] S. Baro, G. Bauch, and A. Hansmann, "Improved codes for space-time trellis-coded modulation", *IEEE Comm. Lett.*, vol.4, pp. 20-22, January 2000.
- [36] B. Vucetic and J. Yuan. *Turbo Codes: Principles and Applications*. Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [37] M. Uysal and C.N. Georghiades, "Effect of Spatial Fading Correlation on the Performance of Space-Time Codes," *IEE Electron. Lett.*, vol. 37, no.3, pp 181-183, Feb. 2001.
- [38] D. Gore and A. Paulraj, "Space-time block coding with optimal antenna selection," in *Proc. IEEE ICASSP*, vol 4, Salt Lake City, UT, 2001, pp. 2441-2444.
- [39] M.Z. Win and J.H. Winters, "Virtual branch analysis of symbol error probability for hybrid selection/maximal-ratio combining in Rayleigh fading," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 1926-1934, Nov. 2001
- [40] A.F. Molisch, M.Z Win and J.H. Winters, "Capacity of MIMO systems with antenna selection," *Communications, 2001. ICC 2001. IEEE International Conference on*, Vol. 2, pp. 570-574, June 2001
- [41] R.W. Heath, S. Sandhu Jr and A. Paulraj, "Antenna selection for spatial multiplexing systems with linear receivers," *Communications Letters, IEEE*, Vol. 5, pp. 142-144, April 2001
- [42] H. Jafarkhani, "A Quasi-Orthogonal Space-Time Block Code," *IEEE Trans. Commun.*, vol.49, no.1, pp. 1-4, Jan.2001.

- [43] D.A. Gore and A.J. Paulraj, "MIMO antenna subset selection with space-time coding" *Signal Processing, IEEE Transactions on*, Vol. 50, pp. 2580-2588, Oct. 2002
- [44] R.S. Blum and J.H. Winters, "On optimum MIMO with antenna selection" *Communications Letters, IEEE* Vol. 6, pp. 322-324, Aug. 2002
- [45] M.Uysal and C.N. Georghiades, "Non-orthogonal space-time block codes for 3Tx antennas," *Electronics Letters*, vol. 38, no 25 pp. 1689-1691, Dec.2002.
- [46] Mário de Noronha Neto, "Códigos Convolucionais Espaço-Temporais sobre GF(p) para canais com Desvanecimento Rayleigh Plano Quase-Estático," *Dissertação de Mestrado*, Nov, 2002.
- [47] A. Gorokhov, D. Gore and A. Paulraj, "Receive antenna selection for MIMO flat-fading channels: theory and algorithms," *Information Theory, IEEE Transactions on*, Vol. 49, pp. 2687-2696, Oct. 2003
- [48] A. Paulraj, R. Nabar and D. Gore. "Introduction to Space-Time Wireless Communications," Cambridge University Press, 2003.
- [49] W.H. Wong and E.G. Larsson, "Orthogonal space-time block coding with antenna selection and power control," *IEEE Electronics Letters*, vol.39, no.4, pp. 379-381, Feb.2003.
- [50] I. Bahceci, T.M. Duman and Y. Altunbasak, "Antenna Selection for Multiple-Antenna Transmission Systems: Performance Analysis and Code Construction," *Proceedings of the 2003 IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT)*, p.93, June-July 2003.
- [51] Z.Chen, B. Vucetic, J. Yan and K.L. Lo, "Analysis of Transmit Antenna Selection/Maximal-Ratio Combining in Rayleigh Fading Channels," *Proceedings of ICCT2003*, pp. 1532-1536, 2003.