

JOSÉ RENÉ CUERVO ARAGÓN



**UM ESTUDO SOBRE O IMPACTO DA CODIFICAÇÃO  
ESPAÇO-TEMPORAL E DA MULTIPLEXAÇÃO ESPACIAL EM  
SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES SEM FIO**

Dissertação apresentada como requisito para a  
obtenção do grau de Mestre no Programa de  
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Setor  
de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Dr. Evelio Martín García  
Fernández

CURITIBA

2006

**JOSÉ RENÉ CUERVO ARAGÓN**

**UM ESTUDO SOBRE O IMPACTO DA CODIFICAÇÃO  
ESPAÇO-TEMPORAL E DA MULTIPLEXAÇÃO ESPACIAL EM  
SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES SEM FIO**

**Dissertação apresentada como requisito para obtenção  
do grau de Mestre no Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade  
Federal do Paraná – UFPR.**

**Orientador: Prof. Dr. Evelio Martín García Fernández**

**CURITIBA  
2006**

## **AGRADECIMENTOS**

A Cristo, a quem tudo devo.

À minha esposa Clau, sempre te amarei.

À minha filha Azi, farei o melhor para ti.

A meus pais, agora que sou pai entendo tudo o que vocês fizeram por mim.

Ao Professor Evelio, obrigado por sua paciência e sua sabedoria; ao senhor, minha referência.

## SUMÁRIO

<b>LISTA DE ABREVIACÕES.....</b>	<b>v</b>
<b>LISTA DE FIGURAS.....</b>	<b>vii</b>
<b>LISTA DE TABELAS.....</b>	<b>ix</b>
<b>RESUMO.....</b>	<b>x</b>
<b>ABSTRACT.....</b>	<b>xi</b>
<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>1</b>
<b>2 A TECNOLOGIA MIMO .....</b>	<b>3</b>
2.1 O CANAL MIMO .....	3
2.1.1. Introdução.....	3
2.1.2. Estudos recentes sobre o canal MIMO .....	3
2.1.3. Características Gerais de Propagação .....	7
2.1.4. Modelagem do Canal .....	9
2.2 A DIVERSIDADE .....	12
2.2.1. Conceitos Gerais.....	12
2.2.2 Os Códigos Espaço-Temporais ( <i>Space-Time Codes - STC</i> ) .....	13
2.3 A MULTIPLEXAÇÃO ESPACIAL.....	19
2.3.1 Conceitos Gerais.....	19
2.3.2 A Tecnologia BLAST .....	20
2.4 COMPROMISSO ENTRE MULTIPLEXAÇÃO E DIVERSIDADE .....	30
2.5 OS SISTEMAS HÍBRIDOS.....	33
2.5.1 Análise Geral .....	34
2.5.2. Outras arquiteturas híbridas .....	37
2.6 EXEMPLO DE APLICAÇÃO DOS SISTEMAS HÍBRIDOS NUM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO WLAN.....	39
2.7 CONCLUSÕES .....	43
<b>3 MODELO .....</b>	<b>44</b>
3.1 MODELO GERAL DO SISTEMA HÍBRIDO ANALISADO.....	44

3.1.1 Arquitetura do Transmissor.....	45
3.1.2 Modelo do Canal .....	46
3.1.3 Arquitetura do Receptor .....	47
3.2 PROCEDIMENTO DE DETECÇÃO.....	48
3.3 CONCLUSÕES .....	55
<b>4 RESULTADOS E ANÁLISE.....</b>	<b>57</b>
4.1 PROCEDIMENTO E CONDIÇÕES DE SIMULAÇÃO .....	57
4.2 TOPOLOGIAS PARA AVALIAÇÃO .....	58
4.2.1 Caso I: Sem codificação, $M = 1, N = 1$ .....	58
4.2.2. Caso II: Esquema de Alamouti com $N = 1$ e $N = 2$ .....	62
4.2.3 Caso III: $M = 2$ e $M = 3$ , $N = 3$ .....	64
4.2.4 Caso IV: $M = 2$ e $M = 4$ , $N = 4$ .....	71
4.2.5 Caso V: $M = 3$ .....	76
4.2.6 Caso VI: Hibrido OSIC, $M = 4, N = 4$ .....	87
4.3 CONCLUSÕES .....	88
<b>5 CONCLUSÕES.....</b>	<b>89</b>
5.1 RESUMO DE RESULTADOS .....	89
5.2 TRABALHOS FUTUROS.....	92
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>93</b>
<b>APÊNDICES .....</b>	<b>96</b>
<b>APÊNDICE 1 .....</b>	<b>97</b>
<b>ARTICLE - COMBINING DIVERSITY AND MULTIPLEXING IN WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS.....</b>	<b>97</b>
<b>APÊNDICE 2 .....</b>	<b>103</b>
<b>PROGRAMAS DE SIMULAÇÃO.....</b>	<b>103</b>

## LISTA DE ABREVIACÕES

AWGN - *Additive White Gaussian Noise*, Ruído Gaussiano Branco Aditivo

BER – *Bit Error Rate*, Taxa de Erro de Bit

BLAST – *Bell Labs Layered Space-Time*, Arquitetura em camadas espaço-temporais dos Laboratórios Bell

*bps* – *bits per second*, Bits por segundo

BPSK – *Binary Phase Shift Keying*, Modulação por chaveamento de fase binária

BYTE – Conjunto de 8 bits

D-BLAST - *Diagonal Bell Labs Layered Space Time*, Arquitetura diagonal em camadas espaço-temporais dos laboratórios Bell.

HMTS – *Híbrid Transceiver MIMO Scheme*, Esquema MIMO de Transceptores Híbridos

LAN – *Local Area Network*, Rede de área local

MAN – *Metropolitan Area Network*, Rede de Área Metropolitana

MMSE – *Minimum Mean Square Error*, Erro Médio Quadrático Mínimo

MIMO – *Multiple Input Multiple Output*, tecnologia de Múltiplas antenas no transmissor e no receptor

OFDM – *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*, Multiplexação por divisão de frequência ortogonal

OSI – *Open System Interconnection*, Interligação de Sistema Aberto

OSIC – *Ordered Successive Interference Cancellation*, Algoritmo de cancelamento de interferência sucessiva ordenada

PHY – *Physical layer*, Camada Física

QAM – *Quadrature Amplitude Modulation*, Modulação de Amplitude em Quadratura

QPSK – *Quadrature Phase Shift Keying*, Chaveamento de fase em quadratura

SIC - *Successive Interference Cancellation*, Algoritmo de cancelamento de interferência sucessivo

SISO – *Single Input Single Output*, Sistema de Antenas de uma antena transmissora e uma antena receptor

SNR – *Signal to Noise Ratio*, Relação Sinal-Ruído

STBC – *Space – Time Block Codes*, Códigos Espaço-Temporais de Bloco

STC – *Space –Time Codes*, Códigos Espaço-Temporais

STTC – *Space-Time Trellis Codes*, Códigos Espaço-Temporais de Treliça

TCM- *Trellis Coded Modulation* ,Modulação codificada em Treliça

V-BLAST – *Vertical Bell Labs Layered Space Time*, Arquitetura em Camadas Espaço-Temporal dos laboratórios Bell

WLAN – *Wireless Local Area Network*, rede sem fio de área local

ZF – *Zero Forcing*, Método de Detecção Linear de Forçagem à zero

8-PSK – *8-Phase Shift Keying*

## LISTA DE FIGURAS

Fig. 2.1 – Modelo de sistema MIMO .....	12
Fig. 2.2 – Codificação de Alamouti.....	14
Fig. 2.3 – Arquitetura da Tecnologia Blast .....	21
Fig. 2.4 - Detector MMSE .....	25
Fig. 2.5 - Diagrama de fluxo da detecção de símbolos na tecnologia BLAST .....	29
Fig. 2.6 - Compromisso entre multiplexação e diversidade .....	30
Fig. 2.7 - Compromisso entre ganho de diversidade e ganho de multiplexação para um sistema $M = N = 2$ de símbolos independentes.....	33
Fig. 2.8 – Estrutura híbrida.....	34
Fig. 2.9 – Esquema híbrido de quatro transmissores com um STBC de dois transmissores, mais dois transmissores de símbolos não codificados .....	38
Fig. 2.10 – Esquema híbrido com dois esquemas de Alamouti.....	38
Fig. 2.11 - Esquema de transmissão no padrão 802.11a.....	41
Fig. 2.12 - Esquema híbrido tendo configuração de Alamouti mais um transmissor de símbolo não codificado, sugerido para o padrão IEEE 802.11a.....	41
Fig. 3.1 – Esquema híbrido geral.....	44
Fig. 3.2 – Esquema geral de detecção do modelo .....	50
Fig. 3.3- Diagrama de fluxo da decodificação no esquema híbrido .....	55
Fig. 4.1 – Esquema sem codificação .....	59
Fig. 4.2 – Desempenho em taxa de erro de bit para o esquema SISO sem codificação....	59
Fig. 4.3- Desempenho em Taxa de Erro de bit.....	60
Fig. 4.4 – Desempenho em Taxa de Erro de bit .....	61
Fig. 4.5 – Esquema de Alamouti, $N = 1$ .....	63
Fig. 4.6 – Desempenho em taxa de erro do esquema de Alamouti, $N = 1$ .....	63
Fig. 4.7 - Desempenho de taxa de erro de bit de Alamouti com $N = 2$ .....	64
Fig. 4.8 – Esquema de Alamouti, $N = 3$ .....	66
Fig. 4.9 – Curva de compromisso entre multiplexação e diversidade para o caso de esquema de Alamouti e $N = 3$ .....	67
Fig. 4.10 – BLAST $M = 3$ , $N = 3$ .....	68

Fig. 4.11 – Híbrido $M = 3, N = 3$ .....	68
Fig. 4.12 – Resultados do desempenho para $M = 2$ e $M = 3, N = 3$ .....	70
Fig. 4.13 – Esquema de Alamouti, $N = 4$ .....	71
Fig. 4.14 – BLAST $M = 4, N = 4$ .....	72
Fig. 4.15 – Híbrido $M = 4, N = 4$ .....	72
Fig. 4.16 – Resultados do desempenho com $M = 2$ , e $M = 4, N = 4$ .....	75
Fig. 4.17 – BLAST BPSK, $M = 3, N = i (3 \leq i \leq 6)$ .....	76
Fig.4.18 – Desempenho de taxa de erro .....	77
Fig. 4.19 – BLAST QPSK, $M = 3, N = i, (3 \leq i \leq 6)$ .....	78
Fig. 4.20 – BLAST 8-PSK, $M = 3, N = i (3 \leq i \leq 6)$ .....	79
Fig. 4.21 $M = 3, N = 3$ , Modulações BPSK, QPSK, 8-PSK.....	80
Fig. 4.22 – Híbrido BPSK, $M = 3, N = i (3 \leq i \leq 6)$ .....	81
Fig. 4.23 – Híbrido $M = 3, N = i, (3 \leq i \leq 6)$ .....	83
Fig. 4.24 – Híbrido 8-PSK e $M = 3, N = i (3 \leq i \leq 6)$ .....	84
Fig. 4.25 – Comparativo híbrido para várias modulações.....	85
Fig. 4.26 – Sistema híbrido $M = 3, N = 3$ .....	86
Fig. 4.27 – Diferença de detecção entre os métodos SIC e OSIC para um sistema híbrido $M = 4, N = 4$ .....	88

## LISTA DE TABELAS

TABELA 2.1 - CARACTERÍSTICAS COMPARATIVA DE ESQUEMAS HÍBRIDOS .....	39
TABELA 2.2 - MODOS DE TRANSMISSÃO DO PADRÃO IEEE 802.11A. ....	40
TABELA 2.3 - MODOS DE TRANSMISSÃO DO PADRÃO IEEE 802.11 <sup>A</sup> COM ESQUEMA HÍBRIDO .....	42
TABELA 4.1 - EFICIÊNCIA ESPECTRAL PARA ARQUITECTURAS M=2 (ALAMOUTI) E M=3, N=3.....	70
TABELA 4.2 - EFICIÊNCIA ESPECTRAL PARA ARQUITECTURAS M=2 (ALAMOUTI) E M=4, N=4.....	75
TABELA 4.3 - TEMPO DE SIMULAÇÃO COMPARATIVO ENTRE OS SISTEMAS HÍBRIDO E BLAST PARA $M = 3, N = 3$ , MODULAÇÃO 8-PSK. ....	82
TABELA 4.4 - COMPORTAMENTO DIFERENCIADO ERROS ALAMOUTI E MULTIPLEXAÇÃO - ESQUEMA HÍBRIDO .....	86

## RESUMO

É bem conhecido que sistemas MIMO (*MIMO: Multiple Input Multiple Output*) fornecem um aumento na capacidade do canal sem precisar de maior largura de banda. Este efeito chama-se de ganho de multiplexação. Igualmente, num sistema MIMO com  $M$  antenas transmissoras e  $N$  antenas receptoras, existem  $MN$  enlaces independentes entre o transmissor e o receptor. Nesta situação, é possível fornecer uma protecção  $MN$  vezes maior que para o caso simples de uma antena transmissora e uma antena receptora. Isto se denomina ganho de diversidade. Existe um forte compromisso entre o ganho de multiplexação e o ganho de diversidade. Os sistemas híbridos nascem como fruto deste compromisso, combinando ganho de multiplexação através de estruturas tais como BLAST (*BLAST: Bell Labs Layered Space-Time*), com ganho de diversidade através de códigos espaço-temporais, e criando novos pontos de operação para os sistemas de comunicação sem fio, em termos de eficiência espectral em forte relação com a taxa de erro de bits de informação na recepção. É desejável a utilização de boas estratégias de detecção no receptor dos sistemas híbridos para estimar de modo certo os dados transmitidos. Esta dissertação sugere um procedimento de decodificação para sistemas híbridos e avalia através de simulação computacional o desempenho do modelo sugerido para estes sistemas, estabelecendo comparações com sistemas de multiplexação e de diversidade puros em diferentes configurações de antenas no transmissor e no receptor, e com diferentes modulações. Novas configurações nos transceptores híbridos não avaliadas até agora são sugeridas. Uma análise do desempenho de cada uma das topologias avaliadas é feita.

Palavras Chave: Métodos de diversidade, multiplexação, sistemas MIMO.

## ABSTRACT

*It's well known that MIMO (Multiple Input Multiple Output) systems provide increase in channel capacity without needing additional bandwidth. This effect is called multiplexing gain. In the same way in a MIMO system with  $M$  transmitting antennas and  $N$  receiving antennas, there are  $MN$  independent links between the transmitter and the receiver. In this situation, it's possible to provide a protection  $MN$  times higher than in the simplest case of  $M = N = 1$ . This is called diversity gain. There is a tradeoff between multiplexing gain and diversity gain. Hybrid systems were suggested as a result of this tradeoff, combining multiplexing gain through architectures like BLAST (Bell Labs Layered Space-Time), with diversity gain through space-time codes, and creating new operating points for wireless communication systems in terms of spectral efficiency in strong relationship with the information bit error rate. It's necessary to project a detection strategy in the receiver of the hybrid systems to estimate correctly the transmitted data. This dissertation suggests a decoding procedure for hybrid systems and tests, through computer simulation, the error performance of this model, stating comparisons with multiplexing-only and diversity-only systems, with different modulation constellations. In addition, new configurations in the hybrid transceivers, not tested until now, are suggested. An analysis of the error performance of each one of the proposed topologies is done.*

*Index Terms: Diversity methods, multiplexing, MIMO systems.*

# 1 INTRODUÇÃO

A crescente demanda por serviços multimídia e por mobilidade nas redes de computadores tem resultado num intenso trabalho de pesquisa desde a década passada. As redes locais sem fio (*WLAN: Wireless Local Area Network*), são atrativas por sua mobilidade, mas as altas taxas de transmissão de dados atingidas pelas redes locais com fio (*LAN: Local Area Network*), parecem ainda difíceis de serem igualadas. O requerimento por altas taxas de transmissão na interface aérea, mantendo uma confiabilidade na transmissão da informação, é um desafio que envolve múltiplas dificuldades.

Por uma parte está a limitação do uso de uma maior largura de banda; o espectro é um recurso escasso e caro. Por outra parte, está a dificuldade da utilização do canal sem fio, o qual se caracteriza por ser um meio pouco amigável devido às complicadas restrições de propagação na interface aérea; estas restrições são provocadas fundamentalmente por dois motivos, o desvanecimento e a interferência. Como lidar com estes dois problemas é um assunto chave no projeto de sistemas que usem o canal sem fio.

Uma alternativa para combater o desvanecimento é a diversidade, entendendo a diversidade como a possibilidade de ter no processo de recepção uma ou várias réplicas do sinal transmitido para aumentar a probabilidade de uma correta recepção. As técnicas de diversidade podem incluir diversidade espacial, diversidade temporal e diversidade em frequência.

Sistemas com múltiplas antenas tanto no transmissor como no receptor são uma forma especial de diversidade espacial; esta tecnologia é conhecida como MIMO e com ela consegue-se atingir elevadas taxas de transmissão sem precisar de potência ou de largura de banda adicionais. Por outra parte, um melhoramento na confiabilidade do enlace pode ser obtido devido ao fato que os sistemas MIMO fornecem diversidade.

Nos sistemas sem fio, a utilização da tecnologia MIMO cria um canal de comunicações com múltiplas entradas e múltiplas saídas que pode ser caracterizado

por uma matriz de canal que relaciona as entradas com as saídas. Estes sistemas fornecem diversidade e multiplexação. O princípio básico da diversidade é que, num sistema de comunicação sem fio, onde a confiabilidade do enlace pode variar muito com o par transmissor-receptor, têm-se agora múltiplas possibilidades de atingir uma transmissão confiável já que várias replicas do sinal são recebidas através de caminhos independentes. Assim, com alta probabilidade, pelo menos um dos caminhos não estará em estado de desvanecimento num instante dado. Já com o uso de multiplexação, a informação original é dividida em seqüências menores que são moduladas e transmitidas independente e simultaneamente por diferentes antenas transmissoras. No receptor, estas seqüências são detectadas individualmente através de técnicas de processamento de sinais, e em seguida, re-integradas numa seqüência única que representa uma estimação da seqüência original.

Dado que com a tecnologia MIMO pode-se obter aumento de capacidade através da multiplexação, e maior proteção no canal sem fio através da diversidade, é possível estudar o uso de estruturas combinadas que forneçam simultaneamente ambas alternativas. Estas estruturas se chamam de estruturas híbridas.

Esta Dissertação de Mestrado tem o objetivo de avaliar o desempenho em taxa de transmissão e em taxa de erro de bit, de esquemas de codificação de canal híbridos, usando múltiplas antenas para sistemas de comunicações móveis. Um esquema de decodificação para estes sistemas é proposto e comparações com outros trabalhos são apresentadas. Estruturas com diferentes números de antenas são avaliadas. Como motivação, sua aplicação sobre a camada física de redes locais sem fio no padrão IEEE 802.11a é analisada. No capítulo dois está a fundamentação teórica e ampliação dos temas chaves para este trabalho. Os sistemas de multiplexação de diversidade e híbridos são estudados neste capítulo. No capítulo três, o modelo geral proposto é examinado. Uma detalhada análise do esquema de decodificação é apresentada e discutida. No capítulo quatro se apresentam os resultados das simulações com a avaliação destes resultados. No capítulo cinco se apresentam as conclusões.

## 2 A TECNOLOGIA MIMO

### 2.1 O CANAL MIMO

#### 2.1.1. Introdução

Este capítulo procura discorrer sobre os principais conceitos utilizados no modelo proposto nesta Dissertação. Inicialmente, considera-se o estudo nos anos recentes que tem sido feito sobre o canal MIMO. Na seqüência, realiza-se uma análise de suas características de propagação, e sua modelagem. Posteriormente, abordá-se o tema da diversidade, analisando suas formas principais, focalizando na diversidade espaço-temporal e o caso de interesse particular do esquema de Alamouti. Depois se analisa a multiplexação espacial nos sistemas MIMO, suas propriedades e se detalha um caso clássico de multiplexação, a arquitetura BLAST. O compromisso entre diversidade e multiplexação é avaliado. Como produto deste compromisso, discorre-se sobre a importância dos sistemas híbridos. Um estudo destes sistemas é feito, e um exemplo de uma aplicação sobre um sistema de comunicações WLAN é analisado.

#### 2.1.2. Estudos recentes sobre o canal MIMO

A análise do canal MIMO não é nova. Publicações na área da teoria da informação têm abordado a questão do efeito da utilização de múltiplas antenas na capacidade do canal com desvanecimento. Nesse sentido, Telatar [1] obteve expressões para a capacidade do canal em sistemas com múltiplas antenas em presença de ruído gaussiano. Estas expressões [1] foram obtidas supondo-se que o desvanecimento é independente entre utilizações consecutivas do canal. O autor conclui que com o uso de múltiplas antenas a capacidade se incrementará notavelmente desde que os parâmetros do canal possam ser estimados no receptor e

na medida em que os ganhos de percurso entre cada antena transmissora e cada antena receptora sejam independentes um do outro.

Quase ao mesmo tempo, Foshini e Gans [2] chegaram a resultados sobre capacidade do canal, considerando desvanecimento quase-estático, ou seja, constante durante um intervalo de tempo relativamente longo e com variações estatisticamente independentes entre esses intervalos. A principal conclusão extraída dos trabalhos anteriores é que a capacidade de canal em sistemas de comunicações móveis com múltiplas antenas é bem maior do que a correspondente aos sistemas que utilizam somente uma antena. Em particular, a capacidade de transmissão de informação em bps aumenta linearmente com o número de antenas transmissoras desde que o número de antenas receptoras seja maior ou igual do que o número de antenas transmissoras.

A partir destes resultados vários trabalhos têm sido desenvolvidos tendo como objetivo aumentar a capacidade do canal com desvanecimento através da utilização de diversidade de antena na transmissão. Por exemplo, o esquema proposto por Wittneben [3], é baseado na transmissão da mesma informação por duas antenas simultaneamente, sendo que a informação que chega a uma das antenas experimenta uma demora equivalente à duração de um símbolo com respeito à outra antena. Não há nenhuma penalidade na largura de banda devido à utilização deste procedimento, pois, neste esquema, dois símbolos de canal são transmitidos simultaneamente.

Baseados neste trabalho, Tarokh *et al.* [4] responderam afirmativamente a questão sobre se é possível selecionar um código de canal melhor do que a estratégia usada por Wittneben para incrementar o desempenho, mantendo inalterada a taxa de transmissão e, a seguir, propuseram os chamados códigos espaço-temporais de treliça (*STTC: Space-Time Trellis Codes*) em 1998. Estes códigos operam sobre um símbolo da constelação de modulação utilizada a cada instante de tempo, produzindo um vetor formado por combinações lineares desses símbolos, cujo comprimento é equivalente ao número de antenas utilizadas na transmissão. Da mesma forma que a modulação codificada em treliça

(*TCM: Trellis Coded Modulation*) para canais com somente uma antena, os códigos espaço-temporais de treliça proporcionam ganho de codificação. A principal desvantagem destes códigos é que são difíceis de serem construídos com altas taxas de transmissão, pois os critérios utilizados na sua construção baseiam-se em operações no domínio complexo das modulações em banda básica, e não no domínio binário ou discreto, no qual, os códigos de canal são tradicionalmente projetados.

No mesmo ano de 1998, e focalizando o assunto da complexidade na decodificação, Alamouti [5] inventou um esquema de codificação espaço-temporal bastante simples utilizando duas antenas transmissoras. Este algoritmo de decodificação simples pode ser generalizado para qualquer número de antenas receptoras. A complexidade do código de Alamouti é bem menor se comparada aos códigos espaço-temporais de treliça, mas o desempenho do mesmo é ligeiramente inferior. O trabalho de Alamouti tem sido referência para a pesquisa na área da tecnologia MIMO e o código apresentado em [5] é mundialmente conhecido como código de Alamouti.

Posteriormente Tarokh *et.al.* [6] generalizaram este resultado introduzindo os chamados códigos espaço-temporais de bloco (*STBC: Space-Time Block Codes*). Estes códigos operam sobre um bloco de símbolos de entrada produzindo na sua saída uma matriz cujas colunas estão associadas ao número de antenas, e cujas linhas representam instantes de tempo. Ao contrário dos códigos de bloco para o canal gaussiano com somente uma antena transmissora, a maior parte dos códigos espaço-temporais de bloco não proporcionam ganho de codificação. A principal característica destes códigos consiste em proporcionar ganho de diversidade máximo com uma complexidade de codificação/decodificação baixa. Bons códigos foram projetados em [6] para sistemas de comunicações sem fio com um número de antenas entre dois e oito. O código de Alamouti é um caso particular desta classe de códigos.

Como uma aplicação específica dos Códigos Espaço-Temporais de Bloco, Stamoulis [7] apresentou um trabalho no qual foi obtida uma melhora no

desempenho de erro na camada física do padrão de rede sem fio IEEE 802.11a com a utilização do código de Alamouti. Baseado nestes resultados, o autor faz um estudo para demonstrar que a melhora na taxa de erro de bits (*BER: Bit Error Rate*) na camada física do padrão 802.11a se reflete na camada de enlace e na camada de rede, produzindo-se um melhor comportamento da eficiência ou *throughput* da rede. Com a diminuição da taxa de erro de bits, a camada física apresenta-se para as camadas superiores numa condição melhor. Assim, menos dados são perdidos na transmissão pelo efeito adverso do meio e por isso menos retransmissões de dados são necessárias. Isto leva a um aumento de *throughput* na camada de rede.

Paralelamente, com a aplicação da tecnologia MIMO e os códigos Espaço - Temporais de Bloco em sistemas de comunicações sem fio, resultados recentes de trabalhos de pesquisa têm abordado a relação entre diversidade e taxa de transmissão de dados. Nesse sentido, Zheng e Tse [8] apresentaram um trabalho onde estabeleceram o compromisso existente entre estas duas variáveis.

Almeida *et al.* [9] avaliaram o desempenho de um sistema MIMO que combina diversidade de transmissão e esquemas de multiplexação numa estrutura com quatro antenas transmissoras colocadas em dois grupos de duas antenas, cada um dos grupos codificados através de Códigos Espaço-Temporais de Bloco, e quatro antenas receptoras em conjunto com receptores projetados para desvanecimento plano e para canais seletivos em frequência. Os esquemas, combinando técnicas de diversidade e multiplexação, são chamados de sistemas híbridos.

Baseados no trabalho anterior, Freitas *et al.* [10] avaliaram o desempenho de sistemas híbridos quando o desvanecimento correlacionado está presente no transmissor, e compararam o desempenho de erro com estruturas híbridas inseridas em ambientes de desvanecimento descorrelacionado. Um algoritmo para decodificar os sistemas híbridos propostos foi apresentado.

Os resultados encontrados nos trabalhos prévios foram sumarizados por Freitas *et al.* em [11] e [12] onde os autores discorrem sobre diferentes esquemas com tecnologia MIMO para alcançar esses pontos meios de operação. Uma das

considerações importantes feitas neste trabalho é que sempre dentro das tecnologias sem fio procuram-se dois objetivos básicos: altas taxas de transmissão de dados e mais robustez ante as imperfeições do canal sem fio através da utilização de diversidade. O primeiro objetivo é atingido por meio da utilização da tecnologia MIMO, entendida no mesmo contexto de Zheng [8], ou seja, como técnica de multiplexação espacial. O segundo objetivo é atingido por meio da utilização de códigos espaço-temporais.

Com base no uso de múltiplas antenas no transmissor e no receptor, pode-se buscar a máxima diversidade fornecida pelos códigos espaço – temporais. A partir das considerações feitas em [11], surgem os transceptores MIMO híbridos. Estes sistemas fazem uso simultâneo da multiplexação espacial e dos códigos STBC para conseguir ganho de diversidade máximo com taxas de transmissão de dados mais altas do que as que seriam conseguidas com o uso isolado de códigos espaço-temporais.

### 2.1.3. Características Gerais de Propagação

No item 2.1.2 foram apresentadas as diferentes abordagens que o canal MIMO tem tido nos últimos anos. É o momento de iniciar o estudo do canal, partindo dos princípios básicos de propagação.

A propagação no meio sem fio é uma tarefa desafiadora. O sinal deve enfrentar características aleatórias e dinâmicas com efeitos geralmente nocivos. A primeira dificuldade a ser analisada para a propagação do sinal no meio sem fio é a denominada variabilidade em larga escala, a qual está associada à variação do sinal ocorrida no deslocamento da ordem de até centenas de comprimentos de onda do sinal [13], desde o transmissor até o receptor. Esta variabilidade se traduz em dois efeitos, a perda de percurso e o sombreamento. A perda de percurso é a variação do nível da potência média do sinal devido à propagação no espaço livre; o sombreamento acontece gerado pela intermitente aparição de obstáculos tais como edifícios, carros e árvores.

A segunda dificuldade a ser analisada que enfrenta o sinal é a variabilidade em pequena escala, a qual se apresenta numa escala da ordem do comprimento de onda do sinal [13]. Estas variações de pequena escala se geram devido a que o sinal transmitido pode ir através de percursos diferentes para chegar ao receptor. Nesta situação, para cada percurso diferente tomado pelo sinal transmitido, haverá um grupo de componentes espalhados chegando ao receptor. O componente formado pela superposição dos componentes espalhados provenientes de um determinado percurso é chamado componente de multipercurso. Os multipercursos chegam ao receptor com amplitudes, fases e atrasos aleatórios e se combinam construtiva ou destrutivamente. O resultado final é uma rápida flutuação na amplitude do sinal recebido num curto período de tempo. Isto se denomina desvanecimento em pequena escala.

O desvanecimento em pequena escala tem diferentes variáveis a considerar. As componentes em fase e em quadratura do sinal recebido (modulado digitalmente) são independentes, distribuídas normalmente. Quando o transmissor e o receptor não têm linha de visada, a envoltória pode ser descrita estatisticamente usando a distribuição de Rayleigh [13]; já a fase segue uma distribuição uniforme no intervalo  $[0, 2\pi]$ . No caso contrário, existindo linha de visada entre o transmissor e o receptor, o desvanecimento é descrito estatisticamente por uma distribuição de Rice. A função de densidade de probabilidade de Rayleigh se define como:

$$p(r) = \begin{cases} (r/\sigma^2) \exp(-r^2/2\sigma^2) & (0 \leq r \leq \infty) \\ 0 & (r < 0) \end{cases} \quad (2.1)$$

onde  $\sigma^2$  é a variância [14].

A distribuição de Rice está descrita pela seguinte função de densidade de probabilidade:

$$p_r(r) = (r/\sigma^2) \exp\left(-\frac{r^2 + A_0^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rA_0}{\sigma^2}\right), \quad r \geq 0 \quad (2.2)$$

Onde:

$I_0$  é a função de Bessel modificada de primeira espécie de ordem zero [14].

$A_0$ : Quando se tem um raio direto desde o transmissor até o receptor, se configura a linha de visada. Nesta situação, a amplitude deste raio é  $A_0$ .

Nos sistemas MIMO, considera-se que os arranjos de antenas transmissoras e receptoras não têm linha de visada, quer dizer, seguem a consideração da equação (2.1).

Esta consideração está baseada no fato que nos canais MIMO, os sinais encontram uma série de obstáculos que geram uma grande quantidade de componentes multipercurso. Assim, um número significativo de componentes de onda com amplitudes diferentes e ângulos de chegada uniformemente distribuídos devido ao espalhamento sofrido pelo sinal na vizinhança do móvel, chegam a cada um dos receptores; neste caso, o sinal no receptor terá uma envoltória com distribuição de Rayleigh.

#### 2.1.4. Modelagem do Canal

##### a) Classificação de canais multipercurso

No contexto de canais multipercurso, o canal pode ser analisado sob o ponto de vista de frequência ou do tempo.

Sob o ponto de vista de frequência, um parâmetro importante é a largura de banda de coerência do canal  $B_c$ , a qual é uma medida da largura de banda de transmissão para a qual a distorção do sinal ao longo do canal se torna perceptível [14]. Em outras palavras, a banda de coerência é a faixa de frequências onde o canal pode ser considerado sem distorção ou plano [15]. Neste contexto, se diz que o canal é seletivo em frequência se a largura de banda de coerência do canal for menor que a largura de banda do sinal [14]. Nos casos tratados nesta Dissertação, considera-se que a largura de banda do sinal é menor que a largura de banda de coerência do canal, assim, nenhum componente do sinal sofre distorção causada pelo canal. Quando sinais de banda estreita são analisados geralmente pode se considerar o desvanecimento como plano. Para o caso de canais seletivos em frequência, o canal se comporta como um filtro seletivo em frequência e alguns

componentes do sinal transmitido serão afetados pelo canal de maneira diferente a outros. Na situação contrária, sendo a largura de coerência maior que a largura de banda ocupada pelo sinal transmitido, o canal afetará por igual todos os componentes de frequência do sinal e o desvanecimento chama-se de desvanecimento plano.

Do ponto de vista temporal, um parâmetro importante é o tempo de coerência,  $\tau_c$ , o qual fornece uma medida da duração do sinal transmitido para o qual a distorção ao longo do canal se torna perceptível [14]. O canal é seletivo em tempo se o tempo de coerência do canal for menor comparado à duração do sinal recebido. O canal não é seletivo em tempo (ou plano no tempo) caso contrário.

O canal também pode ser classificado como de desvanecimento lento ou desvanecimento rápido. Um canal de desvanecimento lento é aquele onde o período de símbolo do sinal transmitido é mais curto que o tempo de coerência [16].

Uma outra característica importante do canal é que ele seja quase-estático; nesta condição, a resposta ao impulso do canal varia tão lentamente durante a duração de um bloco de comunicação que pode ser considerada invariável, apenas variando de um bloco para outro [11]. Isto representa que o canal não vai mudar durante a transmissão de um bloco de dados, sendo que poderia variar de um bloco para outro. Para as avaliações de desempenho feitas nesta Dissertação esta consideração é fundamental, pois o canal fica constante durante cada uma das simulações.

#### b) Modelo do canal MIMO sem fio

É necessário então criar um modelo adequado de canal MIMO que abranja as principais propriedades do canal sem fio. Em geral no caso dos sistemas MIMO, a relação entrada-saída do sistema pode ser representada pela seguinte equação:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.3)$$

onde  $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{M-1}]^T$  é o vetor de símbolos transmitidos,  $\mathbf{y} = [y_0, y_1, \dots, y_{N-1}]^T$  é o vetor de símbolos recebidos,  $\mathbf{H}_{(N \times M)}$  a matriz que representa

o canal,  $\mathbf{n} = [n_0, n_1, \dots, n_{N-1}]^T$  é o vetor complexo de ruído Gaussiano branco aditivo (*AWGN: Additive White Gaussian Noise*). Este ruído Gaussiano é um processo aleatório com valor médio igual a zero [14]. As razões para esta última suposição é que ela viabiliza os cálculos para o receptor, e é uma descrição razoável do tipo de ruído presente em muitos sistemas práticos de comunicação. Em geral (2.3) é a equação chave dos sistemas MIMO sem fio, já que relaciona a entrada e saída através da matriz de canal  $\mathbf{H}$ .

A matriz de canal MIMO,  $\mathbf{H}$ , pode ser representada da seguinte maneira:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{00} & h_{01} & \dots & h_{0(M-1)} \\ h_{10} & h_{11} & \dots & h_{1(M-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{(N-1)0} & h_{(N-1)1} & \dots & h_{(N-1)(M-1)} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Cada um dos elementos  $h_{ij}$  representa o coeficiente de ganho de percurso do canal entre o transmissor  $j$  e o receptor  $i$ . Os elementos  $h_{ij}$  serão considerados como sendo amostras independentes e identicamente distribuídas (*i.i.d*) de uma variável aleatória complexa gaussiana; isto significa que cada um dos elementos  $h_{ij}$  não tem correlação com os outros; já a envoltória de  $h_{ij}$ , segue uma distribuição Rayleigh. Na Figura 2.1 observa-se o modelo do canal MIMO.

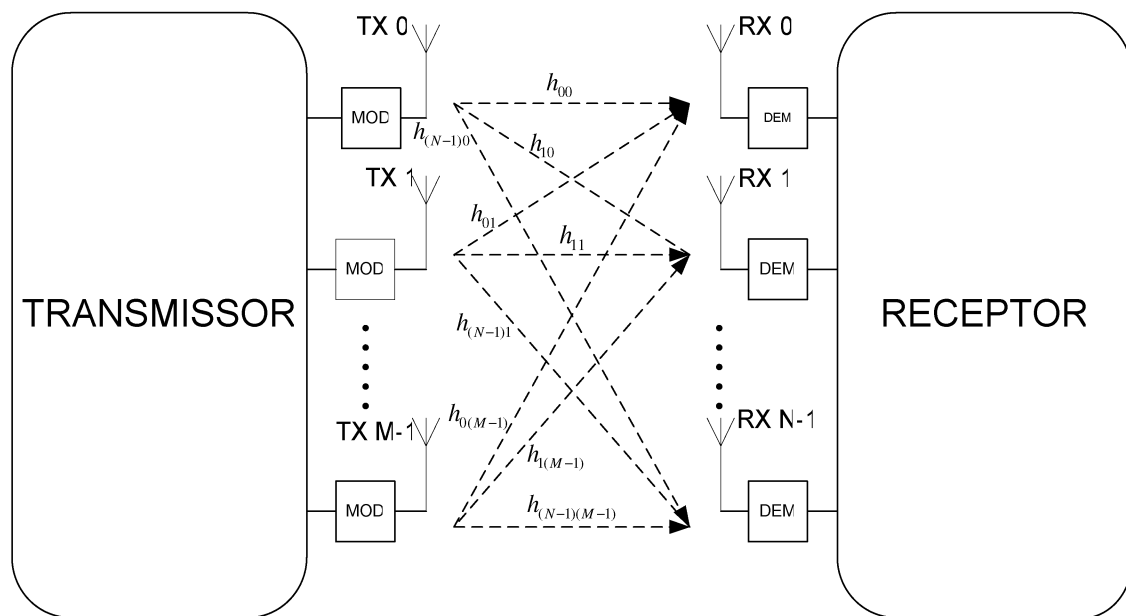


Fig. 2.1 – Modelo de sistema MIMO

É necessário notar que tem se colocado para cada um dos transmissores um modulador, e para cada um dos receptores um demodulador. Em geral nos sistemas de comunicações, a transmissão de informação é otimizada através da modulação.

## 2.2 A DIVERSIDADE

### 2.2.1. Conceitos Gerais

Tal como foi comentado no item 2.1.3, os canais sem fio sofrem atenuação devido à propagação multipercurso. A atenuação pode ser tal que o receptor seja incapaz de determinar com precisão o sinal transmitido. Precisa-se de um recurso que forneça réplicas do sinal, de forma que tais réplicas sejam transmitidas redundantemente através de canais que sofram desvanecimentos independentes, existindo desta forma uma alta probabilidade que pelo menos um dos canais não seja afetado pelo desvanecimento.

Existem vários tipos de diversidade, entre eles:

- Diversidade espacial: Significa enviar ao receptor o mesmo sinal desde locais diferentes com a condição que exista descorrelação entre os caminhos percorridos pelo sinal emitido desde os diferentes pontos. Esta técnica de diversidade é feita através da utilização de múltiplas antenas no transmissor e/ou no receptor, separadas convenientemente para garantir a descorrelação entre os caminhos percorridos pelo sinal. O espaçamento entre antenas adjacentes para garantir esta descorrelação deve ser de pelo menos sete vezes o comprimento da onda [14];
- Diversidade de tempo: O mesmo sinal é transmitido em diferentes instantes de tempo, o espaçamento entre os intervalos deve ser maior que o tempo de coerência do canal  $\tau_c$ ;
- Diversidade de frequência: É conseguida, enviando-se ao receptor o mesmo sinal em diferentes bandas de frequências. Estas frequências devem ter um espaçamento igual ou maior que a largura de banda de coerência do canal [14].

### 2.2.2 Os Códigos Espaço-Temporais (*Space-Time Codes - STC*)

Visando fornecer diversidade, vários tipos de esquemas têm sido sugeridos. Um deles são os códigos espaço-temporais, os quais fornecem redundância em espaço, através do uso de múltiplas antenas, e redundância no tempo, através da codificação de canal. Como foi comentado na seção 2.1.2, as primeiras estruturas procurando atingir este objetivo foram sugeridas por Wittneben [3] e Tarokh [4].

No caso de [3], a mesma informação é transmitida por duas antenas, mas com um atraso de um intervalo de símbolo. E no caso de [4], os dados são codificados por um código de canal; posteriormente, estes dados codificados são mapeados pelo codificador espaço-tempo de Treliça um símbolo ao tempo ao vetor de saída; o código de canal cria correlação entre as palavras código, tanto em tempo (entre símbolos sucessivos), como em espaço (entre as diferentes antenas) [17]. No

receptor, o sinal em cada antena receptora é uma superposição linear dos  $M$  sinais transmitidos, contaminados pelo ruído. Esta nova classe de esquemas de codificação de canal foi chamada de Códigos Espaço-Temporais de Treliça (*STTC: Space-Time Trellis Codes*). Os códigos possuem um ganho de diversidade dado pela quantidade de antenas transmissoras. A desvantagem destes códigos está na alta complexidade para sua decodificação.

#### a) O código de Alamouti

Para tratar o problema da complexidade da decodificação nos códigos espaço-temporais, Alamouti [5] sugeriu um elegante esquema de diversidade com duas antenas de transmissão e uma antena de recepção, podendo ser generalizado a  $N$  antenas de recepção [18]. Vários trabalhos têm sido publicados em relação ao tema [4], [19]. O código de Alamouti introduz correlação espacial e temporal nos sinais transmitidos pelas diferentes antenas, aumentando a ordem de diversidade no receptor e facilitando sua decodificação no receptor.

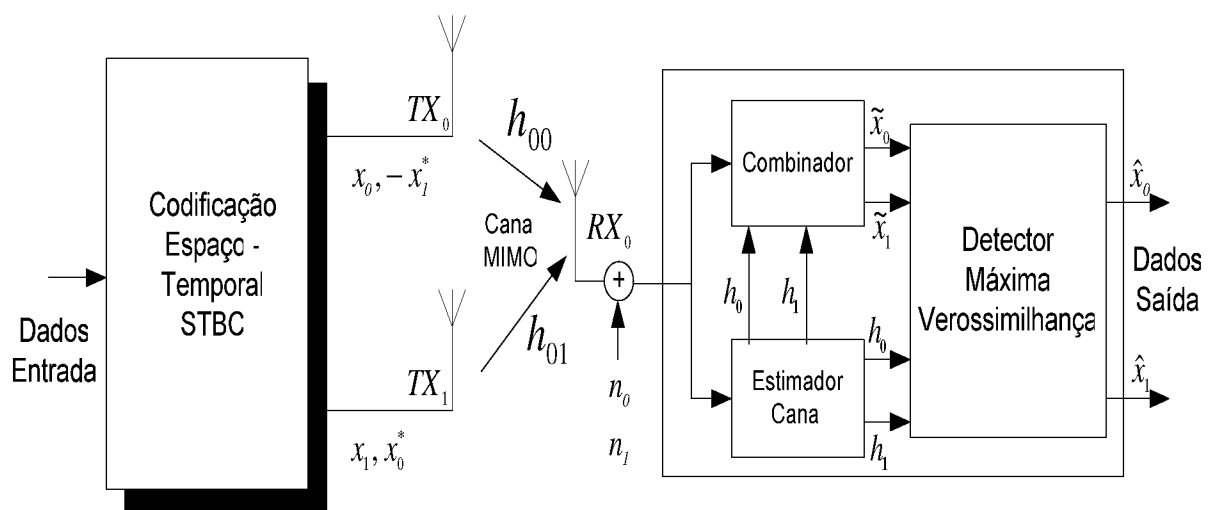


Fig. 2.2 – Codificação de Alamouti

Na Figura 2.2 observa-se o esquema de Alamouti. O funcionamento deste esquema pode ser definido em três passos [5]:

- Codificação e seqüência de transmissão: Os dados ingressam a um

codificador espaço-temporal STBC. STBC é um tipo especial de código Espaço-Temporal (STC). Desde os transmissores  $TX_0$  e  $TX_1$  se enviam dois símbolos  $x_0$  e  $x_1$  sobre dois períodos de tempo: no tempo  $t_0$ ,  $x_0$  e  $x_1$  são transmitidos; no tempo  $t_1$ , os símbolos transmitidos são  $-x_1^*$  e  $x_0^*$ , onde  $(\cdot)^*$  representa conjugado complexo. A matriz  $\mathbf{A}$  de símbolos de Alamouti pode ser colocada, no caso de dois transmissores e um receptor, como se apresenta na seguinte matriz:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} x_0 & x_1 \\ -x_1^* & x_0^* \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Nesta matriz cada coluna representa um transmissor, e cada linha um período de símbolo. O canal no tempo  $t_0$  pode ser modelado como uma distorção multiplicativa  $h_{00}$  para a antena transmissora zero, e  $h_{01}$  para a antena transmissora um. Se for assumido que o canal permanece constante sobre os dois períodos de símbolo, então o sinal  $y_i$  ( $0 \leq i \leq 1$ ) recebido em (2.3) pode ser equivalentemente formulado como:

$$\begin{aligned} y_0 &= h_{00}x_0 + h_{01}x_1 + \eta_0 \\ y_1 &= -h_{00}x_1^* + h_{01}x_0^* + \eta_1 \end{aligned} \quad (2.6)$$

Que pode ser equivalentemente escrita [7] como:

$$\begin{bmatrix} y_0 \\ y_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{00} & h_{01} \\ -h_{01}^* & h_{00}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_0 \\ \eta_1 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Onde  $y_0$  e  $y_1$  são os sinais recebidos nos tempos  $t$  e  $t+T$ , e  $\eta_0$  e  $\eta_1$  são variáveis aleatórias complexas representando o ruído aditivo.

- Esquema de combinação: O combinador do receptor cria os seguintes dois sinais:

$$\begin{aligned} \tilde{x}_0 &= h_{00}^* y_0 + h_{01} y_1^* \\ \tilde{x}_1 &= h_{01}^* y_0 - h_{00} y_1^* \end{aligned} \quad (2.8)$$

- Regra de decisão de máxima verossimilhança: Os sinais da equação (2.8) são enviados a um detector de máxima verossimilhança, o qual estima os sinais  $x_0$  e  $x_1$  com a mínima probabilidade de erro. Os sinais resultantes de desenvolver (2.8), são equivalentes aos resultados obtidos a um sistema de um  $TX$  e dois  $RX$  [5]. Isto significa que a ordem de diversidade do esquema de Alamouti é igual à ordem de diversidade de um sistema com um  $TX$  e dois  $RX$ . Quer dizer que com o novo esquema é possível fornecer diversidade ao sistema usando mais de uma antena no transmissor, e já não no receptor, como era tradicional.

Seguindo a equação 2.7, o esquema de detecção pode ser generalizado para  $N$  antenas receptoras da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} y_{0,0} \\ y_{0,1}^* \\ \vdots \\ y_{N-1,0} \\ y_{N-1,1}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{00} & h_{01} \\ -h_{01}^* & h_{00}^* \\ \vdots & \vdots \\ h_{(N-1)0} & h_{(N-1)1} \\ -h_{(N-1)1}^* & h_{(N-1)0}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{0,0} \\ n_{0,1} \\ \vdots \\ n_{N-1,0} \\ n_{N-1,1} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Onde  $y_{i,t}$  e  $n_{i,t}$  são o sinal recebido e ruído na antena receptora  $i$  durante o tempo  $t$  respectivamente. Neste caso, os sinais detectados são:

$$\tilde{x}_0 = \sum_{i=0}^{N-1} (h_{i0}^* y_{i0} + h_{i1} y_{i1}^*) \quad (2.10)$$

$$\tilde{x}_1 = \sum_{i=0}^{N-1} (h_{i1}^* y_{i0} - h_{i0} y_{i1}^*) \quad (2.11)$$

Finalmente, os símbolos estimados  $\hat{x}_0$  e  $\hat{x}_1$  podem ser obtidos por meio de um detector de máxima verossimilhança. Se o canal não for conhecido, o canal pode ser estimado no receptor através do envio de seqüências de treinamento conhecidas. Neste trabalho, assume-se que o receptor conhece o canal. O canal se considera quase-estático.

Um outro parâmetro importante para avaliar o desempenho do sistema é a taxa de transmissão de dados. Esta taxa se define como o número de símbolos que

são codificados por intervalos de sinalização. Se  $K$  símbolos são enviados em  $T$  intervalos de tempo, a taxa de transmissão  $R$  estará dada por:

$$R = K/T \quad (2.12)$$

A taxa  $R$  é uma medida da quantidade de redundância inserida pelo código. No caso do esquema de Alamouti,  $K = 2$  símbolos de informação são transmitidos em  $T = 2$  intervalos de sinalização, assim a taxa fica determinada como sendo  $R = 1$ .

Definida a taxa de transmissão do código de Alamouti, é possível definir sua eficiência espectral. Como foi mencionado no modelo do canal MIMO na seção 2.1.4, os símbolos são modulados antes de serem enviados pelos transmissores. Se uma modulação  $P$ -QAM, ou  $P$ -PSK é usada (onde  $P$  é cardinalidade do esquema de modulação utilizado), cada símbolo possui  $\log_2(P)$  bits de informação. A cardinalidade  $P$  do esquema de modulação significa o número de símbolos do alfabeto gerado pela modulação.

Assim, a eficiência espectral pode se expressar como [11]:

$$\eta = R \log_2(P) \text{ bps/Hz} \quad (2.13)$$

No caso particular do esquema de Alamouti, a taxa é  $R = 1$ , o que reduz a eficiência espectral a:

$$\eta = \log_2(P) \text{ bps/Hz} \quad (2.14)$$

Para avaliar o desempenho do esquema de Alamouti em termos de confiabilidade, é necessário encontrar a taxa de erro de bit (BER) do esquema.

Em alguns sistemas de transmissão digital [14], a taxa de erro de bit se pode definir como:

$$BER = \frac{P_{r_e}}{\log_2(P)} \quad (2.15)$$

Onde  $P_{r_e}$  é a probabilidade de erro de símbolo, e  $P$  é a cardinalidade do esquema de modulação. Para encontrar a probabilidade de erro, primeiro precisa-se achar o número de erros, comparando os símbolos detectados em recepção com relação aos símbolos transmitidos para um valor fixo de  $SNR$ , conforme este valor é

definido em (2.16). Tendo este número de erros, divide-se pela quantidade de símbolos transmitidos, e esta relação é aproximadamente a probabilidade de erro de símbolo. Posteriormente, aplica-se a equação (2.15) para obter a taxa de erro de bit. A taxa de erro assim definida é avaliada em diferentes valores de  $SNR$ . Para sistemas digitais, a relação  $SNR$  define-se como:

$$SNR = \frac{E_b}{N_0} [\text{dB}] \quad (2.16)$$

Onde  $E_b$  é a energia de bit, e  $N_0$  é a densidade espectral de potência de ruído. Uma explicação detalhada deste conceito encontra-se em [20].

Para a avaliação de desempenho de erro do esquema de Alamouti, igual que para os outros sistemas usados nesta Dissertação, será usada a taxa de erro de bit e a relação  $SNR$  como foram definidas em 2.15 e 2.16.

#### b) Generalização dos códigos espaço-temporais

A partir do trabalho de Alamouti [5], e como foi mencionado no Capítulo 1, Tarokh *et al.*[6] generalizaram este resultado introduzindo os chamados códigos espaço-temporais de bloco (*Space-Time Block Codes-STBC*). Com este trabalho Tarokh apresentou diversos esquemas de codificação espaço-temporal baseados em construções ortogonais. Estes códigos operam sobre um bloco de símbolos de entrada produzindo na sua saída uma matriz cujas colunas representam o número de antenas transmissoras, e cujas linhas estão associadas ao número de instantes de tempo. A complexidade de codificação destes códigos é baixa.

Um exemplo da generalização dos códigos espaço-temporais, se observa na matriz **A** :

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 \\ -x_3 & x_4 & -x_1 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* \\ -x_4^* & -x_3^* & x_2^* \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Nesta matriz, têm-se três antenas transmissoras (três colunas). Enviam-se quatro símbolos ( $x_1$  a  $x_4$ ) em oito intervalos de tempo (oito linhas da matriz). Assim, a eficiência espectral deste esquema espaço-temporal se expressa como:

$$\eta = (1/2) \log_2(P) \text{ bps/Hz} \quad (2.18)$$

## 2.3 A MULTIPLEXAÇÃO ESPACIAL

### 2.3.1 Conceitos Gerais

Ao mesmo tempo de ganhar confiabilidade na transmissão de dados nos sistemas sem fio, as estruturas MIMO visam o aumento de capacidade do sistema. Este aumento de capacidade é atingido através da transmissão simultânea de símbolos desde o transmissor. Num ambiente de espalhamento com desvanecimento Rayleigh independente, a estrutura pode atingir taxas que crescem linearmente com o número de antenas transmissoras [21].

Foschini *et al.* fizeram em [2] uma análise do aumento da capacidade nos sistemas MIMO se baseando no estabelecido por Shannon em sua bem conhecida fórmula de capacidade:

$$C = B \log_2(1 + SNR) \text{ bps} \quad (2.19)$$

Partindo desta equação, Foschini aproveita a relação  $SNR$  do sistema para inserir a influência tanto de antenas transmissoras como receptoras na estrutura

MIMO e obter expressões de capacidade em função do número de transmissores e de receptores.

O aumento de capacidade leva diretamente a um incremento de eficiência espectral, já que todas as antenas transmitem simultaneamente na mesma banda de frequência. Este incremento de capacidade se conhece como ganho de multiplexação e descreve quanto a capacidade de canal pode ser aumentada usando-se os sub-canais espaciais criados pela estrutura MIMO.

Supondo um sistema MIMO de  $M$  antenas transmissoras e  $N$  antenas receptoras, na recepção cada uma das  $N$  antenas receptoras recebe todos os sinais transmitidos desde cada uma das  $M$  antenas transmissoras. Estes sinais interferem uns com outros. Cabe agora ao esquema de recepção fornecer um adequado procedimento de decodificação para detectar os símbolos. Este procedimento será analisado dentro do esquema de multiplexação espacial BLAST.

### 2.3.2 A Tecnologia BLAST

Os sistemas sem fio somente logram atingir altas capacidades se a característica de multipercurso é utilizada através de uma adequada arquitetura MIMO. A arquitetura D-BLAST (*Diagonal Bell Labs Layered Space-Time*) foi a primeira aproximação a procurar este objetivo. Inicialmente proposta por Foschini [21], esta estrutura realizava uma codificação de bloco para o vetor de entrada; porém, esta codificação levava o procedimento a ser complexo em sua implementação. Desta maneira, uma modificação foi feita resultando na arquitetura da tecnologia V-BLAST (*Vertical Bell Labs Layered Space*), na qual um fluxo de dados é demultiplexado através de um conversor série-paralelo em  $M$  símbolos por cada período de símbolo, e cada grupo de símbolos é simultaneamente enviado pelo grupo de  $M$  transmissores. Os transmissores operam na mesma faixa de frequência. O grupo de símbolos transmitidos simultaneamente forma um vetor de  $M$  símbolos. Assume-se que todos os símbolos são modulados a partir da mesma constelação de modulação [22].

A arquitetura da tecnologia V-BLAST demonstrou ser muito mais simples que D-BLAST já que não precisa de codificação de bloco no vetor de entrada. A tecnologia V-BLAST é formada por  $M$  antenas transmissoras e  $N$  antenas receptoras onde  $N \geq M$  dado que é necessária a inversão da matriz que representa o canal no processo de detecção, como se vê na seção 2.3.2 (a). Os dados de entrada já demultiplexados em cada antena transmissora são chamados também de “camadas”. Cada camada é transmitida por uma antena diferente e todas as camadas são transmitidas simultaneamente na mesma banda de frequência.

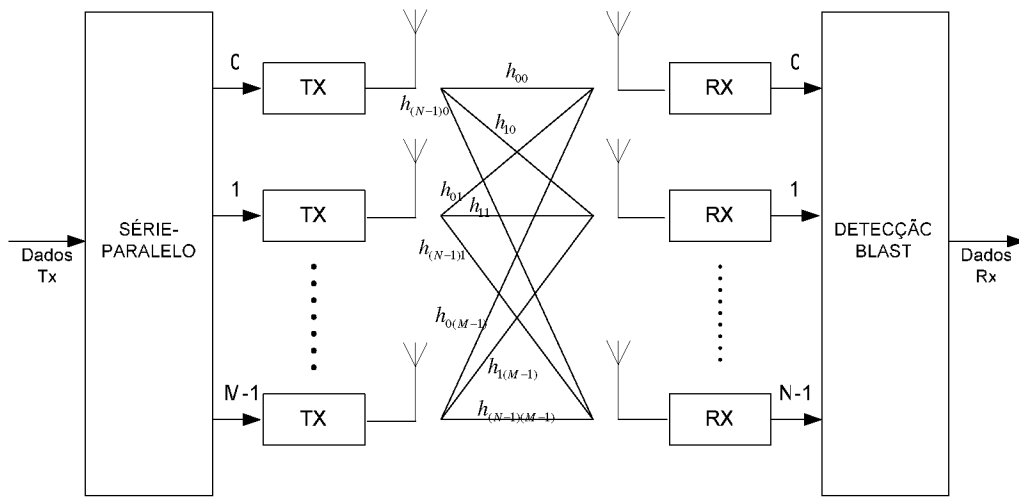


Fig. 2.3 – Arquitetura da Tecnologia Blast

A equação matricial do sistema MIMO BLAST pode se descrever como segue:

$$\begin{bmatrix} y_0 \\ \vdots \\ y_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{00} & \cdots & h_{0(M-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{(N-1)0} & \cdots & h_{(N-1)(M-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ \vdots \\ x_{M-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_0 \\ \vdots \\ n_{N-1} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

No caso, por exemplo, do receptor  $RX_0$ , o símbolo recebido  $y_0$  terá a seguinte composição:

$$y_0 = h_{00}x_0 + h_{01}x_1 + \dots + h_{0(M-1)}x_{(M-1)} + \eta_0 \quad (2.21)$$

Observa-se o receptor  $RX_0$  recebe contribuição de todos os símbolos do transmissor, cada um deles multiplicado pelo ganho de percurso correspondente. Igual acontece com os demais elementos do vetor recebido  $\mathbf{y}$ .

A matriz do canal  $\mathbf{H}$  é assumida quase-estática; também se assume que o receptor tem conhecimento do canal. Cada um dos elementos do vetor  $[y_0 \ y_1 \ \dots \ y_{(N-1)}]^T$  representa o sinal recebido em cada uma das  $N$  antenas receptoras. Cada um dos sinais recebidos  $y_i$  com  $0 \leq i \leq N-1$ , é uma superposição dos sinais enviados pelas antenas transmissoras, onde para o caso da  $i$ -ésima antena receptora, cada um dos símbolos das  $M$  antenas transmissoras é multiplicado pelo seu coeficiente de ganho de percurso  $h_{ij}$  e somados em cada uma das antenas receptoras como se observa em (2.21). A cada um dos sinais nas antenas receptoras é somada também a componente de ruído branco Gaussiano  $\boldsymbol{\eta}$ , conforme (2.3).

A principal característica da tecnologia BLAST é sua alta eficiência espectral, pois se enviam vários símbolos simultaneamente num só período de símbolo. Para esta arquitetura, o ganho de multiplexação máximo está dado por  $\min(M, N)$ ; já que  $N \geq M$ , pode se expressar o ganho de multiplexação máximo como sendo igual a  $M$ .

Voltando à equação (2.12), no caso da arquitetura V-BLAST se têm  $M$  símbolos transmitidos simultaneamente em  $T = 1$  intervalo de tempo; assim, a taxa  $R$  será dada por:

$$R = M / 1 \quad (2.22)$$

Já a eficiência espectral se reduz a:

$$\eta = R \log_2(P) \text{ bps/Hz} \quad (2.23)$$

$$\eta = M \log_2(P) \text{ bps/Hz} \quad (2.24)$$

Dado que os receptores possuem componentes superpostos dos sinais transmitidos, precisa-se de um mecanismo de detecção que detecte cada símbolo transmitido. A seguir, analisa-se este mecanismo.

### a) Detecção de símbolos na tecnologia BLAST

O processamento de sinais na tecnologia BLAST no receptor procura detectar os símbolos enviados desde o transmissor. O sinal presente em cada uma das antenas receptoras, como foi visto na equação 2.21, tem contribuição de todas as antenas transmissoras.

Existem dois métodos para realizar a detecção:

#### 1) Detecção linear

Usam-se técnicas combinatórias lineares para a supressão da interferência [19]; quando se procura detectar o  $i$ -ésimo símbolo transmitido, os demais símbolos são tratados como interferência. Esta técnica também se conhece como “*nulling*” ou anulamento. Na detecção linear a detecção dos símbolos (camadas) é feita pela ponderação linear satisfazendo algum critério de desempenho como o critério do mínimo erro quadrático médio (*MMSE: minimum mean square error*) ou forçagem a zero (*ZF: zero-forcing*).

Antes da descrição estrita do critério ZF, é necessário obter outro conceito adicional, a matriz pseudo-inversa [23]. A matriz inversa de uma matriz  $\mathbf{A}$  que é  $\mathbf{A}^{-1}$  existe se e somente se a matriz  $\mathbf{A}$  é quadrada e tem posto completo. Neste caso,  $\mathbf{A}x = b$  tem a solução  $x = \mathbf{A}^{-1}b$ . A matriz pseudo-inversa  $\mathbf{A}^+$  é a generalização da matriz inversa para qualquer matriz de dimensão  $[m \times n]$ . Assumindo-se  $m \geq n$  e tendo  $\mathbf{A}$  posto completo  $n$ , defini-se a matriz pseudo-inversa como:

$$\mathbf{A}^+ = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \quad (2.25)$$

E a solução de  $\mathbf{A}x = b$  é  $x = \mathbf{A}^+b$ . A matriz pseudo-inversa também pode se chamar inversa generalizada de *Moore-Penrose*.

#### - Critério de Forçagem a Zero (ZF):

Este critério visa estimar um símbolo tratando os demais como interferentes. Isto é feito através de  $\mathbf{H}^+$  que é a matriz pseudo-inversa da matriz do

canal  $\mathbf{H}$ ; esta matriz também é chamada *matriz de pesos de filtro espacial*. Como foi mencionado na equação (2.24),  $\mathbf{H}^+$  se define como:

$$\mathbf{H}^+ = \{\mathbf{H}^T \mathbf{H}\}^{-1} \mathbf{H}^T \quad (2.26)$$

E o vetor de saída  $\mathbf{y}$  do detector MIMO-ZF está dado por

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}^+ \mathbf{y} \quad (2.27)$$

Da mesma maneira como é possível estimar todos os símbolos do vetor  $\mathbf{x}$  simultaneamente através de (2.27), também é possível realizar o procedimento detectando símbolo a símbolo. Para isto, se escolhe a linha da matriz  $\mathbf{H}^+$  correspondente ao símbolo do vetor  $\mathbf{x}$  que se deseja estimar. Por exemplo, se fosse selecionado para ser estimado somente o símbolo  $x_2$ , escolhe-se a segunda linha da matriz  $\mathbf{H}^+$ ,  $\mathbf{H}_2^+$ , e se realiza a operação da equação (2.27) para esta este símbolo e esta linha:

$$x_2 = \mathbf{H}_2^+ \mathbf{y} \quad (2.28)$$

#### - Critério do Erro Quadrático Médio (MMSE)

A arquitetura geral para o detector que utiliza este critério possui uma ponderação de cada um dos sinais recebidos em cada uma das antenas receptoras, através de um peso ajustável. As saídas ponderadas são somadas para produzir o sinal de saída matricial. Precisa-se de um sinal de referência que esteja correlacionado com o sinal desejado. O sinal de saída matricial é subtraído do sinal de referência para gerar um sinal de erro, o qual é usado para aplicar os ajustes apropriados aos pesos elementares de cada um dos transmissores. Pode se observar este detector na Figura 2.4

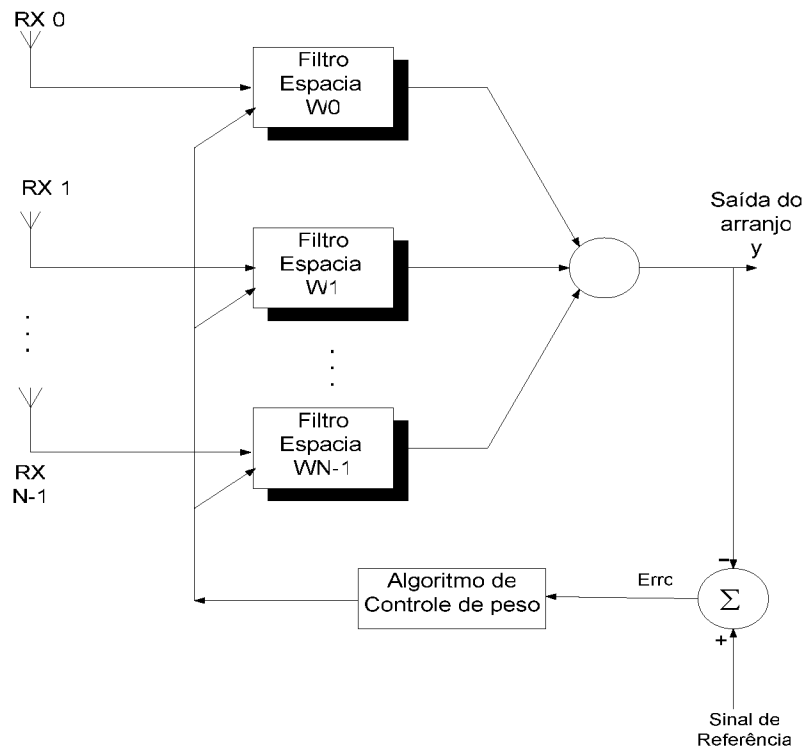


Fig. 2.4 - Detector MMSE

Cria-se assim um sistema de retro-alimentação para controlar os pesos elementares. O erro médio quadrático é:

$$\mathbf{e} = \mathbf{W}_{MMSE} \mathbf{x} - \mathbf{S}_d \quad (2.29)$$

Onde:

- $\mathbf{W}_{MMSE}$  é o vetor de filtros espaciais, que na Fig. 2.4 aparecem mencionados desde  $W_0$  até  $W_{N-1}$ ;
- O vetor  $\mathbf{x}$  possui os sinais recebidos nas antenas  $RX_0$  até  $RX_{N-1}$ ;
- O sinal  $\mathbf{S}_d$  é o sinal de referência;
- O produto  $\mathbf{W}_{MMSE} \mathbf{x}$  é a saída  $\mathbf{y}$  do arranjo.

Tendo-se a saída  $\mathbf{y}$ , esta saída é comparada (subtraída) do sinal desejado de referência  $\mathbf{S}_d$ , e assim é encontrado o erro quadrático médio apresentado na equação (2.29).

Define-se a função custo MMSE como:

$$J_{MMSE} = E\{\|\mathbf{W}_{MMSE}x - \mathbf{S}_d\|^2\} \quad (2.30)$$

O objetivo é minimizar a função custo  $J$ , o qual eliminará os sinais interferentes e melhorará o sinal desejado na saída do arranjo. Entretanto o *algoritmo dos mínimos quadrados* [14] minimiza o valor instantâneo da função  $J$ , e esforça-se iterativamente para atingir o mínimo erro médio quadrático (MMSE).

## 2) Detecção não linear

Os detectores não lineares utilizam a técnica de cancelamento sucessivo de interferência (*SIC: Successive Interference Cancelling*). Nesta técnica, a contribuição dos símbolos detectados no sinal recebido é sucessivamente removida em etapas. Assumindo-se decisões corretas em relação ao símbolo transmitido, o sinal fica livre de interferência dos símbolos anteriormente detectados.

No algoritmo SIC, inicialmente o sinal recebido é detectado através de processamento linear, através de ZF ou MMSE; isto gera um primeiro símbolo estimado  $\hat{x}_j$ . A contribuição deste símbolo é subtraída nos sinais recebidos, calculando-se novos sinais de saída livres da contribuição do símbolo  $\hat{x}_j$ . A recursão continua até ser encontrado o último símbolo. O algoritmo SIC pode ser crítico se um símbolo é detectado erroneamente, pois sua arquitetura seqüencial que depende dos símbolos encontrados previamente, faz que a partir dessa detecção errônea se gerem erros para frente. Este problema pode ser atenuado com uma ordem determinada no processo de detecção. Esta ordem pode ser determinada, tomando-se o primeiro símbolo a ser detectado como aquele com maior SNR; isto é feito porque o símbolo com maior energia no receptor terá menos probabilidade de ser detectado erroneamente, e gerará menos erros nas seguintes detecções, já que elas dependem dos símbolos previamente detectados. Neste caso, o algoritmo SIC é chamado de OSIC (*Ordered SIC*).

b) Algoritmo de detecção de símbolos na tecnologia BLAST

Será analisado o algoritmo detalhado. Assumindo que os componentes  $x_j$  do vetor  $\mathbf{x}$  são extraídos na ordem incremental desde  $x_0$  a  $x_{M-1}$ , o algoritmo ZF-SIC da tecnologia V-BLAST pode ser escrito como um procedimento recursivo como segue:

- i) Visando aplicar a detecção linear através do critério ZF, calcula-se a matriz pseudo-inversa da matriz de canal de  $\mathbf{H}$ ,  $\mathbf{H}^+$ . Isto é dado por:

$$\mathbf{G} = \mathbf{H}^+ \quad (2.31)$$

Conforme explicado na seção 2.3.2. (a), a matriz  $\mathbf{H}^+$  fornece agora a possibilidade de detectar cada um dos símbolos no vetor recebido  $\mathbf{y}$ , o qual é conhecido.

- ii) Determine a linha da matriz  $\mathbf{G}$  correspondente ao  $j$  –ésimo símbolo a ser detectado. Este símbolo no algoritmo OSIC será aquele com maior energia no receptor, para obter uma maior probabilidade de detecção correta. Para detectar o símbolo com maior energia no receptor, procura-se a linha da matriz pseudo-inversa  $\mathbf{G}$  que tenha a menor norma; esta linha com a menor norma significa a coluna da matriz  $\mathbf{H}$  com a maior norma, ou seja, a coluna tendo os coeficientes de ganho de percurso com os valores mais altos; cada coluna da matriz  $\mathbf{H}$  possui os ganhos de percurso que multiplicam o símbolo enviado por cada antena em particular; por exemplo, a coluna um da matriz  $\mathbf{H}$  são os ganhos de percurso associados aos símbolos enviados pelo primeiro transmissor a cada um dos receptores. Assim, a coluna com a maior norma em  $\mathbf{H}$  gerará o maior valor de energia no receptor, multiplicando o símbolo correspondente à coluna pelos ganhos de percurso. Então esta linha da menor norma da matriz  $\mathbf{G}$  será denotada pelo vetor  $\mathbf{w}$ :

$$\mathbf{w} = \mathbf{G}_j \quad (2.32)$$

iii) Detecte o  $j$ -ésimo símbolo, o qual será denotado por  $r_j$

$$r_j = \mathbf{w}\mathbf{y} \quad (2.33)$$

iv) Estime o símbolo recebido,

$$\hat{x}_j = Q(r_j) \quad (2.34)$$

v) Começa o processo de cancelamento de interferência. O efeito do símbolo  $\hat{x}_j$  é então subtraído do sinal recebido

$$\mathbf{y}' = \mathbf{y} - \mathbf{H}_j \hat{x}_j \quad (2.35)$$

Onde  $\mathbf{H}_j$  é a  $j$ -ésima coluna de  $\mathbf{H}$ .

vi) Já que o símbolo  $\hat{x}_j$  foi estimado é possível anular a  $j$ -ésima coluna de  $\mathbf{H}$  correspondente a este símbolo. Assim,

$$\mathbf{H}^- = \mathbf{H} - [0 \ 0 \ \dots \ \mathbf{H}_j \ \dots \ 0 \ 0] \quad (2.36)$$

vii) Repita o processo desde o passo (ii) até que todos os fluxos sejam detectados.

Apresenta-se o algoritmo de detecção da tecnologia BLAST em diagrama de fluxo:

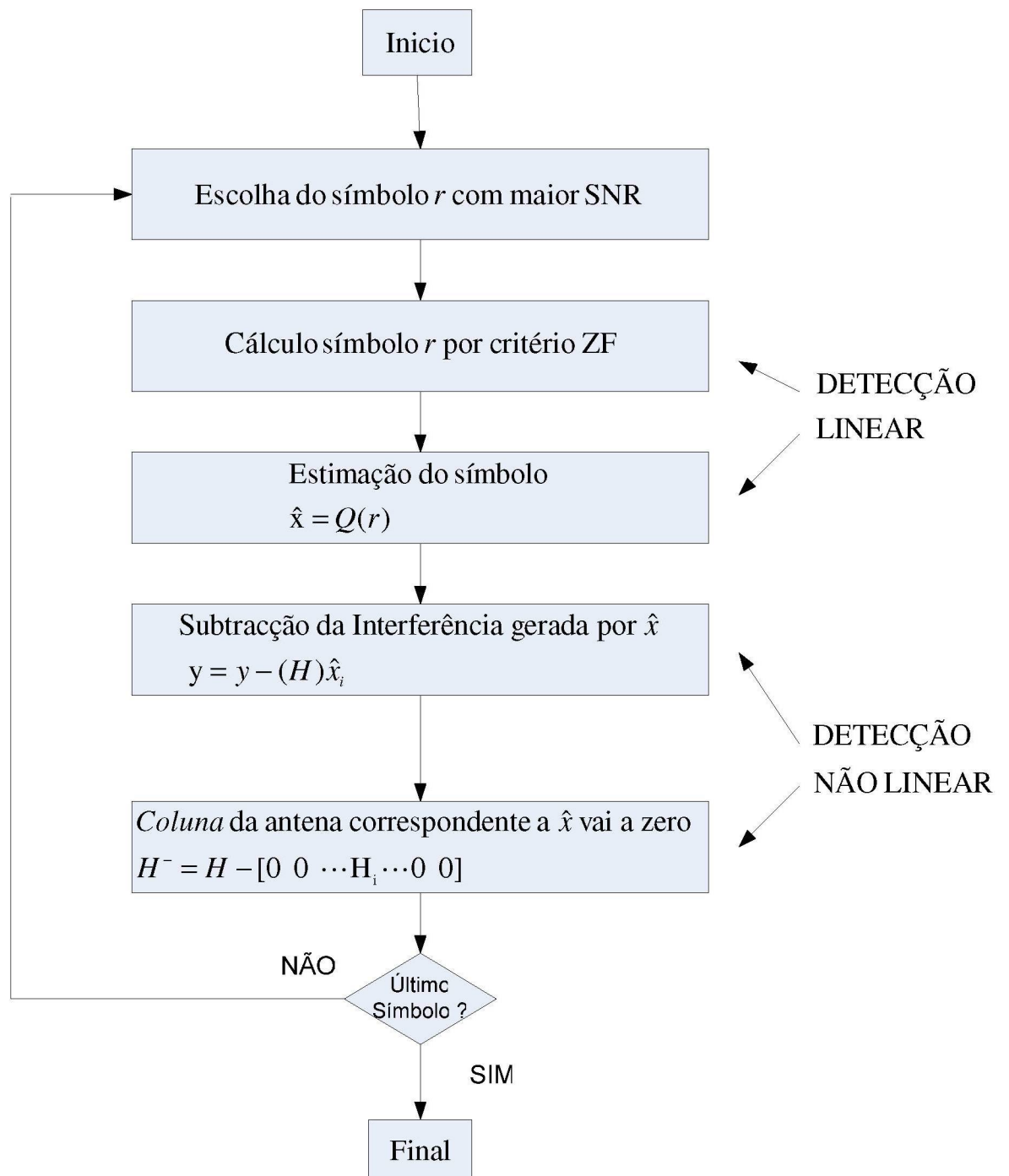


Fig.2.5 - Diagrama de fluxo da detecção de símbolos na tecnologia BLAST

## 2.4 COMPROMISSO ENTRE MULTIPLEXAÇÃO E DIVERSIDADE

Os sistemas MIMO fornecem ganho de multiplexação e ganho de diversidade. O primeiro descreve o quanto a capacidade de canal pode ser aumentada, usando-se os sub-canais espaciais criados pelo canal MIMO paralelamente. O segundo apresenta o aumento de confiabilidade do enlace contra o efeito do desvanecimento.

No trabalho de Zheng e Tse [8], a diversidade e a multiplexação espacial se relacionam através de uma curva linear por partes, sob a equação 2.37. , e a Figura 2.6:

$$d(r) = (M - r)(N - r) \quad (2.37)$$

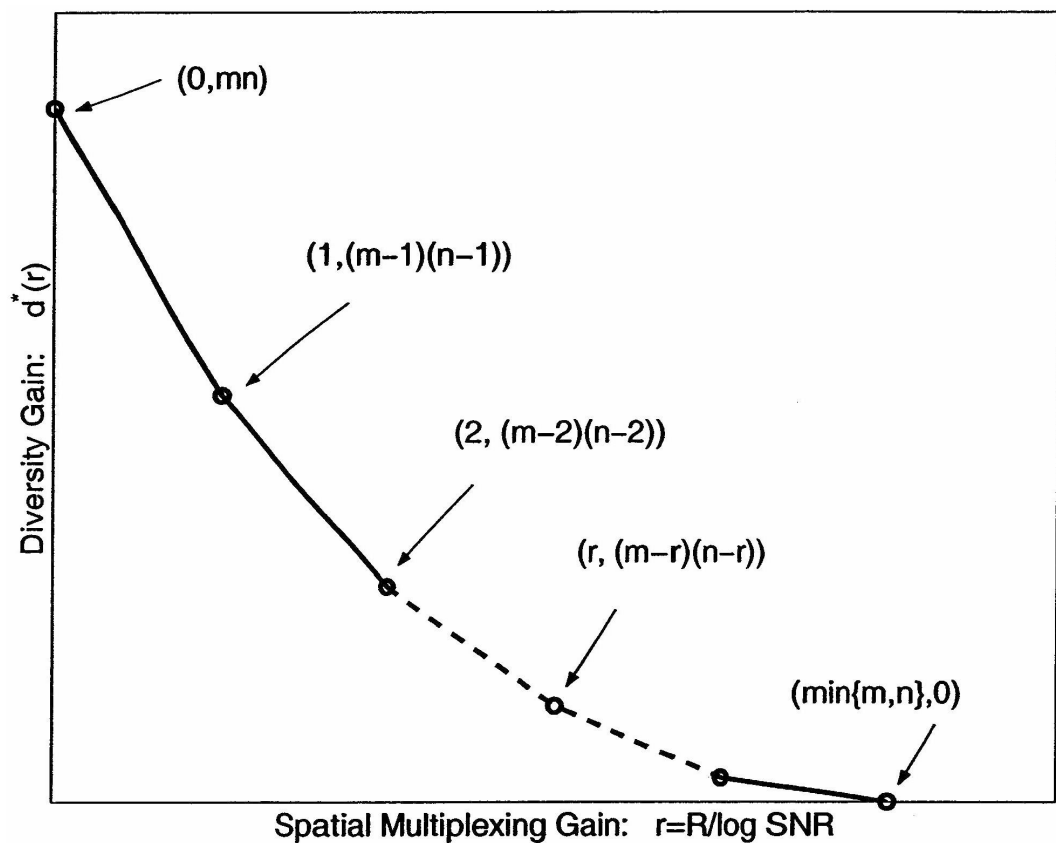


Fig. 2.6 - Compromisso entre multiplexação e diversidade

Fonte: (ZHENG *et al.*[8])

A curva apresenta o compromisso entre o ganho de diversidade no eixo vertical e o ganho de multiplexação espacial no eixo horizontal. As letras  $m$  e  $n$  representam, respectivamente, o número de antenas transmissoras e receptoras.

O compromisso reflete-se no fato que ao mesmo tempo em que o ganho de diversidade aumenta, o ganho de taxa de transmissão diminui. Normalmente deseja-se um ganho alto tanto de diversidade assim como de multiplexação, mas os autores apresentam que isto é impossível, e as duas variáveis têm o compromisso mostrado na Figura 2.6. O ganho na taxa de transmissão pode ser atingido mediante o envio em paralelo de informação independente através de diferentes caminhos. O ganho de diversidade pode ser obtido com o uso de códigos espaço-temporais. É possível observar agora vários pontos de operação possíveis em termos de combinações de multiplexação espacial e diversidade; assim, deve se pensar em esquemas que visem atingir esses pontos de operação entre os dois ganhos.

É necessário esclarecer que os pontos zero, por exemplo, os pontos  $(0, y)$  ou  $(x, 0)$ , significam que não existe ganho de multiplexação no primeiro caso, e não existe ganho de diversidade no segundo caso. Para abordar o compromisso entre multiplexação e diversidade [8], os autores focalizaram o estudo no regime de alta relação sinal ruído ( $SNR$ : *Signal-to-Noise Ratio*). Neste regime, se o sistema tem um ganho de multiplexação espacial denotado como  $r$  e um ganho de diversidade denotado como  $d$ , a taxa do esquema aumenta proporcionalmente com  $r \log SNR$  e a probabilidade de erro diminui em proporção à  $1/SNR^d$ . O valor de  $r$  não pode exceder o mínimo entre  $(M, N)$ , em quanto  $d$  não pode exceder a diversidade máxima do sistema,  $MN$ . A curva de compromisso fica entre estes dois extremos.

Como um exemplo prático (ver Figura 2.7), os autores citam o seguinte caso:

- Tem-se um sistema MIMO com  $M = 2$ ,  $N = 2$ ;
- Os símbolos que se transmitem são independentes;

- Quando se fala só no contexto de ganho de diversidade, o máximo ganho de diversidade é dado pela relação  $MN$  (Máxima quantidade de enlaces possíveis para dar confiabilidade à transmissão), neste caso quatro. E quando se fala só no contexto de ganho de multiplexação, o máximo ganho de multiplexação estará dado por  $\min\{M,N\}$ , neste caso dois;
- Porém, existe também um outro ponto de operação que não é nem a máxima multiplexação nem a máxima diversidade. Esta situação acontece no ponto quando colocamos o ganho de multiplexação em  $r = 1$ ; aí o ganho de diversidade atinge o valor  $d = 1$ ;
- Assim, existem pontos de operação no sistema MIMO nos quais se tem uma proporção de ganho de diversidade e uma proporção de ganho de multiplexação. Na Figura 2.7, observa-se o comportamento combinado de multiplexação e diversidade seguindo a equação de Zeng [8] no caso abordado.

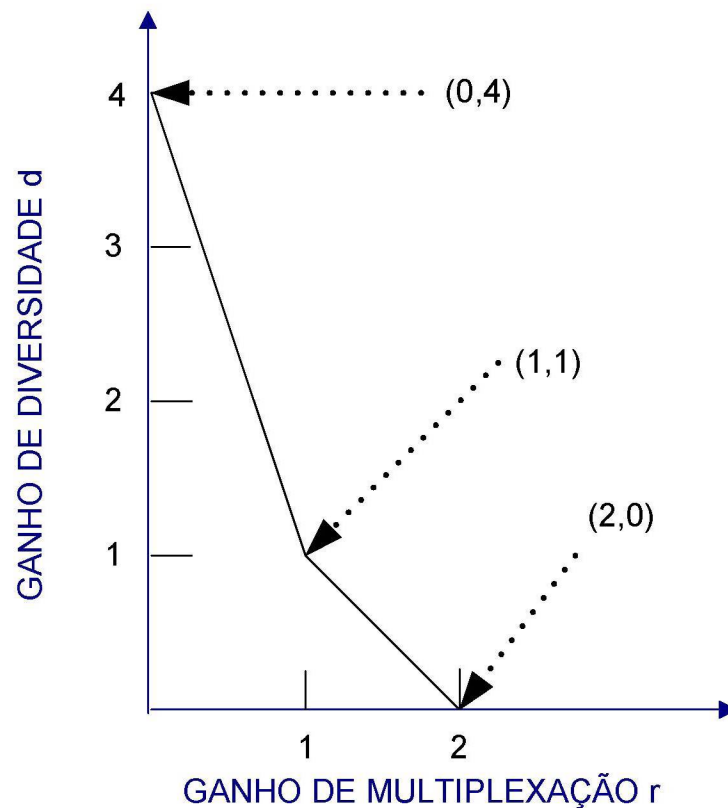


Fig. 2.7 - Compromisso entre ganho de diversidade e ganho de multiplexação para um sistema  $M = N = 2$  de símbolos independentes

É possível perceber da curva que existem mais de dois pontos possíveis de operação para os sistemas sem fio MIMO. Por exemplo, o ponto  $(0,4)$  apresenta que não existe ganho de multiplexação, e o ganho máximo de diversidade é quatro (Número máximo de enlaces independentes que um símbolo poderia percorrer para este exemplo). Visando atingir estes pontos intermediários, foram sugeridos os sistemas híbridos, que serão explicados a seguir.

## 2.5 OS SISTEMAS HÍBRIDOS

Atendendo à procura de estruturas que atinjam os diversos pontos de operação no compromisso entre diversidade e multiplexação, foram criados os chamados sistemas híbridos. A arquitetura destes sistemas visa combinar um subsistema de diversidade puro e um subsistema de multiplexação puro. Para fornecer ganho de diversidade numa estrutura híbrida é utilizado um código STBC

e para fornecer ganho de multiplexação é utilizada a tecnologia BLAST; esta última estrutura também se chama de estrutura não codificada.

Como exemplo das estruturas híbridas, um caso particular será analisado na seqüência.

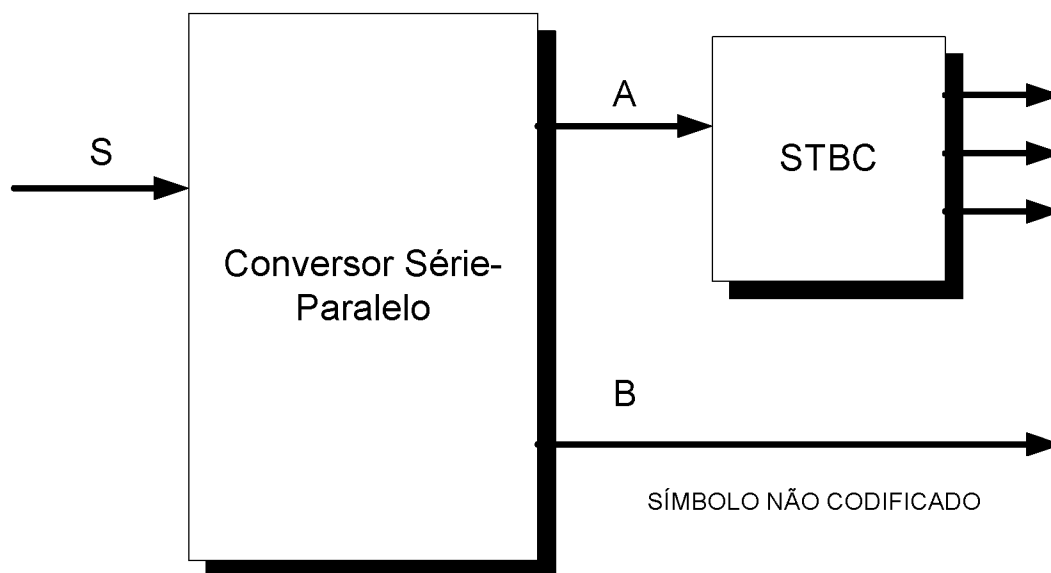


Fig. 2.8 – Estrutura híbrida

### 2.5.1 Análise Geral

Observa-se, na Figura 2.8, uma estrutura híbrida. Três grandes blocos são combinados da seguinte maneira:

- Um conversor série-paralelo o qual divide o feixe de símbolos de entrada  $S$  para duas estruturas; uma com diversidade espaço-temporal, e outra com multiplexação;
- Uma estrutura de diversidade espaço – temporal STBC no subsistema A que fornece ganho de diversidade. A matriz de espaço-tempo para este código se encontra na equação (2.38);
- Uma estrutura de multiplexação no subsistema B, que fornece o ganho de multiplexação.

a) Análise da estrutura STBC

Para este caso, a estrutura STBC possui três antenas transmissoras. A matriz de espaço-tempo para este esquema de três transmissores é mostrada na equação (2.38):

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 \\ -x_3 & x_4 & -x_1 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* \\ -x_4^* & -x_3^* & x_2^* \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Têm-se três antenas transmissoras (três colunas na matriz). Envia-se quatro símbolos ( $x_1$  a  $x_4$ ) em oito intervalos de tempo (oito linhas da matriz). A taxa de transmissão de dados é  $R = (1/2)$ . Assim, a eficiência espectral deste esquema espaço-temporal está dada por:

$$\eta = (1/2) \log_2(P) \text{ bps/Hz} \quad (2.39)$$

b) Análise da estrutura de multiplexação

Tomando os mesmos oito intervalos de tempo no transmissor B do símbolo não codificado, pode-se ver que são transmitidos oito símbolos, já que nenhum tipo de codificação está sendo feito nestes oito símbolos. A taxa de transmissão para a estrutura de multiplexação é  $R = 1$  (um símbolo enviado por cada período de símbolo) e a eficiência espectral desta estrutura não codificada é:

$$\eta = \log_2(P) \text{ bps/Hz} \quad (2.40)$$

c) Análise da estrutura híbrida

A combinação dos esquemas de diversidade e de multiplexação leva a uma nova matriz de símbolos transmitidos. Agora são quatro transmissores, os primeiros três com codificação espaço-temporal, e um transmissor sem codificação. Na equação (2.41) é possível observar esta matriz, onde as colunas um até três representam os transmissores STBC, e a coluna quatro representa o transmissor de símbolos não codificados. As linhas sempre são os intervalos de símbolo usados. A matriz resultante neste sistema híbrido se expressa na seguinte matriz  $\mathbf{B}$  :

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_5 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_6 \\ -x_3 & x_4 & -x_1 & x_7 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_8 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* & x_9 \\ -x_2^* & -x_1^* & -x_4^* & x_{10} \\ -x_3 & x_4^* & x_1^* & x_{11} \\ -x_4^* & -x_3^* & x_2^* & x_{12} \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

Enviam-se agora 12 símbolos em oito intervalos de tempo. Observa-se que os símbolos  $x_1$  até  $x_4$  são enviados pela estrutura espaço-temporal, e os símbolos  $x_5$  até  $x_{12}$  (8 símbolos, um por cada intervalo de tempo) pela estrutura de multiplexação. Como foi explicado em (2.5), cada coluna representa uma antena transmissora, e cada linha um período de símbolo. Assim, as três primeiras colunas representam a estrutura espaço-temporal, e a última coluna a estrutura de multiplexação. Isto explica o ponto de por quê a seqüência dos símbolos da primeira linha pularem de  $x_3$  a  $x_5$  entre a coluna 3 e 4 da matriz. A taxa é então  $R = 12/8 = 3/2$ , e a eficiência espectral:

$$\eta = (3/2) \log_2(P) \text{ bps/Hz} \quad (2.42)$$

#### d) Comparação

Fazendo um comparativo em termos de eficiência espectral do esquema STBC de três antenas, item (a), com a estrutura híbrida do item (c), o sistema geral em análise passou de uma taxa  $R = 1/2$  para  $R = 3/2$ , ou seja, aumentou três vezes, mesma proporção observada na eficiência espectral. Isto significa que o sistema aumentou sua capacidade devido à inserção do símbolo não codificado. Porém, a probabilidade de erro aumentou no receptor, pois agora o esquema de diversidade existente (STBC de três antenas) e a antena com o símbolo não codificado interferem mutuamente.

#### 2.5.2. Outras arquiteturas híbridas

Dado que qualquer esquema que combine um sistema de diversidade com um outro de multiplexação pode se chamar de sistema híbrido, existem inúmeros tipos de sistemas híbridos.

Na Figura 2.9, a estrutura de diversidade está fornecida por um código espaço-temporal de bloco de dois transmissores (Esquema de Alamouti), e a estrutura de multiplexação por dois transmissores de símbolos não codificados, num total de quatro transmissores.

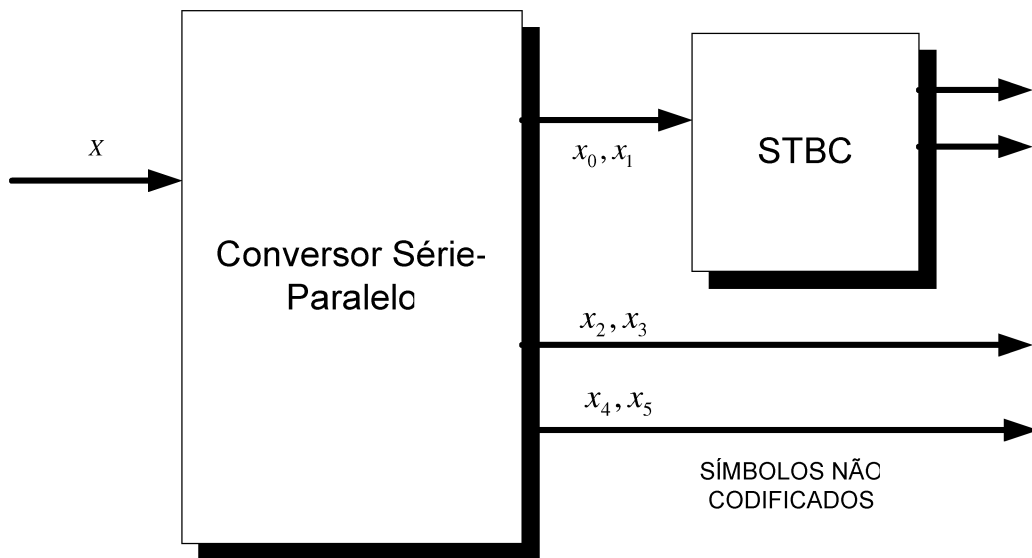


Fig. 2.9 – Esquema híbrido de quatro transmissores com um STBC de dois transmissores, mais dois transmissores de símbolos não codificados

Um outro exemplo aparece na Figura 2.10. Para este caso, existem duas estruturas de diversidade STBC, cada uma delas com dois transmissores. Cada uma das estruturas enxerga a outra como interferente.

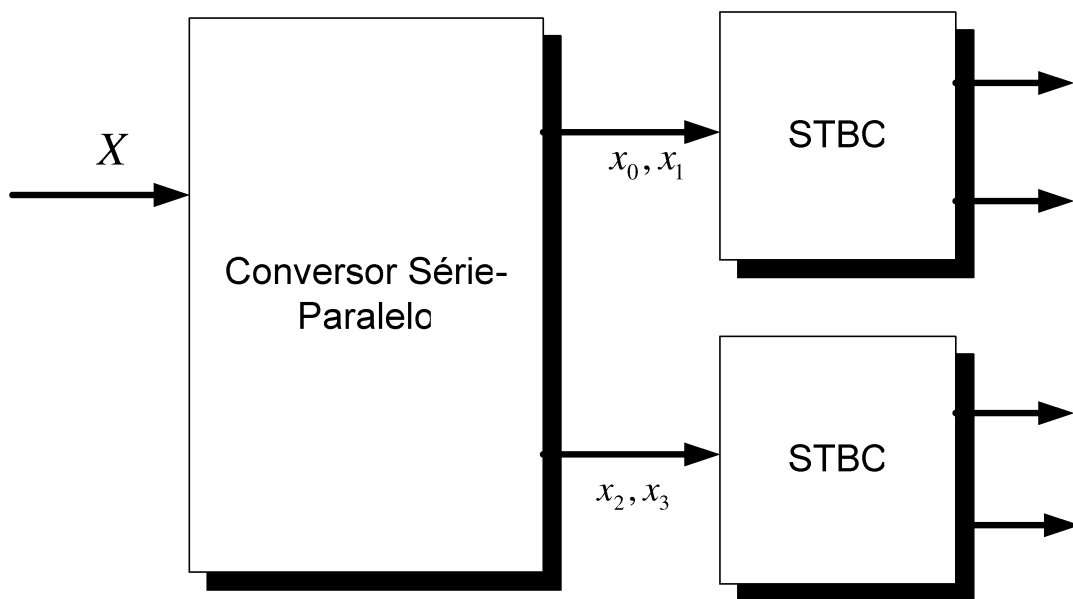


Fig. 2.10 – Esquema híbrido com dois esquemas de Alamouti

As características gerais das estruturas das Figuras 2.9. e 2.10 se observam na Tabela 2.1.

TABELA 2.1  
CARACTERÍSTICAS COMPARATIVA DE ESQUEMAS HÍBRIDOS

Figura	Quantidade Transmissor	Quantidade Símbolos	Intervalos Símbolo	Taxa $R$ $R = K / T$	Eficiência Espectral $\eta$ [Bps/Hz]
2.9	4	6	2	3	$(3) \log_2(P)$
2.10	4	4	2	2	$(2) \log_2(P)$

Pode se observar que nas duas arquiteturas o número de transmissores é igual. Porém, a eficiência espectral da estrutura da Figura 2.9 é superior porque possui dois transmissores de símbolos não codificados, o qual aumenta a Taxa  $R$ .

## 2.6 EXEMPLO DE APLICAÇÃO DOS SISTEMAS HÍBRIDOS NUM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO WLAN

Os sistemas híbridos fornecem ganho de diversidade e ganho de multiplexação. Estes dois ganhos possuem um forte compromisso entre eles, o qual foi analisado nos itens anteriores. Agora os sistemas de comunicação sem fio têm a disposição uma ferramenta para trabalhar em vários pontos de operação conforme exista a necessidade em termos de eficiência espectral e da confiabilidade na transmissão de dados.

Como motivação, um exemplo das novas oportunidades que os sistemas híbridos geram para os sistemas de comunicação sem fio pode ser observado na aplicação ao padrão IEEE 802.11a. Não é o objetivo de esta dissertação discorrer sobre o padrão IEEE 802.11a, mas sim apresentar o possível impacto que os novos pontos de operação em termos da combinação de diversidade e multiplexação poderiam ter.

Assim, uma rápida observação à estrutura do padrão será feita, frisando os detalhes interessantes para uma análise em termos de multiplexação e diversidade. Informação detalhada sobre o padrão é encontrada em [24].

#### a) Estrutura Básica do Padrão IEEE 802.11a

O sistema IEEE 802.11a especifica uma rede local sem fio que opera em sua camada física na banda dos 5 GHz usando a técnica de transmissão OFDM (*OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). Este sistema opera com oito taxas de transmissão diferentes, que são obtidas variando o tipo de modulação das sub-portadoras OFDM ou as taxas do código de canal utilizado. Quatro dos oito modos de transmissão são apresentados na Tabela 2.2.

TABELA 2.2  
MODOS DE TRANSMISSÃO DO PADRÃO IEEE 802.11A.

Taxa entrada símbolos (Msímbolos/seg)	Esquema	Modulação	Taxa codificação	Eficiência espectral $\eta$ (bps/Hz)	Taxa de transmissão de informação (Mbps)
12	Padrão	BPSK	$\frac{1}{2}$	1	6
12	Padrão	BPSK	$\frac{3}{4}$	1	9
12	Padrão	QPSK	$\frac{1}{2}$	2	12
12	Padrão	QPSK	$\frac{3}{4}$	2	18

Fonte: (STAMOULIS [7])

A coluna chamada **Esquema** se refere ao tipo de transmissão para o canal sem fio; neste caso, **Padrão** quer significar um transmissor e um receptor como mostrado na Figura 2.11. No padrão IEEE 802.11a, as diferentes taxas de envio de dados (Taxa de dados de informação) são atingidas através da variação do tipo de modulação, e da taxa de codificação.

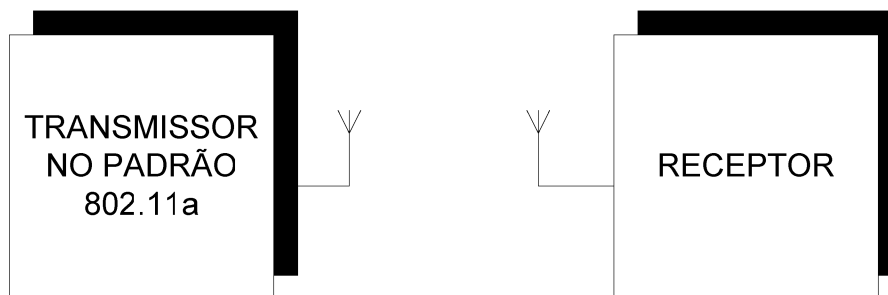


Fig.2.11 - Esquema de transmissão no padrão 802.11a

b) Incorporação Esquema Híbrido no Sistema IEEE802.11a

Já Stamoulis [7] tinha pesquisado o comportamento de uma estrutura espaço-temporal na camada física do padrão IEEE 802.11a, e seus impactos nas camadas superiores, concluindo que efetivamente uma melhoria na camada física levava a um melhor desempenho nas camadas superiores. Para o caso dos sistemas híbridos, poderia se sugerir um esquema como é apresentado na Figura 2.12 (Esquema de Alamouti mais um transmissor de símbolo não codificado):

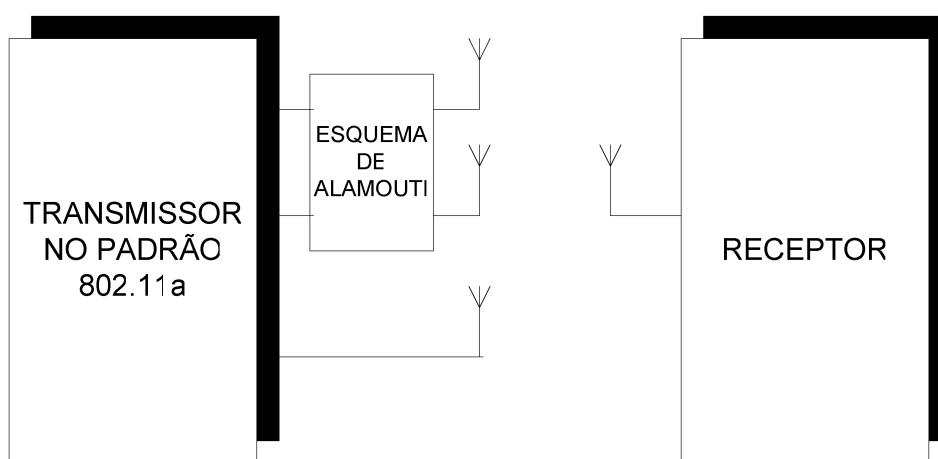


Fig.2.12 - Esquema híbrido tendo configuração de Alamouti mais um transmissor de símbolo não codificado, sugerido para o padrão IEEE 802.11a

A Tabela 2.2. sofreria teoricamente as mudanças que se observam na Tabela 2.3:

TABELA 2.3  
MODOS DE TRANSMISSÃO DO PADRÃO IEEE 802.11A  
COM ESQUEMA HÍBRIDO

Taxa entrada dados (Msímbolos/seg)	Esquema	Modulaç.	Taxa codificação	Eficiência espectral $\eta$ (bps/Hz)	Taxa de dados de informação (Mbps)
12	Alamouti+1 termo não codificado	BPSK	$\frac{1}{2}$	2	12
12	Alamouti+1 termo não codificado	BPSK	$\frac{3}{4}$	2	18
12	Alamouti+1 termo não codificado	QPSK	$\frac{1}{2}$	3	18
12	Alamouti+1 termo não codificado	QPSK	$\frac{3}{4}$	3	27

Para o novo sistema, o transmissor passaria de uma antena para três antenas, duas para o esquema de Alamouti e uma para o símbolo não codificado. Este sistema IEEE 802.11a modificado apresentaria mudanças nas taxas de transmissão de dados originais enviadas ao canal MIMO por causa do sistema híbrido.

Analisando o caso do modo de transmissão da taxa de informação de 6 Mbps (primeira linha da Tabela 2.3), a incorporação do sistema híbrido traria o incremento da eficiência espectral resultando numa taxa de 12 Mbps (Ver primeira linha da Tabela 2.3), e assim, as outras taxas de transmissão originais também mudariam. Com o sistema híbrido, o sistema geral fornece possibilidades para atingir mais altas taxas de transmissão, porém, é possível que a taxa de erro de bit do sistema aumente, já que haverá mais antena interferindo.

É possível observar neste exemplo que os sistemas de comunicação possuem agora uma nova ferramenta para atingir mais altas eficiências espectrais.

## 2.7 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram analisadas as estruturas MIMO. Uma análise partindo da propagação no canal sem fio foi feita. O conceito MIMO foi explicado. O canal MIMO foi modelado baseado na análise de propagação. Os conceitos de diversidade e multiplexação foram considerados. A arquitetura de diversidade dos códigos espaço-temporais foi detalhada, assim como o caso particular do esquema de Alamouti. A estrutura de multiplexação BLAST foi apresentada. A relação entre diversidade e multiplexação foi explicada conforme o trabalho de Zheng [8]. Esquemas que visem fornecer este compromisso foram considerados, chamados como esquemas híbridos. Como um exemplo da tentativa aplicação dos sistemas híbridos nos sistemas de comunicações, o caso particular do padrão IEEE802.11a incorporando um sistema híbrido foi analisado, ilustrando as novas alternativas e oportunidades em termos de eficiência espectral e diversidade que os sistemas de comunicações têm com os sistemas híbridos.

Devido à variedade de possíveis combinações de multiplexação e diversidade nos esquemas híbridos, é necessário ter uma estratégia sólida de processamento de sinais para a decodificação na recepção. E é necessário avaliar seu desempenho através da simulação. No modelo proposto no Capítulo 3, será desenvolvida esta estratégia.

### 3 MODELO

O presente capítulo visa apresentar o modelo sugerido nesta Dissertação para o processamento de sinais no receptor dos sistemas híbridos. Como é sabido, os sistemas MIMO fornecem ganho de diversidade e ganho de multiplexação. O compromisso entre estes dois ganhos foi analisado no Capítulo 2, estabelecendo-se que existem vários possíveis pontos de operação nas estruturas MIMO.

É necessário examinar as estruturas que fornecem esses diversos pontos de operação e dispor de procedimentos de processamento de sinais no receptor para detectar os símbolos com a menor probabilidade de erro possível. No capítulo 2 foi feita uma análise detalhada dos sistemas híbridos. Neste capítulo é sugerido e analisado um modelo para a detecção destes símbolos.

#### 3.1 MODELO GERAL DO SISTEMA HÍBRIDO ANALISADO.

Considere-se um sistema MIMO com  $M$  antenas transmissoras e  $N$  antenas receptoras, como o observado na Figura 3.1:

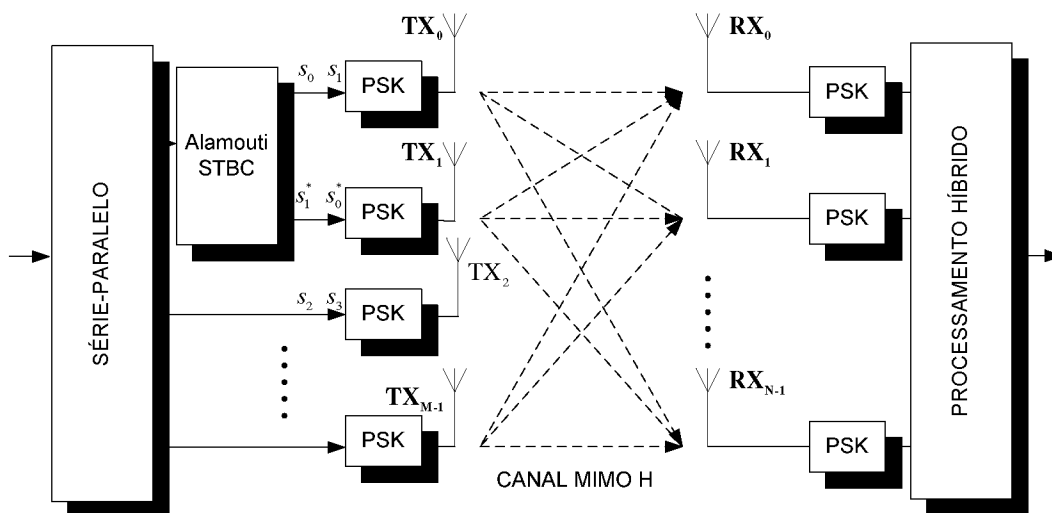


Fig. 3.1 – Esquema híbrido geral

### 3.1.1 Arquitetura do Transmissor

O vetor de entrada serial é  $\mathbf{s} = [s_0, s_1, \dots, s_{v-1}]$ . O tamanho teórico do vetor  $\mathbf{s}$  é ilimitado, e só se mostra um último elemento  $s_{v-1}$  no vetor  $\mathbf{s}$  para significar o fato do canal ser quase-estático. O fluxo serial ingressa em um conversor série-paralelo, que tem a finalidade de distribuir os dados nas estruturas transmissoras.

A primeira destas estruturas com os transmissores  $TX_0$  e  $TX_1$ , é o esquema que fornece ganho de diversidade, neste caso um esquema de Alamouti. Como foi detalhado na seção 2.2.2 (a), neste esquema se executa uma codificação em espaço (duas antenas), e em tempo (dois tempos de símbolo). Assim, durante os dois primeiros intervalos de símbolo, os símbolos  $s_0$  e  $s_1$  são enviados a este codificador, o qual os relaciona conforme a equação (2.5).

A segunda destas estruturas é o esquema que fornece ganho de multiplexação, através dos transmissores de símbolos não codificados. Neste subsistema desde o transmissor  $TX_2$  até o transmissor  $TX_{M-1}$ , para o  $TX_2$  nos dois primeiros tempos de símbolo, os símbolos enviados são  $s_2$  e  $s_3$ . Para o  $TX_3$ , os símbolos enviados são  $s_4$  e  $s_5$ . E assim sucessivamente.

O passo seguinte no tratamento destes símbolos é a modulação com algum tipo de modulação  $P$ -ária. Posteriormente, os dados estarão prontos para ser enviados às respectivas antenas transmissoras. Para o caso do esquema de Alamouti, precisa-se de duas antenas transmissoras. Para os  $M - 2$  transmissores de símbolos não codificados, utilizam-se  $M - 2$  antenas. É assumido que a mesma constelação de modulação é usada por cada transmissor, mas esta consideração não é obrigatória. Depois dos moduladores, o vetor a ser transmitido é agora  $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{M-1}]^T$ . A mudança de notação de  $\mathbf{s}$  para  $\mathbf{x}$  só quer apresentar a diferença entre o vetor de símbolos não modulados  $\mathbf{s}$  e o vetor de símbolos modulados  $\mathbf{x}$ . Considera-se que a potência média total do sistema (que neste modelo chama-se de  $P_T$ ), é dividida por igual entre todos os  $M$  transmissores, sendo que cada transmissor transmitirá uma potência de  $P_T / M$  Watts. Para o

nosso modelo, supõe-se como valor de partida  $P_T = 1$  Watt, por tanto, cada um dos transmissores irradia uma potência de  $1/M$  Watts.

Também se considera que os símbolos  $x$  são transmitidos simultaneamente na mesma banda de frequência, estratégia fundamental para o aumento da eficiência espectral, conforme explicado no item 2.3.

### 3.1.2 Modelo do Canal

O canal é representado por uma matriz de canal MIMO  $\mathbf{H}$ , que possui as seguintes características (para mais detalhe, se referir à seção 2.1.4):

- O canal é quase estático; o canal não varia durante um bloco de transmissão e muda de uma maneira independente de um bloco a outro;
- O canal se considera plano não seletivo em frequência (consideração de banda estreita);
- A matriz  $\mathbf{H}$  tem uma dimensão de  $[N \times M]$ , onde  $M$  é o número de transmissores e  $N$  o número de receptores;
- Cada entrada de  $\mathbf{H}$   $h_{ij}$  representa o ganho de percurso entre a  $i$ -ésima antena transmissora e a  $j$ -ésima antena receptora
- As entradas  $h_{ij}$  são variáveis aleatórias gaussianas complexas, onde a parte real e parte imaginária possuem média zero e variância de 0.5 [1]. Este valor se explica porque a magnitude  $|h_{ij}|$  segue uma distribuição de Rayleigh, sendo o valor esperado da magnitude ao quadrado de  $h_{ij}$  igual a um.
- Num ambiente rico em espalhamento e sob a consideração que tanto o transmissor como o receptor estão suficientemente espaçados, o desvanecimento, o ganho de percurso  $h_{ij}$  e as colunas de  $\mathbf{H}$  podem ser consideradas independentes.

A relação entre a parte transmissora e parte receptora pode ser modelada pela equação linear:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (3.1)$$

onde  $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{M-1}]^T$  é o vetor transmitido,  $\mathbf{y} = [y_0, y_1, \dots, y_{N-1}]^T$  é o vetor recebido,  $\mathbf{H}$  é a matriz de canal ( $N \times M$ ),  $\mathbf{n} = [n_0, n_1, \dots, n_{N-1}]^T$  é o vetor complexo (AWGN) de ruído Gaussiano branco aditivo de média zero  $N_0$  onde  $(\cdot)^T$  denota transposição.

### 3.1.3 Arquitetura do Receptor

O receptor possui  $N$  antenas receptoras. O vetor de recepção neste arranjo de antenas é dado por  $\mathbf{y} = [y_0, y_1, \dots, y_{N-1}]^T$ . Cada um dos elementos  $\mathbf{y}_i$  de recepção é composto da seguinte maneira:

$$\mathbf{y}_i = x_0 h_{i1} + x_1 h_{i2} + \dots + x_{M-1} h_{iM-1} \quad (3.2)$$

Com referência a esta equação, é bom lembrar que os símbolos no transmissor têm tido dois tratamentos diferentes. Por uma parte, os símbolos transmitidos pelas duas primeiras antenas estão codificados em espaço-tempo através do esquema de Alamouti. Isto significa que o modelo deve fazer uma análise em dois intervalos de símbolo. Por outra parte, os símbolos transmitidos pelas outras  $M - 2$  antenas são não codificados.

Assim, cada sinal  $\mathbf{y}_i$  é uma combinação de sinais codificados e não codificados. É preciso projetar uma estratégia para detectar com sucesso cada um dos símbolos transmitidos.

#### a) Modelo matemático do sistema de recepção híbrido

Antes de se determinar a estratégia de detecção, é necessário adequar de maneira conveniente a expressão matemática do modelo. Como foi mencionado no item anterior, no transmissor usa-se o esquema de diversidade espaço-temporal de Alamouti que precisa de dois tempos de símbolo. É, portanto obrigatório

reformular a equação (3.1) incluindo esta dependência do tempo. Se expressa de um modo geral o modelo do sistema híbrido da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} y_{0,0} & y_{0,1} \\ y_{1,0} & y_{1,1} \\ \vdots & \vdots \\ y_{N-1,0} & y_{N-1,1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{00} & h_{01} & \cdots & h_{0M} \\ h_{10} & h_{11} & \cdots & h_{1M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{(N-1)0} & h_{(N-1)1} & \cdots & h_{(N-1)(M-1)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_0 & -x_1^* \\ x_1 & x_0^* \\ x_2 & x_3 \\ x_4 & x_5 \\ \vdots & \vdots \\ x_{2M-2} & x_{2M-1} \\ x_{2M-4} & x_{2M-3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{0,0} & n_{0,1} \\ n_{1,0} & n_{1,1} \\ n_{2,0} & n_{2,1} \\ n_{3,0} & n_{3,1} \\ \vdots & \vdots \\ n_{N-1,0} & n_{N-1,1} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Onde  $y_{it}$  e  $n_{it}$  são, respectivamente, o sinal recebido e o ruído na antena receptora  $i$  durante o tempo  $t$ , e cada coluna da matriz contendo os componentes do vetor  $\mathbf{x}$  são referidas aos tempos zero e um respectivamente. É importante observar que o sinal recebido  $y_{it}$  possui agora o índice  $t$  com referência ao tempo.

#### b) Estrutura geral do receptor

O receptor inclui inicialmente  $N$  antenas receptoras, que recebem cada uma um sinal  $y_i$ . Cada uma das antenas está ligada a um demodulador. E cada um destes demoduladores liga-se ao bloco de processamento e detecção de sinal. É suposto que se tenha estimação ideal do canal, quer dizer que o receptor conhece o canal, assim ele pode separar e decodificar os símbolos transmitidos desde cada antena. A habilidade para separar os símbolos é devida ao fato que, num ambiente de espalhamento, os sinais recebidos em cada antena receptora desde cada antena transmissora aparecem como descorrelacionados.

### 3.2 PROCEDIMENTO DE DETECÇÃO

#### a) Requerimentos

Dada a combinação de multiplexação e diversidade em cada um dos sinais  $y_i$ , é necessário criar um procedimento que abranja estas duas partes.

O procedimento deverá cumprir as seguintes condições:

- Deverá detectar os símbolos da estrutura de diversidade, que em nosso caso é um esquema de Alamouti; para as topologias avaliadas nesta Dissertação, a estrutura de diversidade sempre é um esquema de Alamouti;
- Deverá detectar os símbolos da estrutura de multiplexação. Conforme explicado no item 2.3.2 uma boa maneira para realizar esta tarefa é com uma estratégia de detecção combinada linear e não linear. A detecção linear pode seguir o critério de ZF ou de MMSE. A detecção não linear seguirá o SIC (Cancelamento sucessivo de interferência). Para a detecção linear, o critério seguido é de ZF (*Zero Forcing*). Este critério se escolhe pois nenhum autor o usa, por uma parte, tendo a oportunidade de comparar com os trabalhos já feitos com MMSE; e por outra parte, existe muita mais informação de ZF para desenvolver os algoritmos de detecção;
- A curva gerada será de taxa de erro de bit em função da relação energia por bit-densidade espectral de potência de ruído, usando as equações (2.15) e (2.16).

Defini-se [14] a energia por bit como

$$E_b = \frac{E_s}{\log_2(P)} \quad (3.4)$$

Sendo  $E_s$  a energia de símbolo. Tem-se como suposto que a potência total no transmissor se divide em partes iguais em cada uma das  $M$  antenas transmissoras, assim que cada símbolo possui uma potência de:

$$E_s = P_t/M \text{ Watts} \quad (3.5)$$

Ao assumir-se que  $P_t = 1$  Watt, onde  $P_t$  é a potência total no transmissor.

### b) Diagrama Geral de Detecção no Receptor

O diagrama geral de detecção se apresenta na Fig.3.2. Para fazer esta detecção, a estratégia segue o seguinte procedimento [11]:

- Cancelamento de interferência dos símbolos não codificados: Através da matriz pseudo-inversa  $\mathbf{H}^+$  é possível eliminar os símbolos não codificados;
- Decodificação dos símbolos de Alamouti, e eliminação da contribuição destes símbolos no vetor  $\mathbf{y}$ ;
- Detecção dos símbolos não codificados.

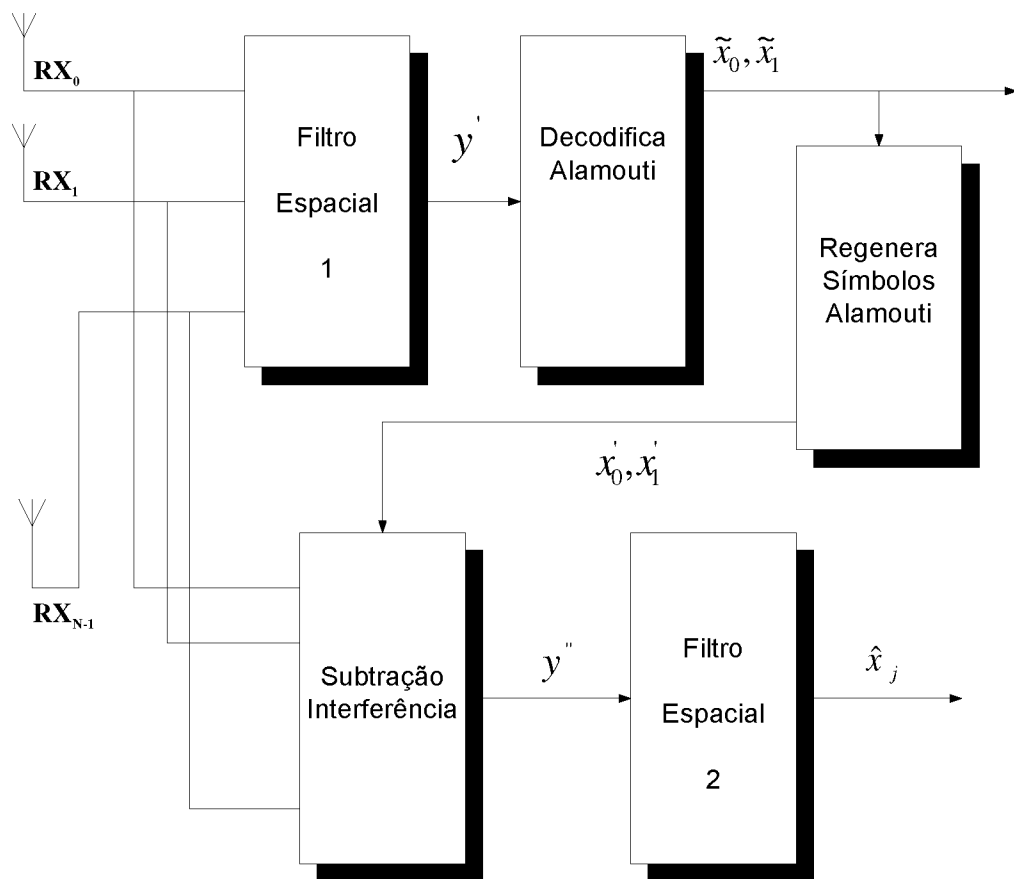


Fig. 3.2 – Esquema geral de detecção do modelo

### c) Estratégia detalhada de detecção

Faz-se uma análise detalhada da seqüência seguida no modelo sugerido de detecção.

Como primeira tarefa, se estabelece o vetor de sinais recebidos  $\mathbf{y}_i$ . Este vetor aparece nos receptores do sistema, desde o receptor  $RX_0$  até o receptor  $RX_{N-1}$ . Como é bem sabido, o vetor  $\mathbf{y}$  possui contribuição de todos os símbolos transmitidos e modulados, cada um deles multiplicado pelo ganho de percurso correspondente. Dada esta condição, existe contribuição, em cada um dos elementos do vetor  $\mathbf{y}$ , de símbolos codificados e não codificados, todos modulados. Os símbolos codificados utilizam o código de Alamouti, ou seja, utilizam codificação espaço-temporal. Como foi mencionado na explicação da equação (3.3), é necessário realizar uma análise em dois períodos de símbolo, já que existe uma codificação espaço-temporal.

A seguir, é iniciada a decodificação. Para isto, se eliminará a contribuição dos símbolos não codificados, e se detectarão os símbolos de Alamouti. Escolhe-se detectar os símbolos de Alamouti em primeira instância já que, devido à codificação, a probabilidade de detecção correta destes símbolos é maior que a probabilidade de detecção correta dos símbolos não codificados. Esta situação é muito importante, já que a por se usar uma detecção não linear tipo SIC, a detecção correta do símbolo atual depende da detecção também correta dos símbolos anteriores.

Para realizar a eliminação dos símbolos não codificados, utiliza-se a matriz pseudo-inversa como foi apresentado nas equações (2.27) e (2.28). Nestas operações, escolhe-se a linha da matriz  $\mathbf{H}^+$  correspondente aos símbolos não codificados (uma operação por vez), e se multiplica pelo vetor de sinais recebidos  $\mathbf{y}$ . Com este cálculo, encontram-se os símbolos não codificados. Uma vez encontrado o símbolo, ele deve ser demodulado.

Como segunda tarefa, a contribuição destes símbolos estimados não codificados, dentro do vetor  $\mathbf{y}$  é subtraída, multiplicando-se o símbolo pela coluna de  $\mathbf{H}$  correspondente ao transmissor do símbolo encontrado. O processo descrito neste segundo passo denomina-se na Figura 3.2 como *Filtro Espacial 1*. O

resultado do segundo passo é um vetor  $\mathbf{y}'$  que somente tem contribuição dos símbolos transmitidos com codificação de Alamouti.

Estando já o vetor de sinais recebidos  $\mathbf{y}'$  livre da interferência dos símbolos não codificados, é possível abordar o terceiro passo. Neste estágio de três partes, os símbolos de Alamouti devem ser decodificados, depois regenerados, e sua contribuição no vetor  $\mathbf{y}$  eliminada, dando agora a oportunidade para a detecção dos símbolos não codificados. Para realizar a primeira parte, utiliza-se a detecção de Alamouti descrita nas equações (2.10) e (2.11), finalizando com a demodulação dos símbolos. Encontram-se os símbolos  $\tilde{x}_0$  e  $\tilde{x}_1$ .

Para realizar a segunda parte, cada um destes símbolos detectados é regenerado. Esta regeneração significa que uma vez o símbolo foi estimado através do detector de máxima verossimilhança, ele fica fixado ao valor estimado, e daí para frente utiliza-se este valor. Isto se faz para evitar erros na detecção posterior. Os símbolos regenerados são  $\hat{x}_0$  e  $\hat{x}_1$ .

Para a última parte deste terceiro passo, cada um dos símbolos de Alamouti encontrados é modulado, e multiplicado pela coluna de  $\mathbf{H}$  correspondente ao transmissor utilizado para enviar estes símbolos; este resultado é então subtraído de cada um dos elementos do vetor de sinais recebidos  $\mathbf{y}$ . Este processo se realiza através do bloco chamado *Subtração de Interferência*. O resultado é um vetor  $\mathbf{y}''$  livre das contribuições dos símbolos codificados de Alamouti.

No quarto passo, os símbolos não codificados são encontrados através do bloco chamado *Filtro Espacial 2*. Para este procedimento, utiliza-se de novo a detecção linear ZF através da matriz pseudo-inversa, detectando o primeiro símbolo não codificado, e dando aos outros símbolos o tratamento de interferentes. Posteriormente segue-se a recursividade do algoritmo SIC.

#### d) Algoritmo Geral de Detecção

Apresenta-se o algoritmo geral de detecção híbrida no receptor:

i) Determine o valor estimado ZF da matriz de canal  $\mathbf{H}$ :

$$\mathbf{G} = \mathbf{H}^+ \quad (3.6)$$

Igual que o explicado na seção 2.2.2 (1), é necessário obter a matriz pseudo-inversa de  $\mathbf{H}$ ,  $\mathbf{H}^+$ . Este passo permitirá que seja possível calcular os símbolos enviados usando a equação (2.28)

ii) Encontre o vetor  $\mathbf{w}$ , que tem sido definido como a linha da matriz  $\mathbf{H}^+$  correspondente aos símbolos não codificados. Para este algoritmo, definem-se os símbolos não codificados como aqueles denotados pela linha  $j$ :

$$\mathbf{w}_y = \mathbf{G}_j \quad (3.7)$$

Onde  $\mathbf{G}_j$  denota o  $j$ -ésimo vetor linha da matriz  $\mathbf{G}$ . Os símbolos não codificados no vetor transmitido  $\mathbf{x}$  são em total  $M - 2$

iii) Detecte os símbolos não codificados (Símbolos BLAST)

$$r_j = \mathbf{w}_y \quad (3.8)$$

iv) Quantize a decisão estatística a seu respectivo ponto de constelação:

$$\hat{x}_j = Q(r_j) \quad (3.9)$$

v) O efeito deste símbolo não codificado é subtraído do sinal recebido:

$$\mathbf{y}' = \mathbf{y} - \mathbf{H}_j \hat{x}_j \quad (3.10)$$

vi) Os símbolos de Alamouti são detectados:

$$\tilde{x}_0 = \sum_{i=0}^{N-1} (h_{i0}^* y_{i0} + h_{i1} y_{i1}^*) \quad (3.11)$$

$$\tilde{x}_1 = \sum_{i=0}^{N-1} (h_{i1}^* y_{i0} - h_{i0} y_{i1}^*) \quad (3.12)$$

vii) Os símbolos de Alamouti são regenerados

$$\begin{aligned} x_0' &\leftarrow \tilde{x}_0 \\ x_1' &\leftarrow \tilde{x}_1 \end{aligned} \quad (3.13)$$

viii) O efeito dos símbolos de Alamouti é subtraído do sinal recebido original:

$$\mathbf{y}'' = \mathbf{y} - \mathbf{H}_i x_0' - \mathbf{H}_j x_1' \quad (3.14)$$

Onde  $\mathbf{H}_i$  e  $\mathbf{H}_j$  são as colunas da matriz de canal correspondente aos transmissores dos símbolos de Alamouti

ix) Anule as colunas da matriz de canal correspondente aos transmissores dos símbolos de Alamouti:

$$\mathbf{H}_a^- = \mathbf{H} - [\mathbf{H}_i \quad \mathbf{H}_j \quad 0 \quad \dots \quad 0] \quad (3.15)$$

x) Uma nova matriz pseudo-inversa é determinada para detectar os símbolos não codificados (Símbolos BLAST)

$$\mathbf{G}_a = \mathbf{H}_a^+ \quad (3.16)$$

xi) Determine a matriz peso para encontrar os símbolos não codificados

$$\mathbf{w}_j = \mathbf{G}_{aj} \quad (3.17)$$

Onde  $\mathbf{G}_{aj}$  denota a  $j$ -ésima linha da Matriz  $\mathbf{G}_a$

xii) Detecte o  $j$ -ésimo símbolo interferente

$$r_j = \mathbf{w}_j \mathbf{y}'' \quad (3.18)$$

xiii) Quantize a decisão estatística para encontrar o símbolo interferente

$$\hat{x}_j = Q(r_j) \quad (3.19)$$

O algoritmo da detecção do esquema híbrido é como segue:

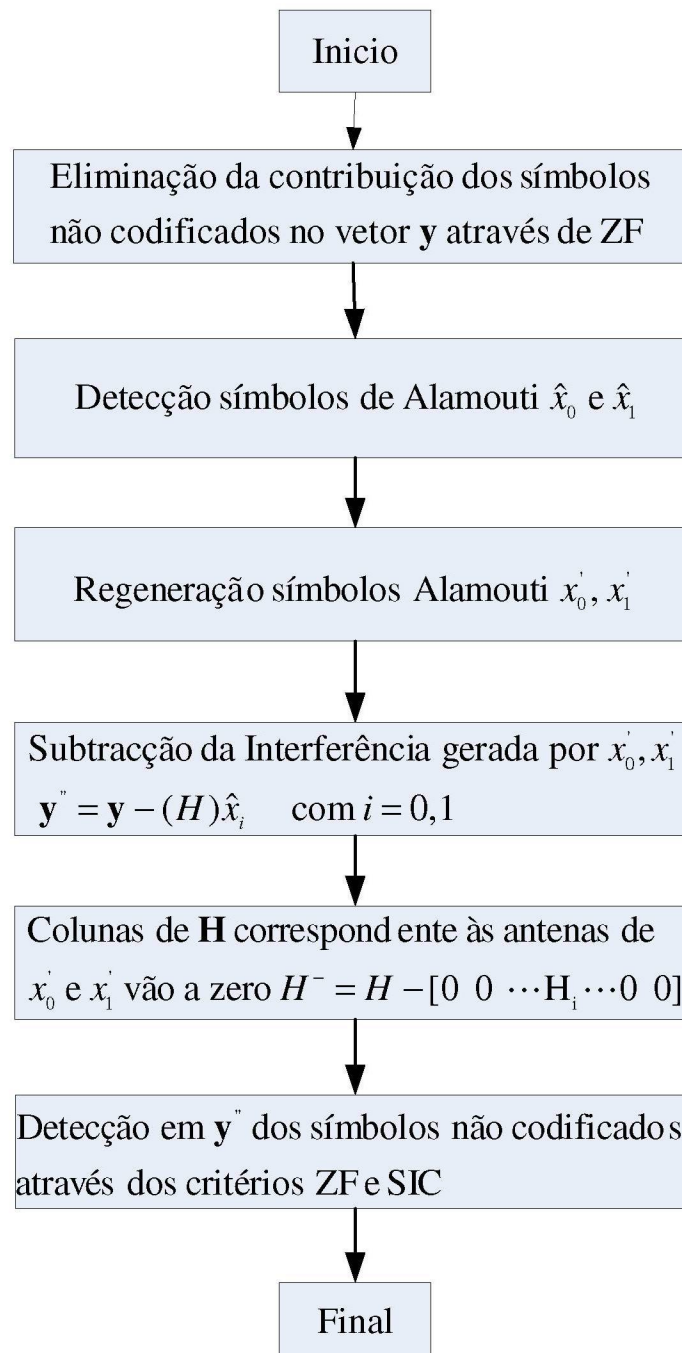


Fig.3.3- Diagrama de fluxo da decodificação no esquema híbrido

### 3.3 CONCLUSÕES

Precisa-se de um processamento de sinais no receptor para decodificar com sucesso os sinais transmitidos através de canais MIMO por sistemas híbridos que combinam diversidade e multiplexação. Estes sistemas híbridos são constituídos,

no modelo apresentado, do esquema de Alamouti para diversidade e do esquema da tecnologia BLAST para multiplexação. O receptor deverá conseguir decodificar dados codificados no tempo e no espaço, assim como aqueles que não estão codificados.

Neste capítulo, tem-se descrito este receptor, sob certas condições. Para o caso da codificação espaço-temporal, técnicas lineares serão utilizadas para detectar os símbolos, Para os símbolos não codificados, se usará uma combinação da técnica linear de ZF, e da técnica não linear de SIC. No capítulo 4, serão apresentados os resultados das avaliações feitas sobre várias arquiteturas de sistemas híbridos.

## 4 RESULTADOS E ANÁLISE

No Capítulo 3, foi apresentado o modelo sugerido de receptor dos sistemas híbridos para o processamento de sinal, visando à detecção dos símbolos transmitidos num sistema MIMO. Um diagrama em blocos foi indicado na Fig.3.2. O algoritmo para decodificação foi detalhadamente explicado. O presente capítulo procura apresentar os resultados do modelo proposto, utilizando várias estruturas de sistemas de multiplexação, diversidade e híbridos, avaliando o desempenho do receptor em termos de taxa de erro de bit em diversas configurações, modulações, e diferentes números de antenas tanto no transmissor como no receptor.

### 4.1 PROCEDIMENTO E CONDIÇÕES DE SIMULAÇÃO

O procedimento de simulação visa gerar curvas de desempenho de erro em função da relação sinal-ruído  $SNR$  -equação (2.16), das diferentes variações do modelo. A taxa de erro é avaliada para diferentes valores da relação  $SNR$ . Serão apresentadas com detalhe as características usadas na simulação.

Primeiro são fixadas as condições iniciais do sistema: É escolhida a cardinalidade  $P$  de modulação; no caso do modelo sugerido foram avaliadas as modulações BPSK, QPSK, e 8-PSK. É escolhido o tamanho de bloco de dados. É decidido o número de antenas transmissoras e receptoras. A potência total transmitida é fixada a 1 Watt; esta potência é dividida em partes iguais em todos os transmissores; partindo da potência obtida em cada transmissor, encontra-se a Energia de Bit, conforme (2.16 e 3.4). É definida a faixa de variação da relação Energia de bit-Densidade espectral de potência de ruído aonde será avaliada a taxa de erro; esta faixa começa em 0 dB até o valor máximo desejado com intervalos de 1 dB. A matriz MIMO é simulada através de comandos do programa que geram vetores de números aleatórios complexos com elementos normalmente distribuídos com média zero e com variância 0.5. O bloco de dados é criado como uma matriz onde o número de linhas representa o número de transmissores, e as colunas

significam o tamanho do bloco de dados. Os símbolos são modulados conforme a cardinalidade escolhida. Se estiver sendo avaliada uma topologia com esquema de Alamouti ou híbrida, é realizada neste momento a codificação espaço-temporal.

A partir deste ponto começa a avaliação da taxa de erro para cada um dos valores da relação Energia de bit-Densidade espectral de potência de ruído, começando desde o valor inicial de zero até o valor máximo escolhido. A energia de bit calcula-se a partir de (3.4), fixando como mínimo número de erros o valor 100 erros; para um número de erros menor que este, a dado se considera não válido. Para conseguir fazer a avaliação da taxa de erro em cada um dos valores pré-fixados de  $E_b/N_0$  (Variando de 0 dB até o valor máximo), conhece-se  $E_b$ , mas é necessário calcular  $N_0$ . Uma vez calculado  $N_0$ , gera-se ruído aditivo branco gaussiano com variância  $\frac{N_0}{2}$  para cada um dos valores da relação  $E_b/N_0$ .

Na seqüência, aplica-se a equação para o cálculo deste valor, em cada um dos valores da relação. Como é bem conhecido, nos sistemas digitais a relação SNR se expressa pela relação entre a Energia de Bit e a densidade espectral de potência de ruído. Utilizam-se vários tipos de modulações digitais  $P$ -árias. Valores diferentes no número de antenas, tanto no transmissor como no receptor, são apurados.

O software utilizado é *Matlab*, os programas para a tecnologia BLAST, o esquema de Alamouti, e o sistema híbrido estão no Apêndice 1.

## 4.2 TOPOLOGIAS PARA AVALIAÇÃO

### 4.2.1 Caso I: Sem codificação, $M = 1, N = 1$

Este é o caso mais simples, pois possui um transmissor, um receptor (*SISO*: *Single Input, Single Output*), e não tem codificação. Este caso apresenta-se só para efeitos de comparação com os esquemas codificados e de múltiplas antenas. Alias,

é uma ferramenta para validação de resultados com referencia a outros autores. Na Fig. 4.1 observa-se esta arquitetura.

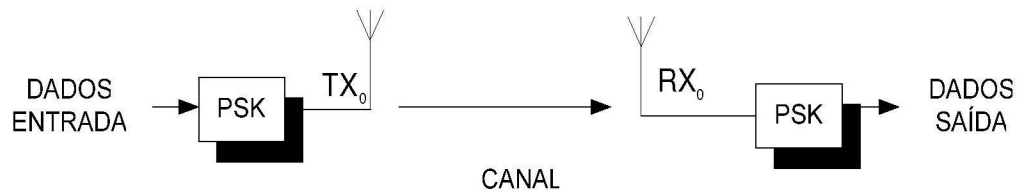


Fig. 4.1 – Esquema sem codificação

Esta topologia foi avaliada com modulação BPSK, e os resultados se apresentam na Fig. 4.2.

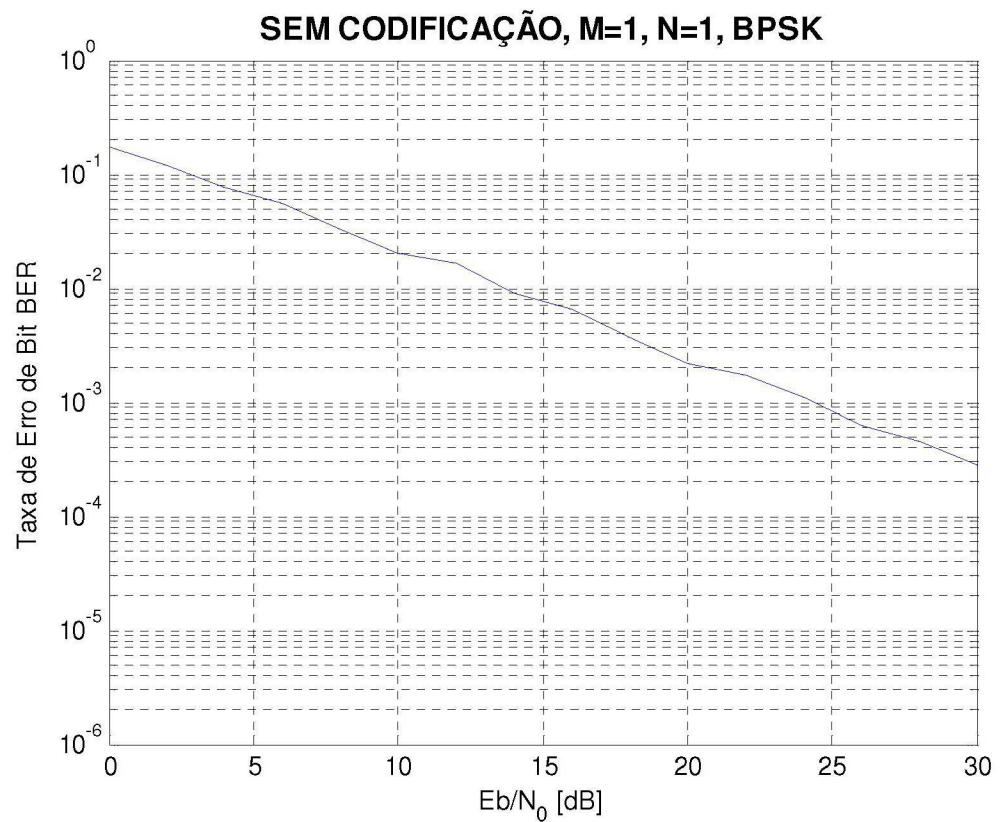


Fig.4.2 – Desempenho em taxa de erro de bit para o esquema SISO sem codificação

Apresenta-se a seguir na Figura 4.3. os resultado encontrados por Tarokh *et al* [28], e na Figura 4.4. por Alamouti [5], para o mesmo tipo de arquitetura e de modulação PSK.

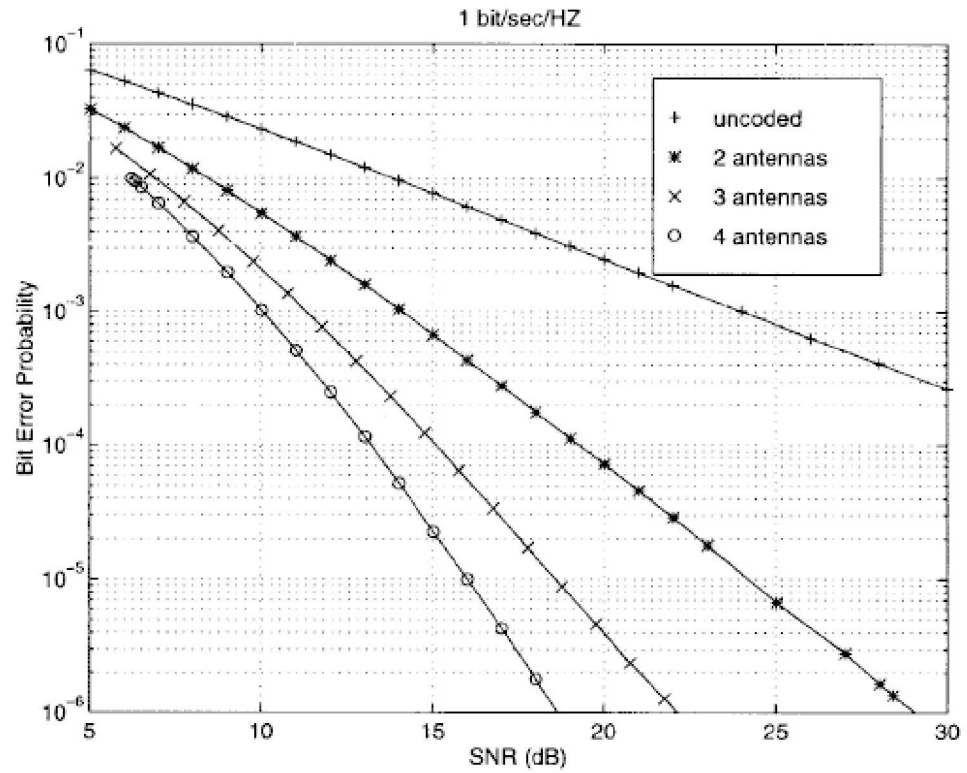


Fig. 4.3- Desempenho em Taxa de Erro de bit

Fonte: Tarokh *et al* [28]

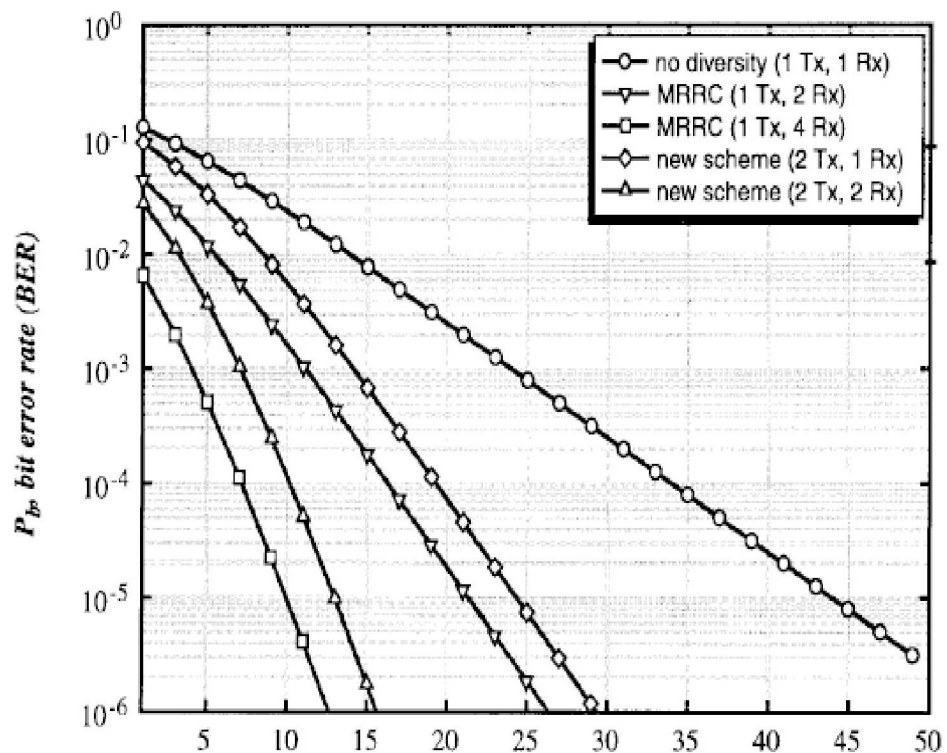


Fig. 4.4 – Desempenho em Taxa de Erro de bit

Fonte: Alamouti [5]

No caso de Tarok, a curva se chama “uncoded”, e no caso de Alamouti, a curva se chama “No diversity”. Em ambos casos é a primeira curva de encima para baixo. Alguns valores comparativos nas três curvas são:

- Taxa de erro de  $6 \times 10^{-2}$ , nos três casos 5 dB .
- Taxa de erro de  $2 \times 10^{-2}$ , nos três casos 10 dB .
- Taxa de erro de  $2.5 \times 10^{-3}$ , no caso de Tarokh e Alamouti 20 dB , no caso desta Dissertação perto de 19 dB .

Assim, as curvas são praticamente idênticas.

#### 4.2.2. Caso II: Esquema de Alamouti com $N = 1$ e $N = 2$

Como foi dito em (2.9), o esquema de Alamouti pode se variar desde um até  $N$  receptores. É objetivo deste item apresentar duas topologias do esquema de Alamouti, e comparar os resultados obtidos nesta Dissertação com os resultados obtidos pelos autores Tarokh [28] e Alamouti [5].

##### a) Esquema de Alamouti com $N = 1$

Observa-se a arquitetura deste caso na Figura 4.5. Na Figura 4.6., observa-se o resultado encontrado nesta Dissertação para a modulação BPSK. Na Figura 4.3., observa-se o resultado encontrado por Tarokh sob a mesma modulação, onde a curva a detalhar se chama “2 antenas”, segunda curva de cima para baixo. No caso de Alamouti, Figura 4.4., a curva se chama “New scheme (2 Tx, 1 Rx)”, e também é a segunda curva de cima para baixo.

Alguns valores comparativos são os seguintes:

- Para taxa de erro de bit de  $3 \times 10^{-2}$ ,  $SNR = 5$  dB nos três casos.
- Para taxa de erro de bit de  $6 \times 10^{-3}$ ,  $SNR = 10$  dB nos três casos.
- Para taxa de erro de bit de  $7 \times 10^{-5}$ ,  $SNR = 20$  dB nos três casos.

Assim, as curvas são idênticas.

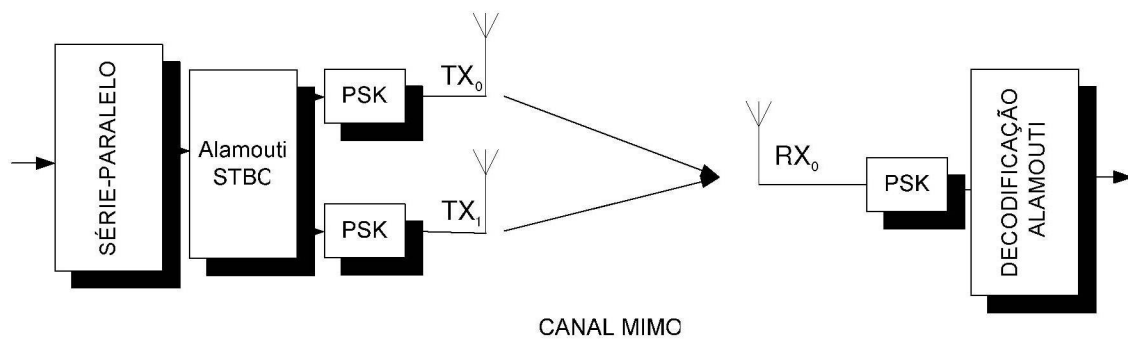


Fig 4.5 – Esquema de Alamouti,  $N = 1$

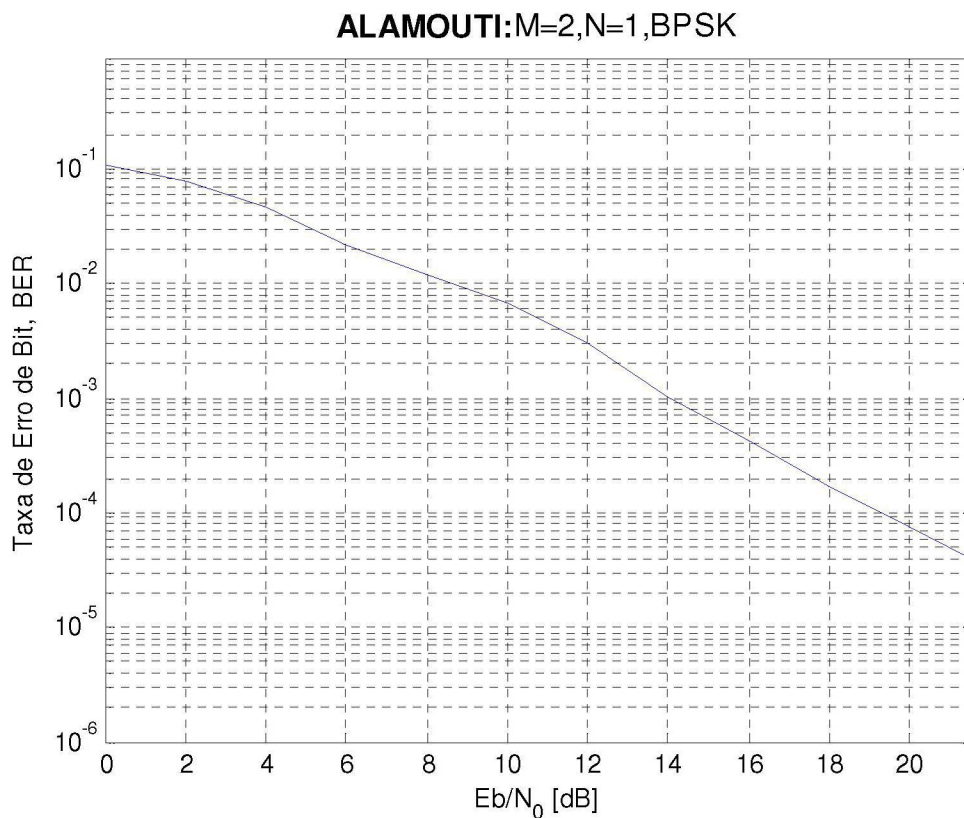


Fig.4.6 – Desempenho em taxa de erro do esquema de Alamouti,  $N = 1$

b) Esquema de Alamouti com  $N = 2$

Observam-se os resultados obtidos nesta Dissertação na Figura 4.7 para modulação BPSK. Esta curva pode-se comparar com a curva de Alamouti

da Figura 4.4. No caso de Alamouti, a curva se chama “New scheme (2 Tx, 2 Rx)”, e é quarta curva de cima para baixo.

Alguns valores são:

- Taxa de erro de bit de  $3.5 \times 10^{-3}$ ,  $SNR = 5$  dB nos dois casos.
- Taxa de erro de bit de  $1 \times 10^{-4}$ ,  $SNR = 10$  dB nos dois casos.

Mais uma vez, as curvas são idênticas.

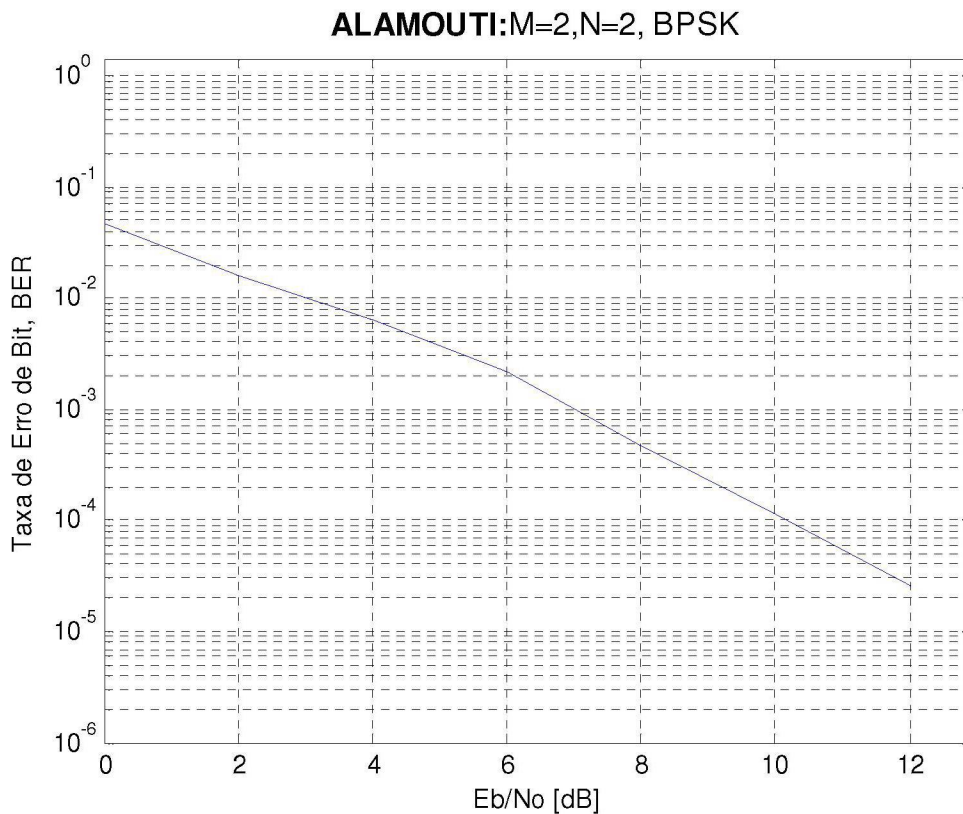


Fig.4.7 - Desempenho de taxa de erro de bit de Alamouti com  $N = 2$

#### 4.2.3 Caso III: $M = 2$ e $M = 3$ , $N = 3$

Apresenta-se um sistema com  $N = 3$ . Procura-se avaliar o desempenho do sistema quando são utilizadas duas estruturas transmissoras:

- No primeiro caso, com  $M = 2$  usando-se o esquema de Alamouti;
- E no segundo caso com  $M = 3$ , e avaliando o funcionamento tanto para um sistema com tecnologia BLAST quanto para um sistema híbrido.

Embora não é justo com o esquema de Alamouti (Duas antenas) compará-lo com sistemas de três antenas transmissoras, é bom contrastar as diversas arquiteturas usadas com o desempenho do esquema de Alamouti, pois pode se perceber a eficiência deste último em relação a taxa de erro.

a) Esquema de Alamouti,  $N = 3$

Na Figura 4.8, observa-se o diagrama em blocos deste sistema e os resultados observam-se na Figura 4.12. Apresenta-se uma estrutura de diversidade pura. Isto se demonstra com o fato que o ganho de diversidade máxima deste esquema é  $MN = 6$ , entanto que o ganho de multiplexação máxima é  $R = 1$  (são enviados dois símbolos em dois períodos de símbolo). A proteção do sistema contra a adversidade do canal é muito alta, mas sua eficiência espectral é baixa.

Em termos de taxa de erro, pode-se observar na Figura 4.12 que o esquema de Alamouti com modulação QPSK atinge taxas de erro bastante baixas; em 7 dB, o esquema apresenta uma taxa de erro de bit de  $2 \times 10^{-4}$ , assim que o desempenho em termos de taxa de erro é excelente. Porém, o sacrifício é sua baixa eficiência espectral, ademais que o sistema usa cinco antenas só para atingir ganho de diversidade. Desde o ponto de vista de complexidade de decodificação, pode-se dizer que o receptor somente executa operações lineares uma vez que os dados estão todos codificados através de um código espaço-temporal, portanto a complexidade é baixa.

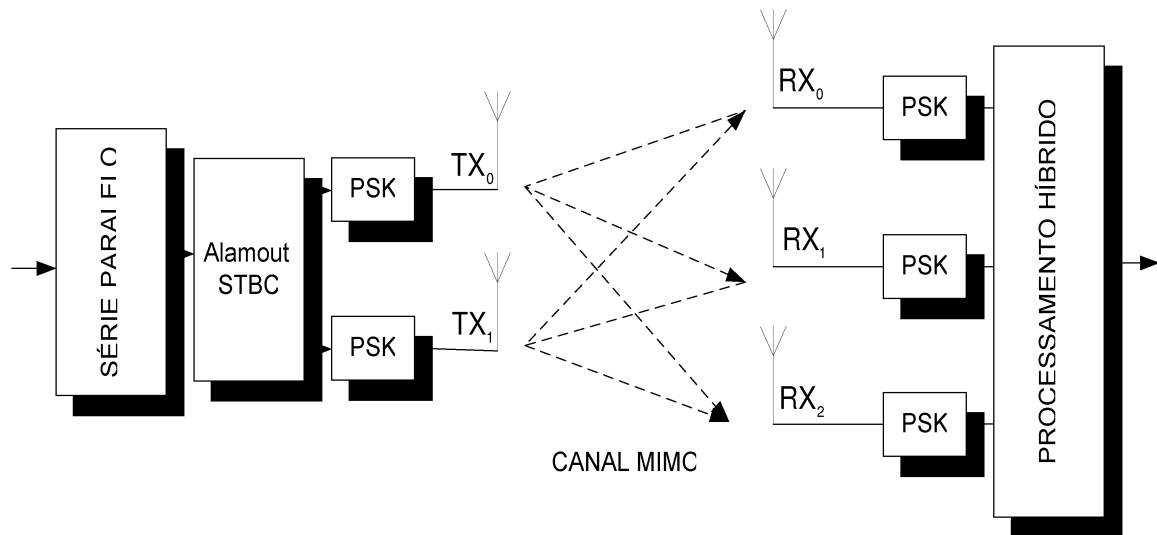


Fig. 4.8 – Esquema de Alamouti,  $N = 3$

Na Figura 4.9, observa-se o comportamento do esquema sob a perspectiva de Zheng [8]. Conforme explicado em 2.4., o esquema possui um ganho de diversidade máximo de  $MN = 6$ , e um ganho máximo de multiplexação de  $R = 1$ . Para este caso, não existem pontos médios de funcionamento.

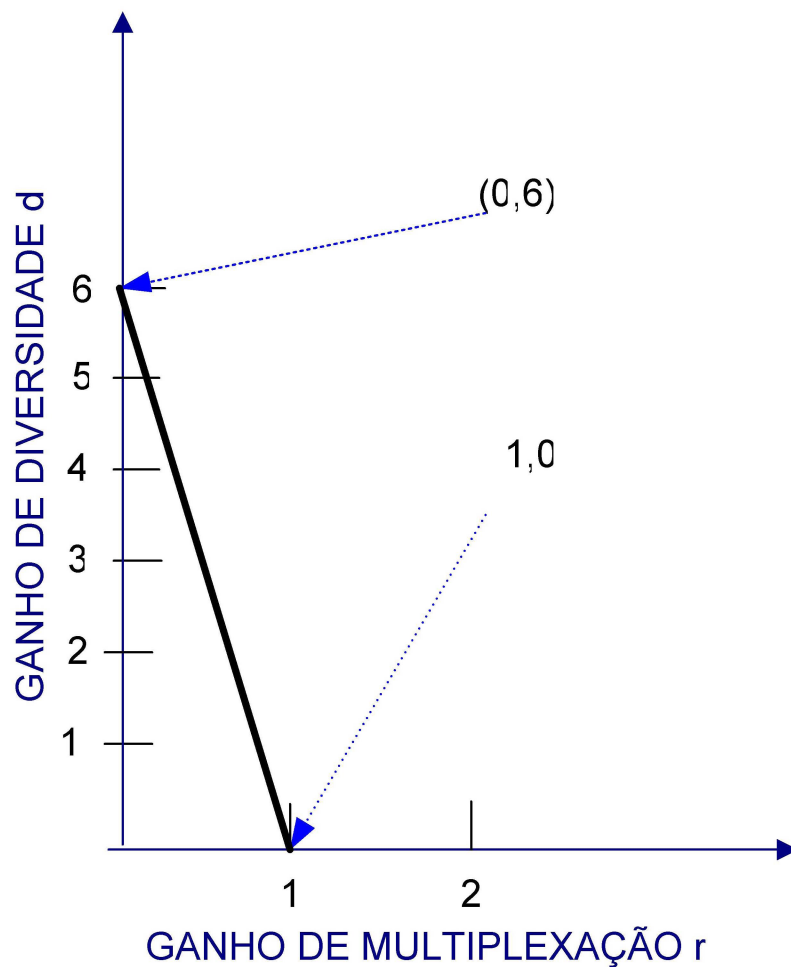


Fig. 4.9 – Curva de compromisso entre multiplexação e diversidade para o caso de esquema de Alamouti e  $N = 3$

b) BLAST  $M = 3$ ,  $N = 3$

Esta arquitetura apresenta-se na Figura 4.10. O sistema é de multiplexação pura, já que seu objetivo é somente fornecer alta eficiência espectral. O esquema tem uma eficiência espectral como segue:

$$\eta = 3 \log_2(P) \text{ bps/Hz} \quad (4.1)$$

Os sinais recebidos nas três antenas receptoras possuem contribuições de cada uma das três antenas transmissoras. A forma de detecção é segundo o procedimento para a tecnologia BLAST, conforme explicado na seção 2.3.2. O esquema atinge alto ganho de multiplexação, mas nenhum símbolo está codificado, ou seja, o esquema não está projetado para ter diversidade, por tanto apresenta a mais alta taxa de erro na Fig. 4.12.

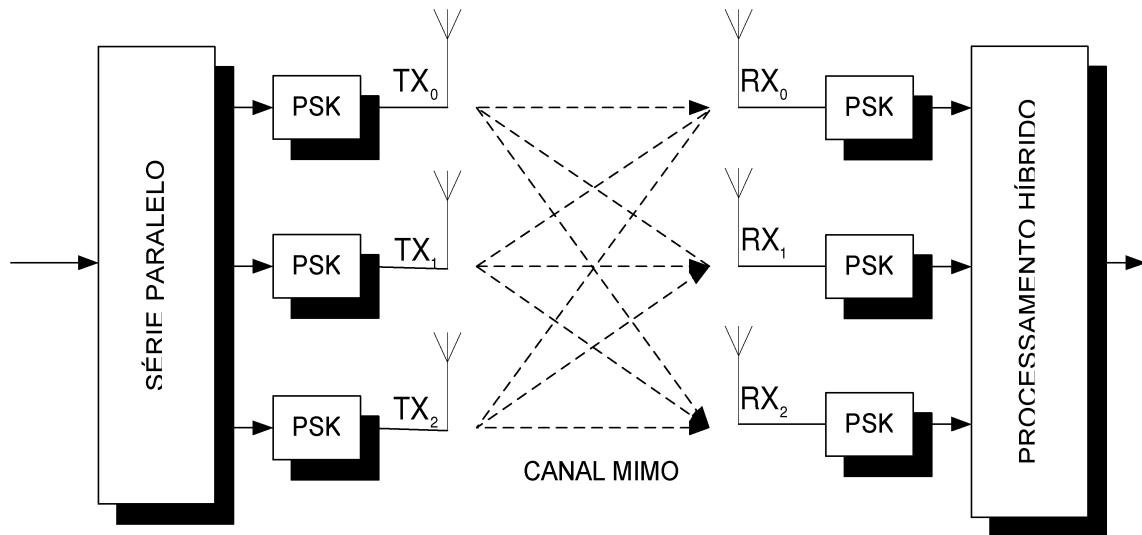


Fig. 4.10 – BLAST  $M = 3$ ,  $N = 3$

c) Híbrido  $M = 3$ ,  $N = 3$

Neste caso, como é observado na Figura 4.11, no transmissor existe uma estrutura híbrida combinando o esquema de Alamouti com um símbolo não codificado. Tem-se então um esquema de diversidade junto com um esquema de multiplexação. A decodificação deste esquema é feita como é apresentado na seção 3.2.

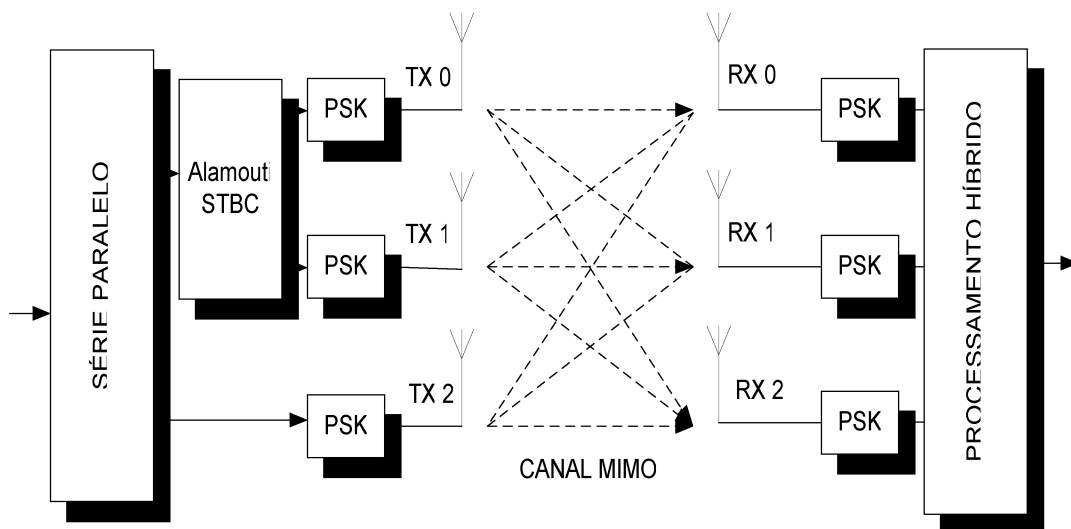


Fig. 4.11 – Híbrido  $M = 3$ ,  $N = 3$

Como era esperado, este esquema apresenta um ponto meio entre o desempenho dos sistemas de multiplexação pura e diversidade pura, como pode ser visto na Figura 4.12. O sistema apresenta um melhor comportamento em termos de taxa de erro que a estrutura BLAST e possui um melhor funcionamento em termos de eficiência espectral que a estrutura de Alamouti. No final, o objetivo destes sistemas híbridos é atingir estes pontos meios de operação.

Em relação ao receptor, a operação de decodificação começa com os símbolos de Alamouti e depois continua com os símbolos não codificados. O processamento para a detecção é maior que no caso do esquema de Alamouti, pois o sistema envolve um termo não codificado. Porém, a decodificação é menos complexa que no esquema BLAST, pois nesta última precisa-se do uso de técnicas lineares (ZF) e não lineares (SIC) em três ocasiões para cada vetor  $x$  enviado desde o transmissor.

#### d) Comportamento comparativo das estruturas

Na Figura 4.12 observa-se o comportamento das diversas estruturas analisadas. E na Tabela 4.1. encontra-se as eficiências espectrais destas estruturas. É importante dizer que nas estruturas mencionadas, a tecnologia BLAST e o sistema híbrido possuem três antenas transmissoras, e o esquema de Alamouti possui duas; ainda com esta diferença no número de transmissores, é importante observar o comportamento comparativo das estruturas. Podem-se tirar as seguintes conclusões:

- O esquema de Alamouti apresenta notável comportamento em termos de desempenho de erro. O esquema QPSK exibe um desempenho ótimo como fornecedor de diversidade, pois este esquema atinge  $1 \times 10^{-4}$  com uma  $SNR$  de aproximadamente 7 dB. Isto significa que este sistema precisa de pouca potência para conseguir este desempenho de erro;
- Os sistemas híbridos, como procurados pelo próprio projeto deles, atingem, tanto em QPSK como em 8-PSK, os pontos meios nas avaliações de desempenho em termos de taxa de erro, comparativamente

com os sistemas de diversidade pura (Alamouti) e com os sistemas de multiplexação pura (BLAST). O sistema híbrido 8-PSK tem um desempenho similar ao desempenho do sistema BLAST com modulação QPSK;

- Os sistemas BLAST têm as mais altas taxas de erro como era esperado.

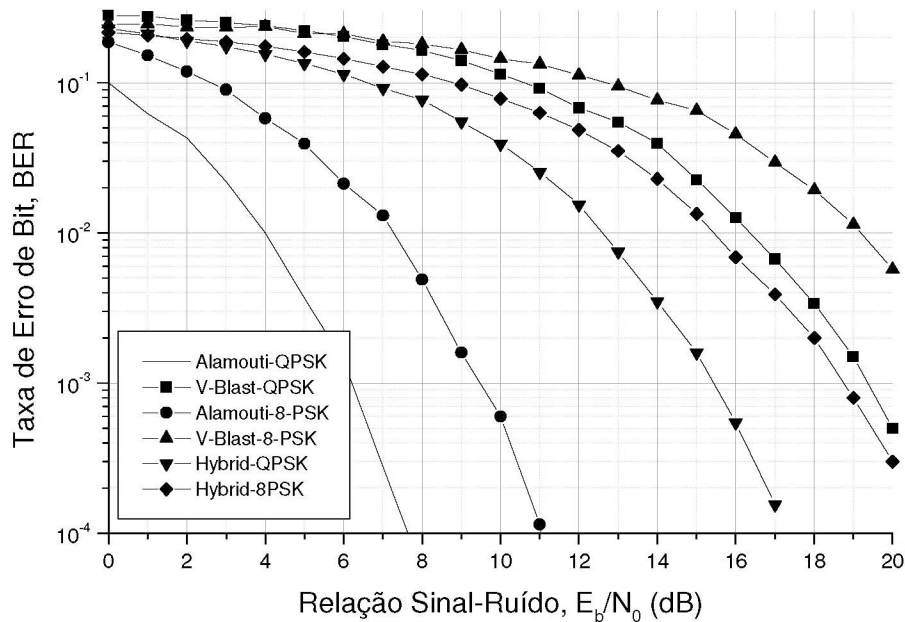


Fig. 4.12 – Resultados do desempenho para  $M = 2$  e  $M = 3$ ,  $N = 3$

TABELA 4.1  
EFICIÊNCIA ESPECTRAL PARA ARQUITECTURAS  $M=2$  (ALAMOUTI) E  
 $M=3$ ,  $N=3$

Esquema	Número Símbolos	Intervalos Símbolo	Taxa $R$ $R = K / T$	Eficiência Espectral $\eta = (R) \log_2(P)$ [bps/Hz]
Alamouti QPSK	2	2	1	2
Alamouti 8PSK	2	2	1	3
V-BLAST QPSK	3	1	3	6
V-BLAST 8PSK	3	1	3	9
HÍBRIDO QPSK	4	2	2	4
HÍBRIDO 8PSK	4	2	2	6

– Fazendo-se uma comparação, por exemplo, para uma taxa de erro de bit de  $1 \times 10^{-3}$ , observa-se que o esquema de Alamouti com modulação

QPSK atinge esta taxa com uma  $SNR$  de 6 dB. Para o caso do esquema de Alamouti 8-PSK, precisa-se de uma  $SNR$  de 9,5 dB para atingir a mesma taxa, ou seja, precisa-se do dobro da potência. Em contrapartida, o esquema 8-PSK fornece uma eficiência espectral 1.5 vezes maior que a eficiência espectral do esquema de Alamouti QPSK;

- A nível de eficiência espectral, na Tabela 4.1 é possível observar que os esquemas híbridos ficam no médio entre os esquemas de Alamouti (Tanto QPSK como 8-PSK), e os sistemas de tecnologia BLAST (Também nas duas modulações). É interessante notar o caso das estruturas Híbrida 8-PSK, e BLAST QPSK, as quais apresentam a mesma eficiência espectral (6 bps/Hz), e um desempenho de erro similar, embora seja melhor como era esperado, o sistema híbrido.

#### 4.2.4 Caso IV: $M = 2$ e $M = 4$ , $N = 4$

##### a) Esquema de Alamouti, $N = 4$

Este esquema é mostrado na Figura 4.13. O esquema é de diversidade pura com ganho de diversidade máxima de  $MN$ , e ganho de multiplexação de  $R = 1$ . O esquema possui uma enorme proteção contra o desvanecimento, porém a um custo de quatro antenas no receptor.

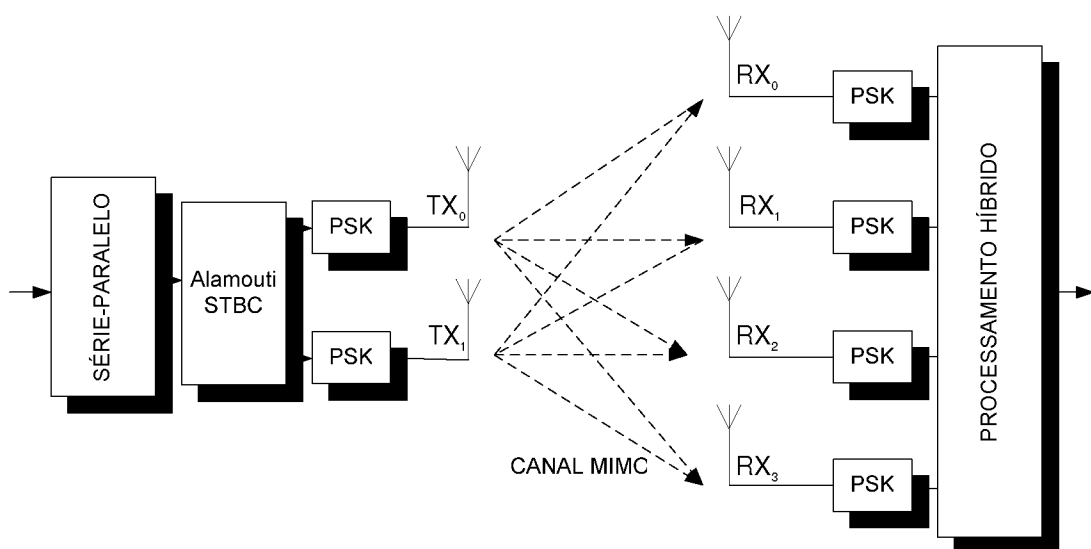


Fig. 4.13 – Esquema de Alamouti,  $N = 4$

b) BLAST  $M = 4$ ,  $N = 4$

Este esquema se observa na Figura 4.14. O esquema é de multiplexação puro. Para este caso, o ganho de multiplexação espacial é  $R = 4$ .

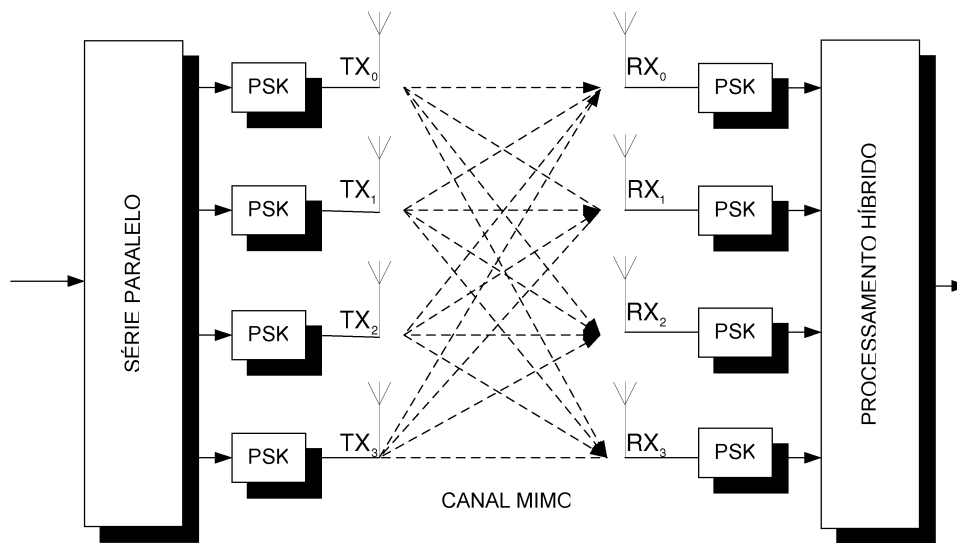


Fig.4.14 – BLAST  $M = 4$ ,  $N = 4$

c) Híbrido  $M = 4$ ,  $N = 4$

Este esquema que se observa na Figura 4.15 combina no transmissor uma estrutura de diversidade de Alamouti, e dois transmissores de símbolos não codificados que fazem parte da estrutura de multiplexação.

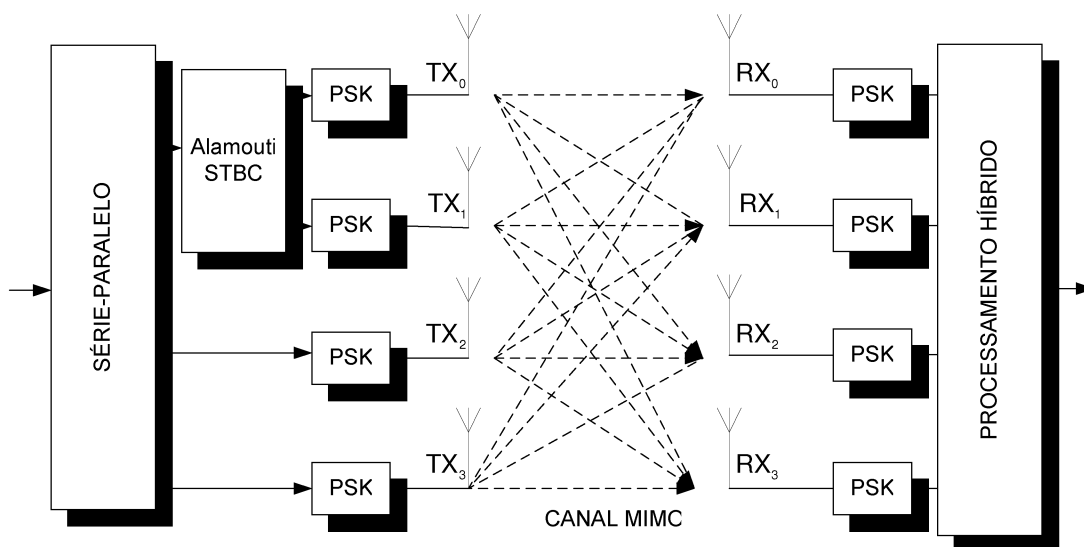


Fig. 4.15 – Híbrido  $M = 4$ ,  $N = 4$

#### d) Comportamento comparativo das estruturas

Observa-se na Figura 4.16 os resultados da simulação em desempenho de erro, e na Tabela 4.2 as eficiências espectrais dos esquemas usados. Para esta comparação é necessário mencionar que a tecnologia BLAST, igual que o sistema híbrido, possuem quatro transmissores, entanto que o esquema de Alamouti só possui dois; porém, a nível comparativo é importante apresenta-lo na mesma Figura e Tabela.

Os seguintes resultados merecem ser salientados:

- Igual ao que aconteceu no caso III, estudado no item 4.2.3, as estruturas têm o comportamento esperado. O sistema de diversidade pura de Alamouti possui a mais baixa taxa de erro, porém este sistema tem também uma baixa eficiência espectral. Sem importar o número de antenas receptoras, a eficiência espectral do esquema de Alamouti estará dada por  $\eta = \log_2(P)$ , já que  $R = 1$ . O sistema de Alamouti com  $N = 4$  tem uma mais baixa taxa de erro que o mesmo sistema com  $N = 3$ . Este comportamento era esperado já que um maior número de receptores fornece uma maior diversidade, ou seja, maior robustez para a adversidade do meio sem fio. Para o caso de  $N = 3$ , a máxima diversidade está dada por  $MN = 6$ , em quanto que para o caso de  $N = 4$  a máxima diversidade está dada por  $MN = 8$ ;
- apresenta-se o caso que a curva de desempenho BLAST QPSK tem um comportamento melhor em termos de desempenho de erro, que a curva do sistema híbrido 8-PSK para valores de  $SNR$  acima de 8 dB. Embora os sistemas híbridos sejam projetados para atingir uma mais baixa taxa de erro que os sistemas BLAST já que os sistemas híbridos possuem uma estrutura de diversidade, neste caso a arquitetura BLAST QPSK está tendo um melhor comportamento em termos de desempenho de erro. Isto pode acontecer por duas situações: por uma parte, a modulação usada no sistema BLAST é QPSK e no sistema híbrido 8-PSK. E por outra parte, os dois transmissores de símbolos não codificados no subsistema híbrido

8-PSK estão sendo dominantes sobre o subsistema de diversidade de Alamouti;

- em relação à eficiência espectral, os sistemas híbridos estão de novo num ponto médio entre o esquema de Alamouti e os sistemas de tecnologia BLAST. Porém, e devido ao fato dos esquemas híbridos já terem dois transmissores de símbolos não codificados, e também ao fato da modulação usada, os sistemas híbridos se aproximam ao sistema de tecnologia BLAST. Por exemplo, o sistema de tecnologia BLAST QPSK tem uma menor eficiência espectral que o sistema híbrido 8-PSK; primeiro, porque em termos da taxa  $R$  a estrutura BLAST tem  $R = 4$ , e o esquema híbrido mencionado  $R = 3$ , ou seja, a taxa  $R$  da estrutura BLAST é levemente superior à do esquema híbrido; e segundo, porque o esquema de modulação da tecnologia BLAST fornece dois bits de informação por símbolo (QPSK), entanto que a modulação 8-PSK fornece 3 bits de informação por símbolo. Assim, em termos de eficiência espectral acaba sendo dominante a influência da modulação usada ainda sobre a arquitetura da estrutura (BLAST ou híbrida). Já em termos de desempenho de erro, a estrutura de tecnologia BLAST QPSK é melhor que a estrutura híbrida 8-PSK.

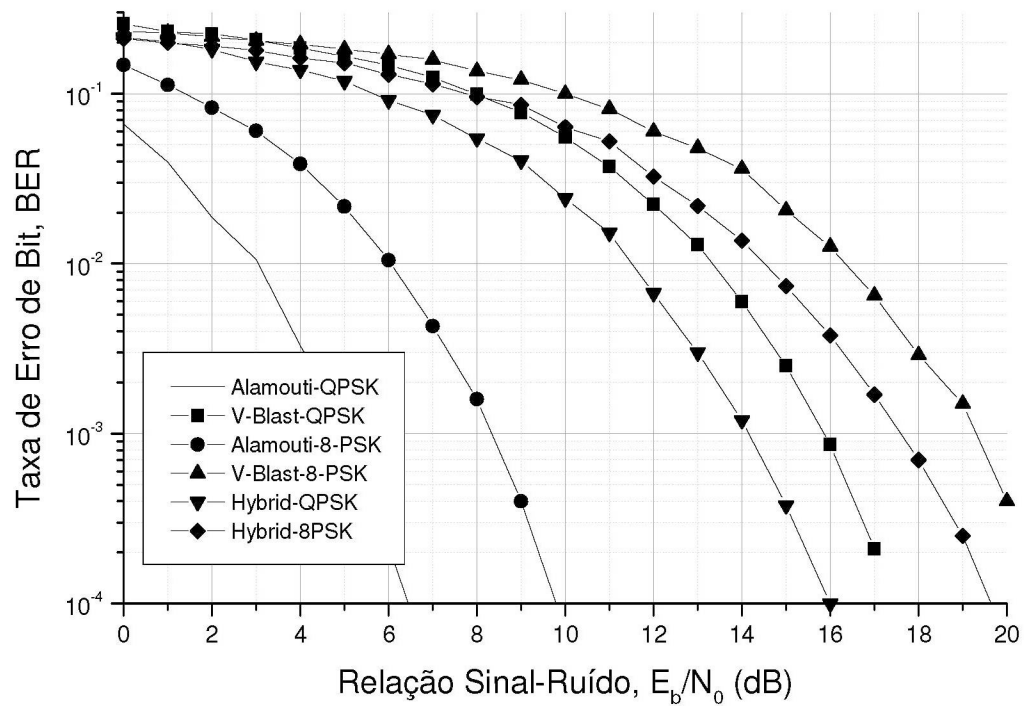


Fig. 4.16 – Resultados do desempenho com  $M = 2$ , e  $M = 4$ ,  $N = 4$

TABELA 4.2  
EFICIÊNCIA ESPECTRAL PARA ARQUITECTURAS  $M=2$  (ALAMOUTI) E  
 $M=4$ ,  $N=4$

Esquema	Número Símbolos	Intervalos Símbolo	Taxa $R$ $R = K/T$	Eficiência Espectral $\eta = (R)\log_2(P)$ [bps/Hz]
Alamouti QPSK	2	2	1	2
Alamouti 8PSK	2	2	1	3
V-BLAST QPSK	4	1	4	8
V-BLAST 8PSK	4	1	4	12
HÍBRIDO QPSK	6	2	3	6
HÍBRIDO 8PSK	6	2	3	9

4.2.5 Caso V:  $M = 3$ 

## a) Tecnologia BLAST

## a1) Modulação BPSK

O desempenho deste esquema observa-se na Figura 4.17:

- O comportamento das curvas apresenta resultados esperados já que se observa que o aumento do número de antenas receptoras gera uma diminuição da taxa de erro. O método de detecção linear é ZF.

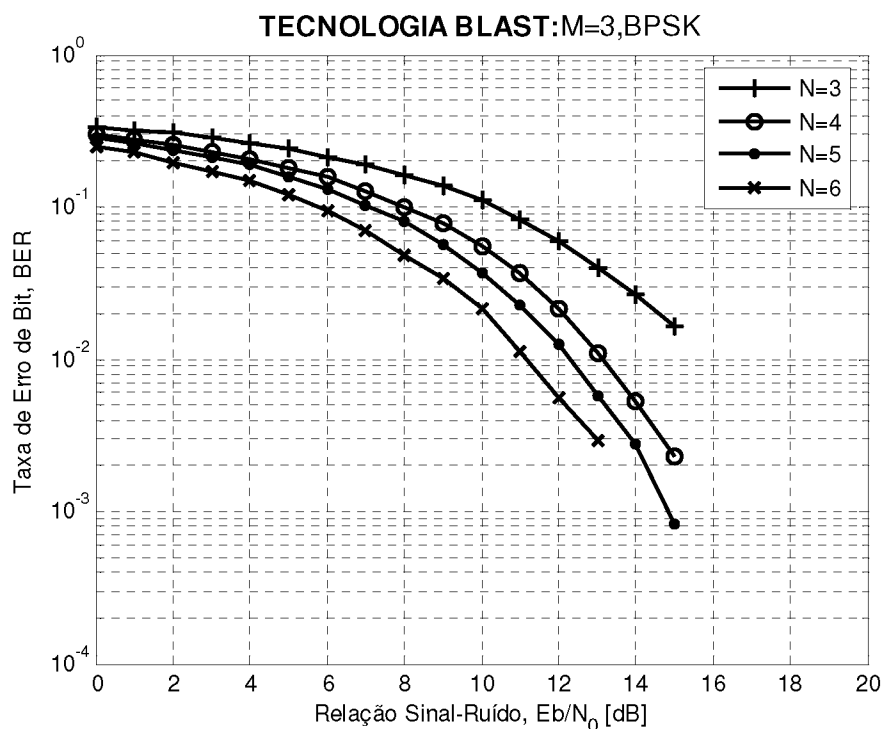


Fig. 4.17 – BLAST BPSK,  $M = 3, N = i$  ( $3 \leq i \leq 6$ )

É possível comparar o esquema de detecção de tecnologia BLAST usado nesta Dissertação com o encontrado em outros autores. Na Figura 4.18 estão os resultados encontrados em [11] com o mesmo número de transmissores e receptores que a Figura 4.17, embora o método de detecção linear para a Figura 4.14 seja MMSE. Como pode se observar na curva superior da Figura 4.18 (Tecnologia BLAST usando algoritmo OSIC), o comportamento em termos de taxa de erro é similar ao comportamento da curva superior da Fig.4.17, embora a curva

apresentada na Fig.4.18 tem um comportamento levemente melhor. Por exemplo, para uma taxa de erro de  $1 \times 10^{-1}$ , na Fig.4.18 precisa-se uma SNR de 8 dB, em tanto que na Fig.4.17 o mesmo valor de taxa de erro é atingido com SNR = 10 dB. Já para uma taxa de erro de  $4 \times 10^{-2}$ , tanto na Fig. 4.18 como na Fig. 4.17 a SNR para esse valor é de 13 dB. As diferenças existentes podem se dever ao tipo de detecção linear usada.

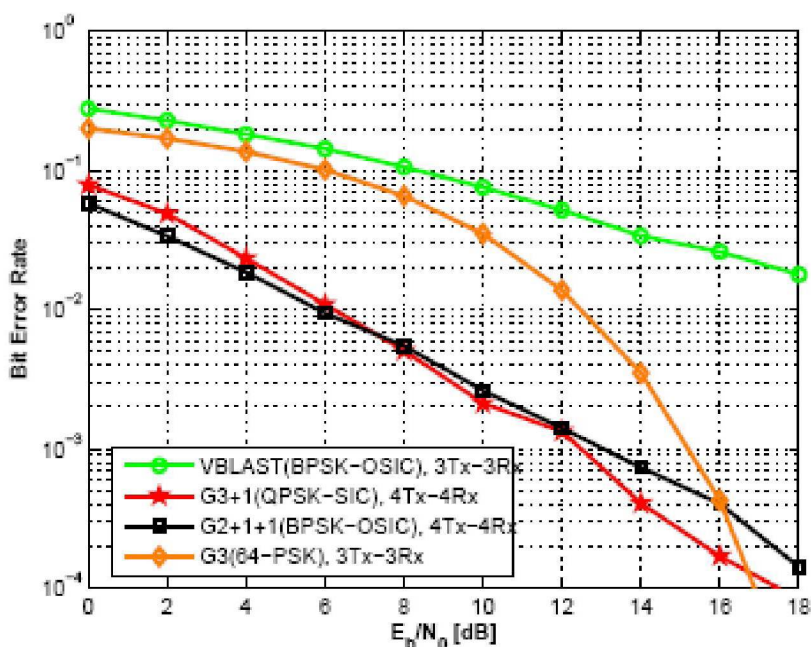


Fig.4.18 – Desempenho de taxa de erro

FONTE: (W. C. FREITAS JR; C. C. CAVALCANTE; F. R. CAVALCANTI [11])

## a2) Esquema de modulação QPSK

Ver Figura 4.19, onde os seguintes resultados são salientados:

- As curvas não apresentam grande diferença com as curvas para as estruturas similares com modulação BPSK (Fig.4.17). Observa-se o resultado esperado das curvas QPSK atingirem um pior desempenho em taxa de erro que as curvas BPSK; como é conhecido nos sistemas digitais, entre mais alta cardinalidade de modulação  $P$  – ária tenha um

sistema, mais alta probabilidade de erro de detecção o sistema terá no receptor, pois o sistema terá uma menor região de decisão.

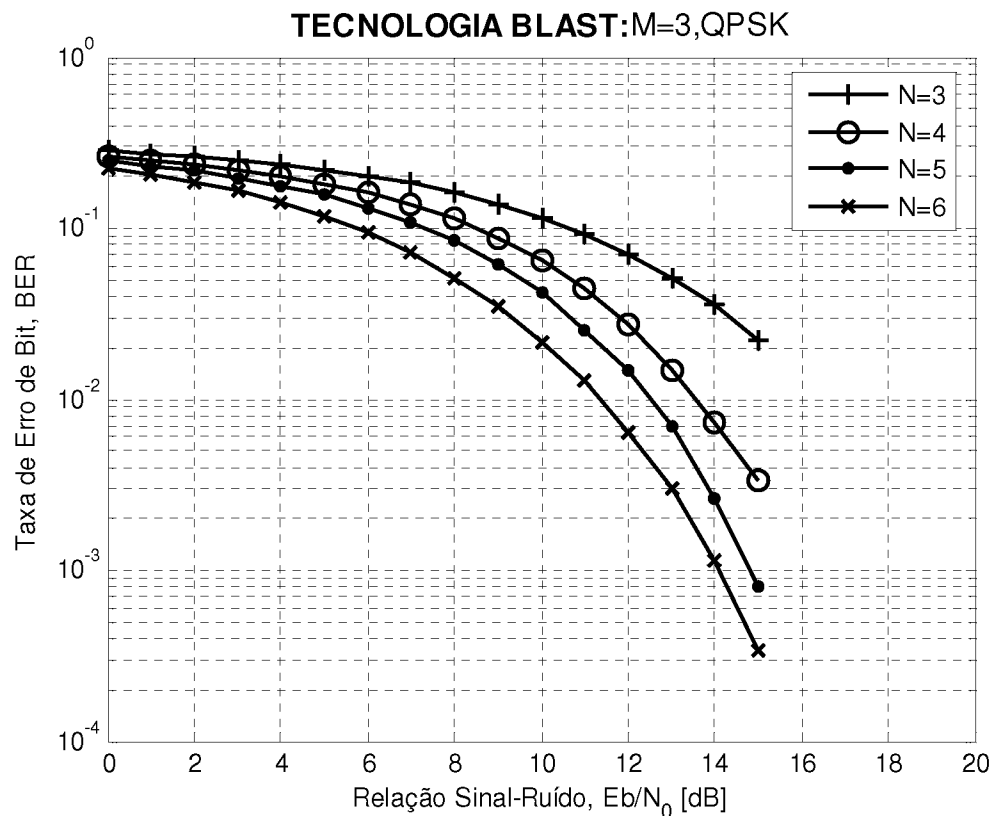


Fig. 4.19 – BLAST QPSK,  $M = 3$ ,  $N = i$ , ( $3 \leq i \leq 6$ )

### a3) Esquema de modulação 8-PSK

Ver Figura 4.20 com os seguintes resultados:

- As curvas começam a ter uma pendente de queda acentuada em valores de  $SNR$  aproximadamente acima dos 10 dB.
- A mudança de valores das curvas QPSK para 8-PSK é notória, *e.g.* para  $N = 4$  e  $SNR = 14$  dB, a curva 8-PSK apresenta uma taxa de erro de  $4 \times 10^{-2}$ , a curva QPSK apresenta um valor de  $7 \times 10^{-3}$ , e a curva BPSK tem um valor de taxa de erro de  $5 \times 10^{-3}$ . Entre o segundo e terceiro casos, a diferença é baixa, enquanto no primeiro e segundo, a diferença é alta.

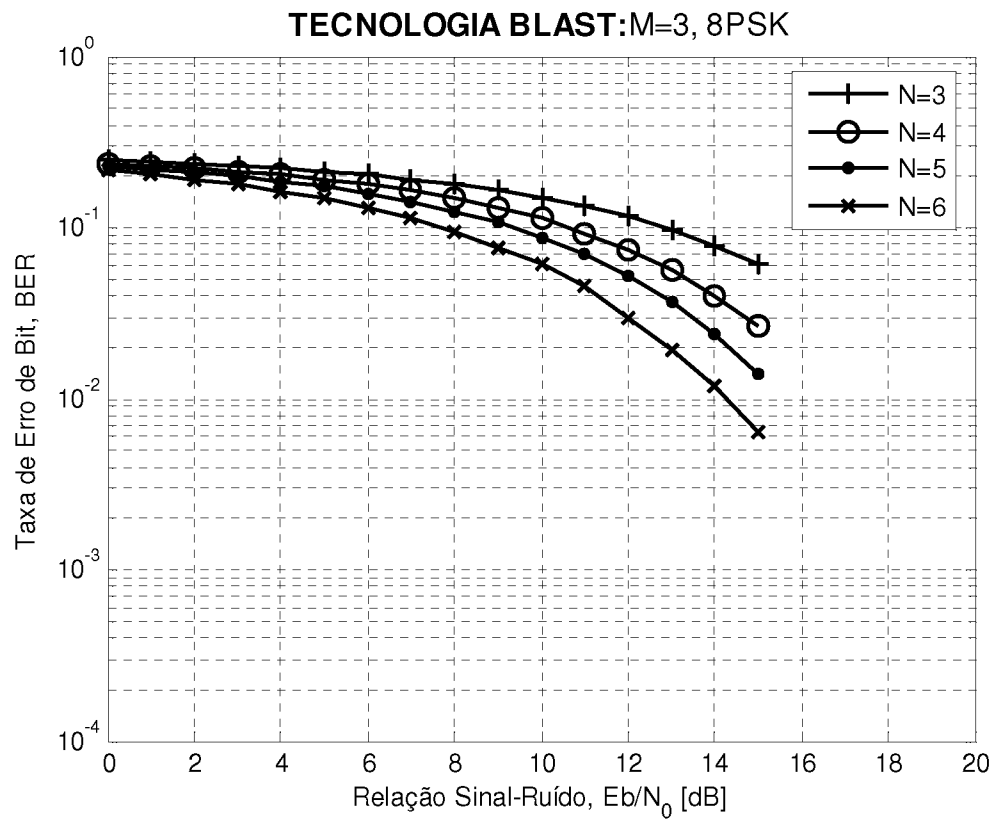


Fig. 4.20 – BLAST 8-PSK,  $M = 3, N = i$  ( $3 \leq i \leq 6$ )

#### a4) Comparativo BLAST para várias modulações

Ver Figura 4.21. Este gráfico apresenta o comportamento do sistema BLAST avaliado para três modulações. Para baixos valores de  $SNR$ , a diferença entre os desempenhos dos esquemas de modulação não é notória. Depois dos 8 dB, esta diferença começa a ser clara, principalmente para o esquema 8-PSK que tem uma queda mais lenta que os outros dois esquemas.

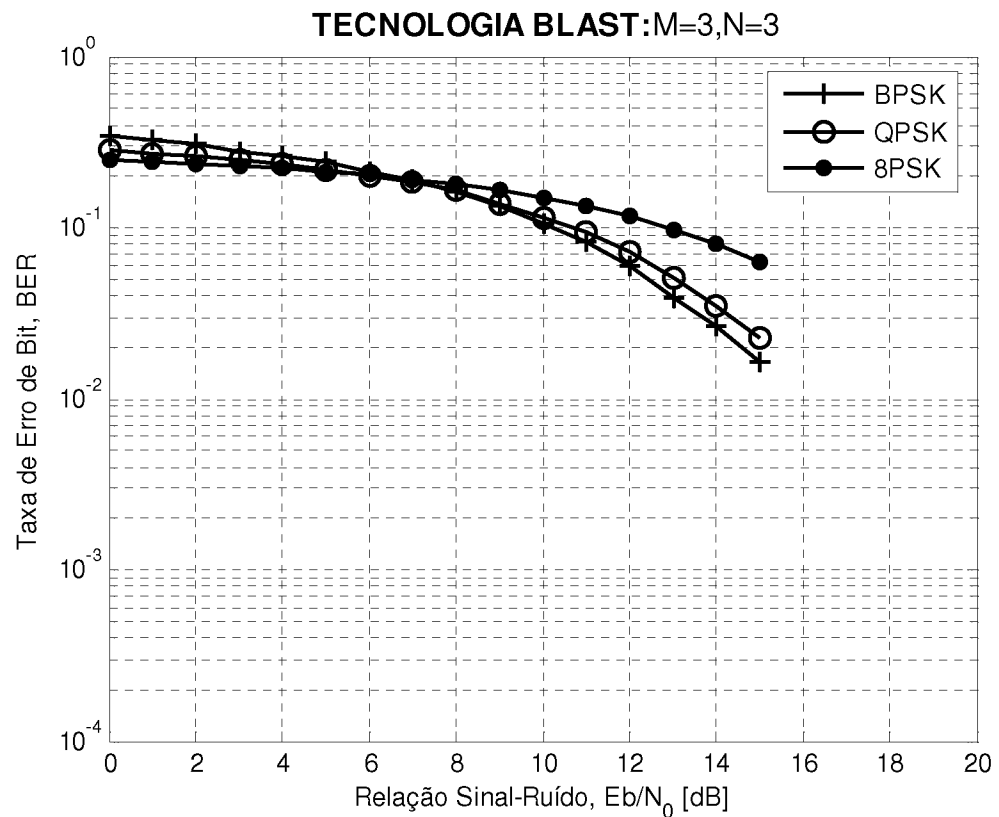


Fig. 4.21  $M = 3, N = 3$ , Modulações BPSK, QPSK, 8-PSK

b) Esquema híbrido (Alamouti mais um símbolo não codificado)

b1) Modulação BPSK

Ver Fig. 4.22. Todas as curvas mostram um comportamento de rápida queda em médios e altos valores de  $SNR$ . Isto é explicado pelo fato que o esquema de modulação usado é BPSK.

É perceptível uma mais baixa taxa de erro para todos os valores de  $SNR$  na medida em que aumentam o número de receptores. Percebe-se um ganho de aproximadamente 3 dB entre o rendimento da curva de seis receptores e a curva de três receptores.

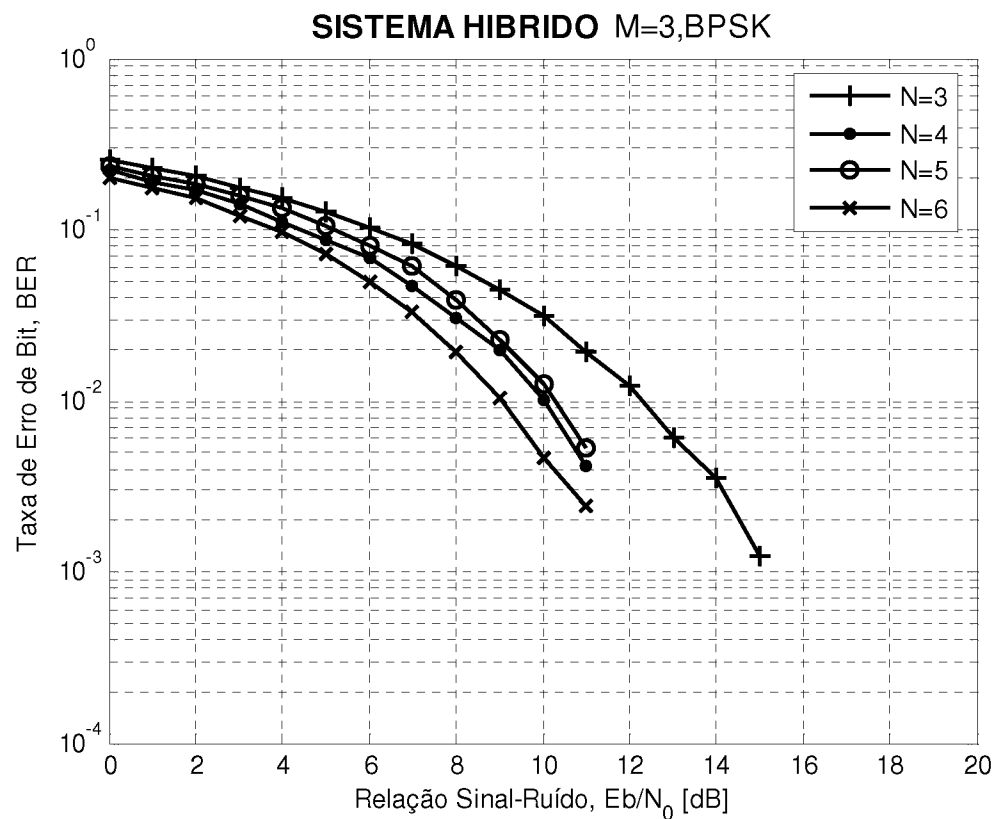


Fig. 4.22 – Híbrido BPSK,  $M = 3, N = i (3 \leq i \leq 6)$

## b2) Modulação QPSK

Este esquema se observa na Figura 4.23, e os seguintes comentários são feitos:

- A diminuição em taxa de erro deste esquema em comparação com os esquemas BLAST, com o mesmo número de antenas, e com o mesmo tipo de modulação, é notável. Por exemplo, para o caso de uma  $SNR$  de 10 dB e  $N = 5$ , no caso da tecnologia BLAST a taxa de erro é de  $4 \times 10^{-2}$ , enquanto que para o sistema híbrido a taxa de erro é de  $2 \times 10^{-2}$ ; isto é, a taxa de erro do esquema híbrido supera a taxa de erro da tecnologia BLAST, já que a taxa de erro do primeiro é a metade da taxa de erro da segunda. Esta melhoria em taxa de erro tem o custo em eficiência espectral, já que a tecnologia BLAST possui  $\eta = 3 \log_2(P)$  bps/Hz, e o sistema híbrido tem  $\eta = 2 \log_2(P)$  bps/Hz,

isto é, a eficiência espectral da tecnologia BLAST é 1.5 vezes melhor que no caso do esquema híbrido;

- Os tempos de simulação são diferentes. Medições feitas sobre os sistemas BLAST e híbridos apresentaram o resultados da Tabela 4.3:

TABELA 4.3  
TEMPO DE SIMULAÇÃO COMPARATIVO ENTRE OS SISTEMAS HÍBRIDO E BLAST PARA  $M = 3, N = 3$  , MODULAÇÃO 8-PSK.

Sistema	Tempo simulação Por unidade de SNR (segundos)
BLAST	48
HÍBRIDO	37

A medição foi feita sob as seguintes condições:

- Computador de 1,7 GHz, Processador Intel-Celeron;- Se tomam intervalos de 1 dB para a medição;
- este resultado ilustra que a simulação nos sistemas híbridos é mais rápida que nos sistemas BLAST com características similares. O resultado é esperado já que a decodificação na tecnologia BLAST deve enfrentar condições de interferência total, enquanto que no caso híbrido usando o esquema de Alamouti e uma antena transmitindo símbolos não codificados, os dados das duas primeiras antenas vêm codificados em espaço-tempo, e a operação de decodificação deve fazer só operações lineares para a detecção destes símbolos; já para o símbolo não codificado, a operação normal de detecção da tecnologia BLAST é aplicada.

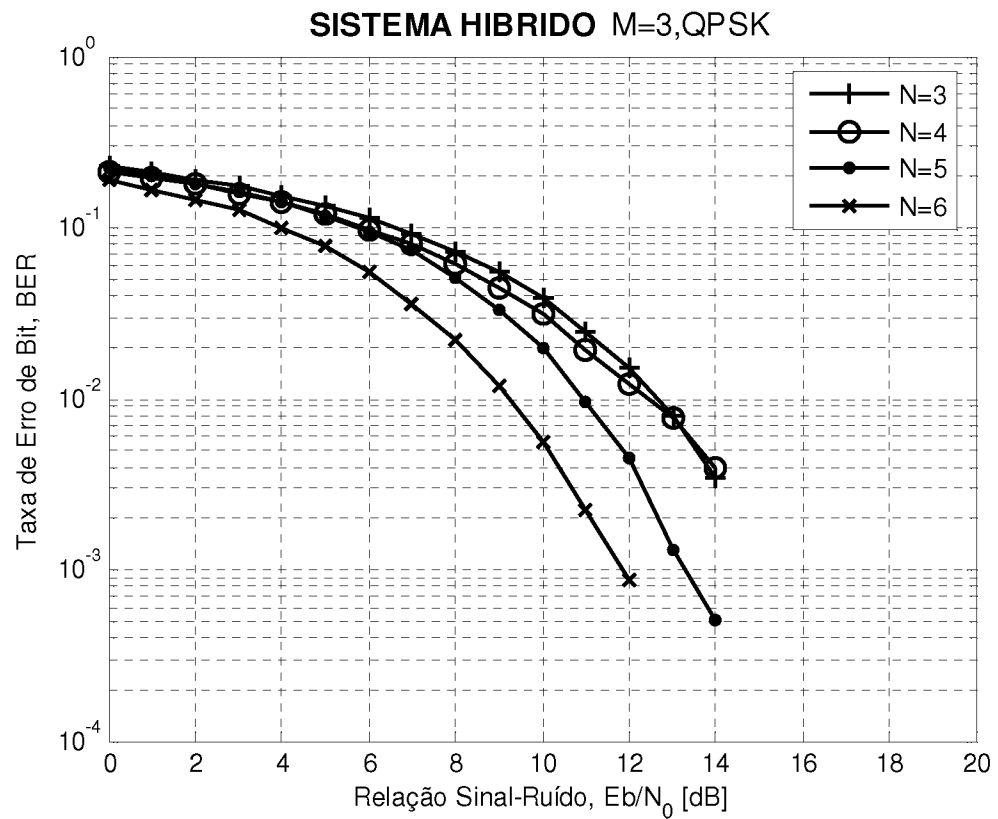


Fig. 4.23 – Híbrido  $M = 3$ ,  $N = i$ , ( $3 \leq i \leq 6$ )

### b3) Modulação 8-PSK

Ver Figura 4.24. O esquema com seis receptores apresenta uma rápida queda e se diferencia dos demais de maneira notável. Este esquema apresenta um bom comportamento já que pelo tipo de modulação transmite mais informação, e pelo fato de ser sistema um híbrido tem uma boa proteção.

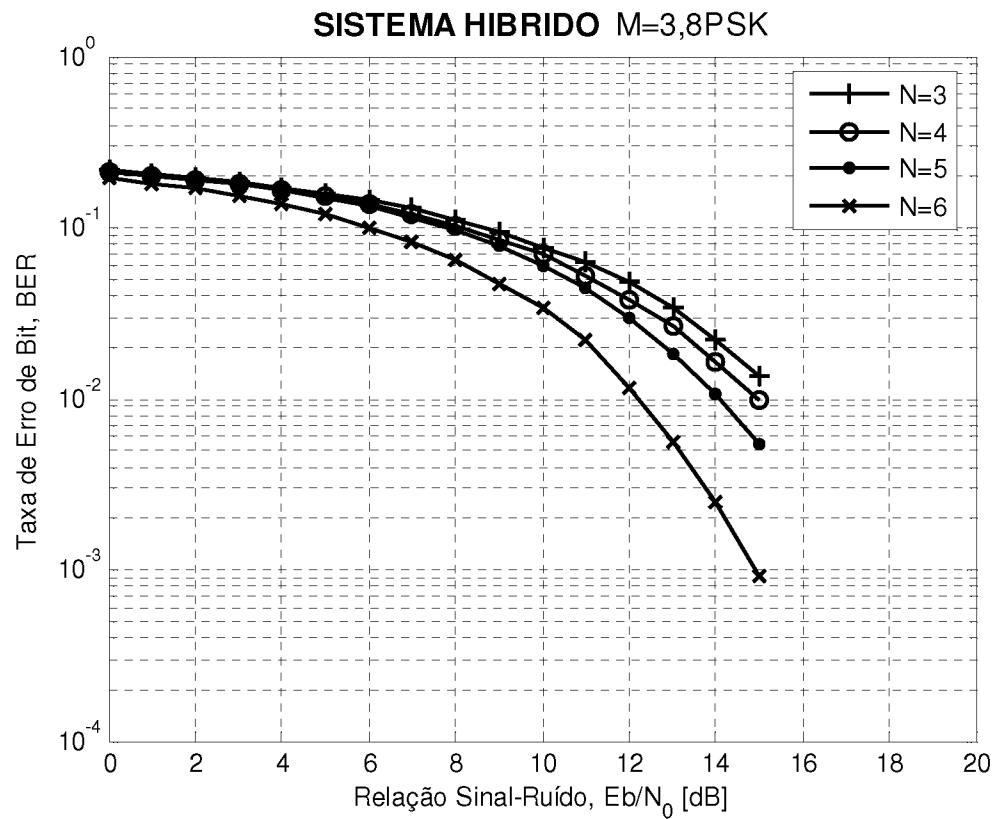


Fig. 4.24 – Híbrido 8-PSK E  $M = 3, N = i (3 \leq i \leq 6)$

#### b4) Comparativo híbrido para várias modulações

Ver Fig. 4.25. Igual ao que havia sido observado no comparativo BLAST de várias modulações (Figura 4.21) se observa no sistema híbrido que o esquema 8-PSK tem uma diferença ampla com os esquemas QPSK e BPSK, que aparecem similares, sempre com o comportamento esperado de ter um melhor desempenho para o esquema BPSK.

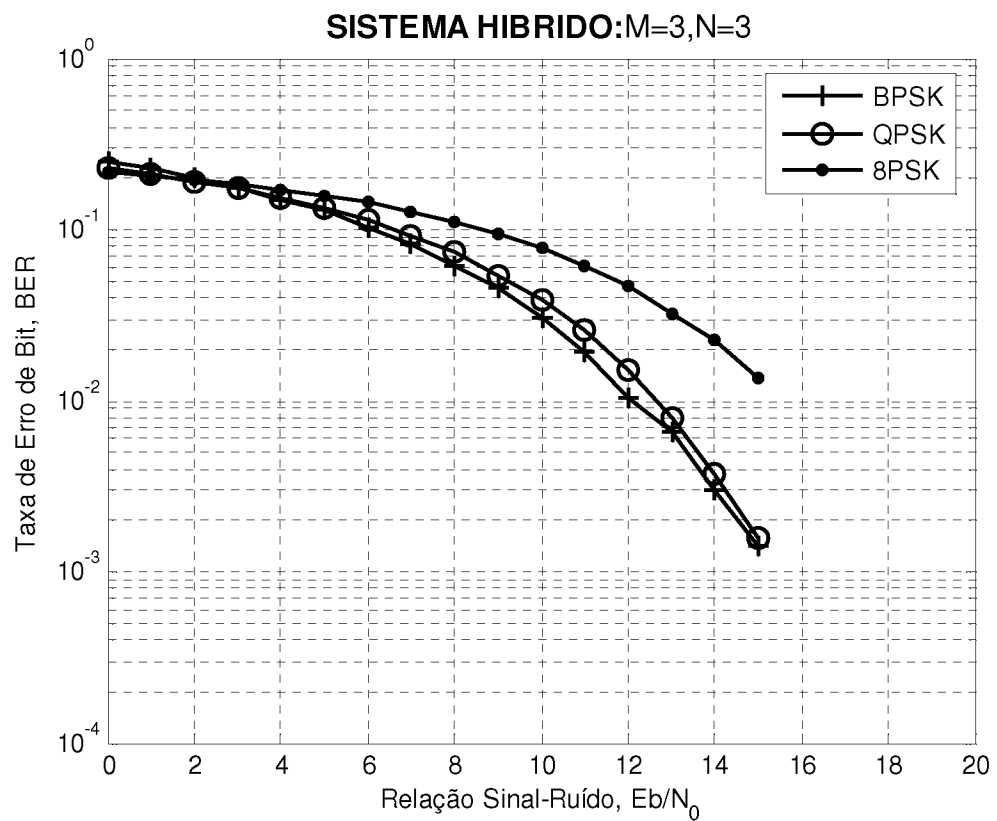


Fig. 4.25 – Comparativo híbrido para várias modulações

#### b5) Análise de erros de diversidade e de multiplexação

Neste item, se fará uma análise quantitativa do comportamento dos erros num sistema híbrido, realizando esta análise tanto no subsistema de diversidade como no subsistema de multiplexação. Esta análise será feita, tomando-se como base o sistema híbrido de Alamouti e um transmissor de símbolo não codificado, como se observa na Figura 4.26.

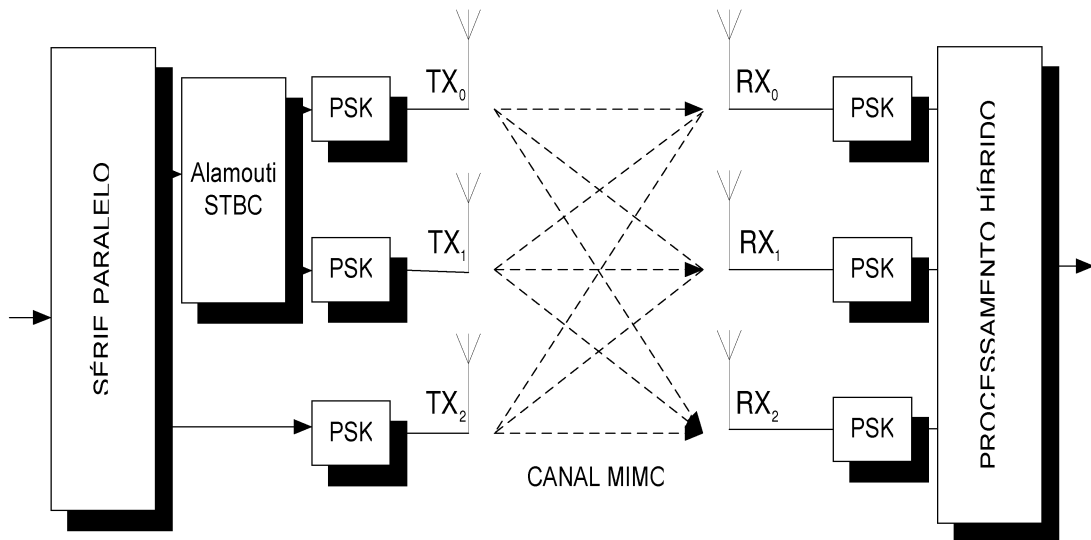


Fig.4.26 – Sistema híbrido  $M = 3, N = 3$

Para este caso, foi analisada uma modulação QPSK. O sistema foi avaliado desde valores de  $SNR = 0$  dB até  $SNR = 13$  dB. Já que o modelo de detecção implementado na simulação permite diferenciar tantos os erros de diversidade como os erros de Alamouti, a seguinte tabela de desempenho foi elaborada:

TABELA 4.4  
COMPORTAMENTO DIFERENCIADO ERROS ALAMOUTI E  
MULTIPLEXAÇÃO - ESQUEMA HÍBRIDO

SISTEMA /SNR	0	2	4	6	8	10	12
ALAMOUTI %	40,5	36,4	32,1	26,5	20,9	16,0	12,6
BLAST %	59,5	63,6	67,9	73,5	79,1	84,0	87,4

Os dados que estão na tabela 4.4 são porcentagens dos erros para cada um dos subsistemas de diversidade (Alamouti) e multiplexação que estão na estrutura da Figura 4.22. Para  $SNR = 0$ , o subsistema de Alamouti contribui com o 40,5% dos erros totais, entanto que o subsistema de BLAST contribui com o 59,5%. Na medida em que a SNR vai aumentado, a proporção de erros do subsistema de

Alamouti é menor comparada com o subsistema BLAST. Por exemplo, para  $SNR = 10$  dB o esquema de Alamouti contribui com 16% dos erros e a estrutura BLAST com 84%. Isto nos leva a concluir que foi acertada a estratégia utilizada de primeiramente obter a sistemática dos símbolos de Alamouti, os quais têm uma maior proteção devido à codificação. Com isto verifica-se que o esquema de diversidade para esta estrutura tem um melhor desempenho que a estrutura de multiplexação para valores altos de  $SNR$ .

#### 4.2.6 Caso VI: Híbrido OSIC, $M = 4, N = 4$

Ver Fig.4.27. Observa-se o comportamento OSIC de uma estrutura em comparação com uma estrutura SIC. O comportamento da técnica OSIC é levemente melhor que a técnica SIC. A maior diferença entre as duas técnicas é observada no ponto  $E_b / N_0 = 13$  dB, onde esta diferença é 0.5 dB. No caso da estrutura usada, esquema de Alamouti mais dois transmissores de símbolos não codificados, a melhora não é muito notável já que, neste caso, o ordenamento, conforme a energia do sinal está sendo feito somente nesses transmissores de símbolos não codificados. A melhoria de desempenho será muito mais fácil de observar quando exista uma quantidade maior de transmissores de símbolos não codificados.

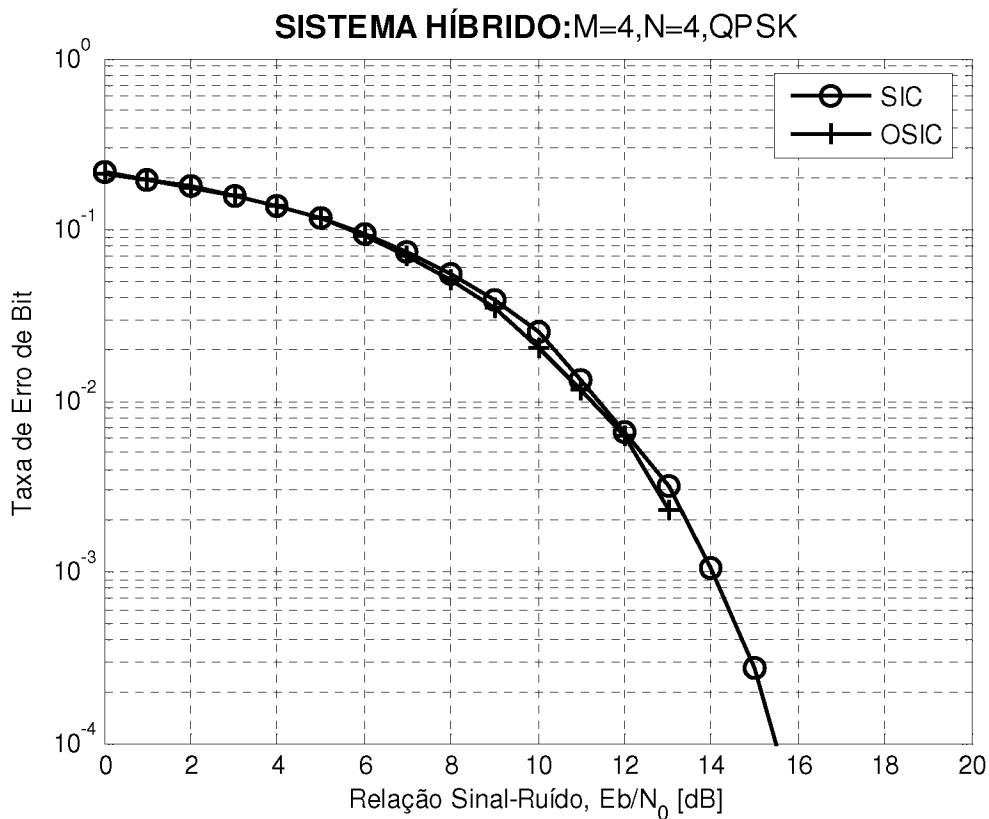


Fig. 4.27 – Diferença de detecção entre os métodos SIC e OSIC para um sistema híbrido  $M = 4, N = 4$

### 4.3 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram apresentadas as avaliações feitas sob várias estruturas de diversidade (Alamouti), multiplexação (BLAST), e diversidade e multiplexação (híbridos). Avaliações com 3 tipos de modulações foram feitas. Sistemas MIMO com diferente número de receptores foram avaliados. Como era esperado, os sistemas híbridos apresentaram o equilíbrio entre uma taxa de erro melhor que os sistemas de multiplexação, e uma eficiência espectral superior aos sistemas de diversidade.

Ademais, o tempo de detecção foi menor para os sistemas híbridos. A proteção do sistema com maior número de antenas no receptor demonstrou se incrementar, com o custo desse maior número de antenas receptoras.

## 5 CONCLUSÕES

### 5.1 RESUMO DE RESULTADOS

Esta Dissertação procurou fazer uma análise detalhada sobre o impacto da codificação espaço-temporal e da multiplexação espacial nos sistemas de comunicações sem fio.

O Capítulo 1 apresentou a situação atual dos sistemas de comunicações sem fio. Estes sistemas estão em procura permanente de mais altas taxas de transmissão de dados, sempre visando utilizar as taxas esperadas com uma qualidade de serviço dentro das especificações que permitam confiabilidade na transmissão de dados. Isto significa maior eficiência espectral e simultaneamente maior fortalecimento no canal sem fio, para suportar estas maiores eficiências espectrais. Dentro dos sistemas MIMO, para o primeiro ponto foram mencionados os sistemas de multiplexação espacial. Já para o assunto da proteção dos dados no desafiador meio sem fio, foram citados os sistemas de diversidade.

O Capítulo 2 forneceu as bases da tecnologia MIMO. Um histórico destes conceitos foi apresentado. A discussão do canal MIMO foi inicialmente abordada, começando por suas características de propagação; posteriormente, o canal MIMO foi modelado. Os conceitos de diversidade e multiplexação foram discutidos bem como suas estruturas, arquiteturas em transmissão e recepção, os mecanismos e critérios de decodificação para estes sistemas individualmente.

O sistema de diversidade de Alamouti foi explicado, e igualmente o sistema de multiplexação espacial BLAST. O compromisso entre multiplexação e diversidade foi discutido. Combinando os conceitos chaves de multiplexação e diversidade, foram apresentados os sistemas híbridos como implementações práticas deste compromisso. Fazendo uma avaliação teórica destes sistemas, mostrou-se que eles possuem um melhor desempenho em taxa de erro que os sistemas de multiplexação espacial, e ao mesmo tempo um melhor desempenho em eficiência espectral que os sistemas de diversidade, por isso pode se dizer, visam

um interessante equilíbrio nos sistemas MIMO. Igualmente um exemplo da possível aplicação de um sistema híbrido num sistema de comunicação IEEE 802.11a foi ilustrado.

O Capítulo 3 ilustrou o modelo de processamento de sinal do sistema no receptor. Procurando realizar uma decodificação dos sistemas híbridos, projetou-se uma estratégia combinando técnicas de decodificação de sistemas de diversidade junto com técnicas de decodificação de sistemas de multiplexação. Para a parte de diversidade se utilizou o esquema de Alamouti, e para a parte de multiplexação o esquema BLAST.

Nesta dissertação, apresentou-se um projeto detalhado tanto matemático como conceptual do modelo sugerido, e colocou-se um recursivo algoritmo que pode servir de base para futuros trabalhos. Este modelo tem uma vantagem adicional que permite verificar e avaliar individualmente os erros gerados tanto pelo sistema de diversidade como pelo sistema de multiplexação. Por outra parte o esquema sugerido é modular, facilmente adaptável à mudança de modulações, e à mudança do número de antenas tanto no transmissor como no receptor.

O Capítulo 4 apresentou os resultados de desempenho de estruturas de diversidade e multiplexação espacial, e sistemas híbridos. Estas arquiteturas foram avaliadas a partir do seu desempenho de erro. Comparações entre elas foram feitas. Comparações com outros autores nas mesmas topologias e condições foram executadas. Diversas modulações foram utilizadas.

- Foi verificado que os sistemas híbridos efetivamente apresentam um desempenho melhor em taxa de erro que os sistemas de multiplexação, e um comportamento superior em eficiência espectral que os sistemas de diversidade. Estes resultados foram obtidos para diferentes modulações  $P$ -árias. Ou seja, estes sistemas MIMO híbridos são efetivamente uns pontos de equilíbrio no compromisso entre multiplexação e diversidade;
- o algoritmo de decodificação mostrou-se mais rápido para os sistemas híbridos que para os sistemas de multiplexação. Este resultado era

esperado, já que o subsistema de diversidade dos sistemas híbridos só precisa de operações lineares no receptor para sua decodificação, e é então menos complexo;

- visando a validação de resultados obtidos nesta Dissertação, foi feita a comparação com trabalhos de outros autores em condições iguais, tanto no esquema sem codificação, assim como também no esquema de Alamouti; os resultados das comparações foram totalmente idênticos, e por tanto válidos.
- verificou-se que usando o algoritmo de decodificação SIC ordenado (OSIC), o desempenho do sistema melhora, pois a taxa de erro para todos os valores de relação sinal-ruído avaliados foi menor;
- a avaliação da proporção dos erros num sistema híbrido de três antenas transmissoras e três antenas receptoras mostrou que efetivamente a quantidade de erros gerados pelo subsistema de diversidade dos sistemas híbridos é menor que a quantidade de erros gerados pelo subsistema de multiplexação. Mais ainda, foi encontrado que, quando a relação sinal-ruído é aumentada, a taxa de queda de erros na estrutura de diversidade é maior que a taxa de queda de erros na estrutura de multiplexação. Isto significa que para esta estrutura, na medida em que vai aumentando a relação sinal-ruído, o subsistema de diversidade vai melhorando seu desempenho comparativamente com o subsistema de multiplexação; uma conclusão interessante disto é que num conjunto de dados a serem enviados, os dados que precisem de maior proteção podem ser enviados pelo sistema de diversidade, enquanto que os outros dados podem ser enviados pelo sistema de multiplexação;
- um sistema híbrido de três antenas transmissoras e  $N$  antenas receptoras ( $3 \leq N \leq 6$ ) foi avaliado, observando seu comportamento em taxa de erro para três tipos de modulações  $P$ -árias. Da bibliografia revisada, nenhum trabalho apresentou esta abordagem que mostra uma possível situação futura para as redes locais sem fio. O modelo proposto

para o processamento de sinal no receptor demonstrou ser robusto, modular e rápido para mudar o número de antenas tanto no transmissor como no receptor. Verificou-se, nesta avaliação de desempenho, que a proteção dos dados no canal sem fio aumenta junto com o número de antenas receptoras.

## 5.2 TRABALHOS FUTUROS

A seguir, são apresentadas algumas perspectivas de continuidade deste trabalho:

- Nesta dissertação foi assumido que os coeficientes de canal estão descorrelacionados. Em seu trabalho, Freitas *et al* [10] fizeram uma análise de um sistema MIMO quando existe correlação no transmissor. Seria interessante avaliar os sistemas híbridos num canal MIMO com sub-canais descorrelacionados, pois estes cenários apresentam situações também existentes nos sistemas de comunicações sem fio; para realizar isto, poderia se usar o esquema de Kronecker [10];
- outro aspecto interessante seria colocar um estimador de canal no receptor. Neste trabalho foi assumido que o receptor conhece o canal. Porém, os receptores devem normalmente estimar o canal a partir de seqüências de treinamento enviadas desde o transmissor;
- a avaliação específica e detalhada de sistemas de comunicações sem fio com sistemas híbridos e com o sistema de decodificação proposto agora é possível. Similar a como foi colocado como exemplo no capítulo 2 com o padrão IEEE 802.11a, esta Dissertação oferece a possibilidade de colocar um novo esquema de multiplexação e diversidade entre transmissor e receptor dos sistemas existentes de comunicação sem fio. Sendo assim, os sistemas de comunicação podem ser avaliados para encontrar novos pontos de operação em termos de taxa de erro e eficiência espectral.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] E. Telatar, *Capacity of multi-antenna Gaussian channels*. AT&T – 1995 Technical Report #BL0112170-950615-07TM, AT&T Bell Laboratories, June 1995.
- [2] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas", *Wireless Personal Commun.*, vol. 6, no. 3, pp. 314-335, March 1998.
- [3] A. Wittneben, "A new bandwidth efficient transmit antenna modulation diversity scheme for linear digital modulations", in *Proc. IEEE'ICC*, 1993, pp. 1630-1634.
- [4] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high rate wireless communications: performance criteria and code construction", in *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, n. 2, March 1998.
- [5] S. M. Alamouti, "A simple transmitter diversity scheme for wireless communications", in *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, p. 1451-1458, Oct. 1998.
- [6] V. Tarokh, N. Seshadri and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs" in *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, p. 1456-1467, July 1999.
- [7] A. N. Stamoulis, Al-Dhahir, "Impact of Space-Time Block Codes on 802.11a Network Throughput", *IEEE Transactions on wireless communications*, vol. 2, n 5, September, 2003.
- [8] L. Zheng, D.N.C. Tse, Diversity and multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, n.5, pp. 1073-1096, May 2003.
- [9] A. L. F. de Almeida, Jr, W. C. Freitas, C. M. Mota, F. R. P. Cavalcante, R. L. Lacerda Neto, "Performance of a MIMO Systems with a Hybrid of Transmit Diversity and Spatial Multiplexing" in XX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBRT), Rio de Janeiro, 2003.
- [10] W. C. Freitas Jr, A. L. F. de Almeida, F. R. P. Cavalcante, C. M. Mota, "Joint Interference Cancellation and Subtraction for a Hybrid Receiver in Kronecker Correlated MIMO Wireless Channels", in XXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicação, Belém, 2004.

- [11] W. C. Freitas Jr, C. C. Cavalcante, F. R. Cavalcanti, "Estratégias MIMO-OFDM para Sistemas de Comunicações Móveis", in Simpósio Brasileiro de Telecomunicações – SBrT'05, Campinas SP, 2005.
- [12] W. C. Freitas Jr, F. R. Cavalcanti, R.Lopes, "Hybrid Transceiver Schemes for Spatial Multiplexing and Diversity in MIMO Systems", *Journal of Communication and information systems*, vl.2, No.3, 2005.
- [13] A. G. L. Monteiro, "Comunicações móveis: do analógico ao IMT2000". Rio de Janeiro: Axcel Books do Brasil Editora, 2003, p.18.
- [14] S. Haykin, "Sistemas de comunicação analógicos e digitais". Porto Alegre: Bookman, 2004.
- [15] A. L. F. de Ferreira, "Abordagem desacoplada para o processamento espaço-temporal com aplicações em detecção conjunta e sistemas MIMO". Ceará: Universidade Federal do Ceará, 2003, p. 42.
- [16] M. Alamgir, M. "Different Multiple Input Multiple Output Systems", Victoria University, 2004.
- [17] R. Trepkowski, "Channel estimation Strategies for Coded MIMO Systems," Virginia Polytechnic Institute and State University, 2004
- [18] D. Tse, P. Viswanath, P. "Fundamentals of wireless communication". Cambridge University Press, 2005.
- [19] M. Alamgir, "Different Multiple Input Multiple Output Systems", Coursework Master thesis thesis, Victoria University, 2003.
- [20] J.Pierce, "What's All This Eb/No Stuff, anyway?", Fall 2000 issue of Spread Spectrume Scene Online, 2000.
- [21] G.J Foschini, 'Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas', *Bell Lab. Tech. J.*, vol. 1, n. 2, pp. 41-59, Autumn 1996.
- [22] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, R. A.Valenzuela, B. Labs, L. Technol, N. J. Holmdel, BLAST: "An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel", Bell Labs. Pisa, Italy, 09/29/1998 - 10/02/1998.
- [23]R.Buck,"Pseudoinverse",<http://rkb.home.cern.ch/rkb/AN16pp/node220.html>, 1998.

- [24] PART 11: Wireless LAN MAC and Physical Layer (PHY) Specifications, ISO/IEC 8802-11: 1999(E), 1999.
- [25] V. Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri, R. Calderbank, "Combined Array Processing and Space-time Coding", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, n.04, May 1999.
- [26] T. Marzetta and B. Hochwald, "Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in Rayleigh flat fading," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, pp.139-157, Jan. 1999.
- [27] J. Kim, R. W. Heath, Jr., and E. J. Powers. Receiver Designs for Alamouti Coded OFDM Systems in Fast Fading Channels, *IEEE Transactions on Electronics. on Wireless Commun.*, vol. 4, n.2, pp. 550-559, March 2005.
- [28] V. Tarokh, H. Jafarkhani, A. R. Calderbank, "Space-Time Block Coding for Wireless Communications: Performance Results", *IEEE Journal on Select Areas in Communications*, vol.17, n 3, March 1999.
- [29] D. Gesbert, M. Shafi, D. S. Shiu, P. Smith, and A. Naguib, "From theory to practice: An overview of MIMO space-time coded wireless systems," *IEEE J. Select. Areas Commun.* Special Issue on MIMO Systems, pt. I, vol. 21, Apr. 2003.
- [30] G.J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communications in a fading environment when using multi-elements antennas," *Bell labs Tech. J.*, vol.1, n.2, pp.41-59, 1996.
- [31] A.Lima Férrer, "Abordagem desacoplada para o processamento espaço-temporal com aplicações em detecção conjunta e sistemas MIMO", Ceará: Universidade Federal de Ceará, 2003.
- [32] T.S. Pollock, *On Limits of Multi-Antenna Wireless Communications in Spatially Selective Channels*, The Australian National University, 2003.

## **APÊNDICES**

**APÊNDICE 1**  
**ARTICLE - COMBINING DIVERSITY AND MULTIPLEXING IN WIRELESS**  
**COMMUNICATION SYSTEMS**

# Combining Diversity and Multiplexing in Wireless Communications Systems

José René Cuervo Aragón, and Evelio Martín García Fernández

**Abstract**—This paper presents a simple multiple-input multiple output (MIMO) hybrid system for wireless channels trying to achieve near optimal values of diversity-multiplexing tradeoff. The hybrid systems studied combine well known space time codes and full multiplexing schemes. A decoding procedure for the hybrid systems using linear combinatorial nulling and symbol cancellation is also presented. Through computer simulation upon different digital modulation constellations, the error performance and spectral efficiency of the hybrid systems are compared to the diversity-only and multiplexing-only schemes.

**Index Terms**— Diversity methods, multiplexing, MIMO systems.

## I. INTRODUCTION

THE increasing demand for multimedia services and mobility in computer networks has resulted in a huge wireless research effort since the past decade. Wireless local area networks (WLAN) are attractive for their mobility, but the high data rates available on wire-line network still seem to be unreachable in wireless networks. Requirements for high data rates directly translate into wider bandwidth requirements which are not feasible because of the limited radio spectrum. Given the limited radio spectrum and unfriendly propagation conditions, designing reliable high data rate wireless networks is a challenging task that involved a lot of problems.

There are two fundamental aspects of wireless communication to be taken into account. First is the phenomenon of fading: the path loss via distance attenuation and shadowing by obstacles (large-scale fading) as well as the rapid variation in signal strength over a short distance or time interval where the large-scale attenuation is constant (small-scale fading, caused by multipath effects). Second, wireless users communicate over the air and there is a significant interference between them. How to deal with fading and with interference is central to the design of wireless systems. By means of using multiple antennas at both ends of a wireless links, significant improvements in terms of spectral efficiency and link reliability can be obtained. This technology is known as multiple-input multiple-output systems. In MIMO systems, the data stream

from a single user is demultiplexed and fed into the transmit antennas all of which radiate in the same frequency band. By sharing the same frequency band the spectral efficiency becomes very high. In this context, fading can be viewed as an opportunity to be exploited.

MIMO systems offer diversity gain and multiplexing gain. Diversity is used in wireless systems to combat small-scale fading. The basic principle of diversity is that if several replicas of the signal are received through independently fading branches, then with high probability at least one or more (or a combination) of these branches will not be in a fade at any given instant. The three main forms of diversity traditionally exploited in wireless communications are temporal diversity, frequency diversity and spatial (or antenna) diversity. MIMO systems are examples of systems that use antenna diversity. In these systems, signals are received or transmitted from antennas that are spaced for more than the minimum required spatial separation of antennas for independent fading.

Spatial multiplexing requires multiple antennas at both ends of the links. Due to multipath propagation, each transmit antenna induces a different spatial signature at the receiver. The receiver exploits these signature differences to separate the individual data streams. MIMO systems can be used for transmit-receive spatial multiplexing as well as diversity [1].

Recent publications in the information theory area have aboard the improvements in channel capacity and reliability that can be obtained in wireless communication systems using antenna diversity. In this sense, Telatar [2] obtained expressions for channel capacity in systems with multiple antennas in the presence of Gaussian noise. The author summarized that using several antennas, the capacity is highly increased if the channel parameters could be properly estimated at the receiver, and the path gain between each transmitting and receiving antenna pair is independent from each other.

The scheme proposed by Wittneben in reference [3] is based in the transmission of the same information by two antennas simultaneously; the information transmitted by one antenna suffers a delay equivalent to the duration of one symbol with respect to the other antenna. In this case, as a repetition code with transmission rate  $R = 1/2$  is used, there is no penalty in the bandwidth because in this scheme, two channel symbols are transmitted simultaneously.

Based on this work, Tarokh *et al.* [4] proposed a new class of coding schemes named space-time trellis codes (STTC). These codes were shown to provide a diversity gain equal to the number of transmitting antennas and a coding

Manuscript received April 15, 2006.

J. R. C. Aragón is with the Telecommunications Department, Contestado University, Rua Roberto Ehilke, 85, 89460-000, Canoinhas, SC, Brazil, (phone: 47-3622-9999; fax: 47-3622-3574; e-mail: rcuervo@cni.unc.br).

E. M. G. Fernández is with the Electrical Engineering Department, Federal University of Paraná, P. O. Box 19011, 81531-990, Curitiba, PR, Brazil, (e-mail: evelio@eletrica.ufpr.br).

gain that depends on the complexity of the code without any loss in spectral efficiency. The main disadvantage of these codes is that they are extremely difficult to be constructed with high rates and its decoding complexity is high.

In the same year of 1998, and addressing the issue of decoding complexity, Alamouti [5] discovered a space-time block coding scheme (STBC) for transmission with two antennas. The decoding algorithm is shown in [5] for two receiving antennas and could be generalized for an arbitrary number of them. The very simple structure and linear processing of the Alamouti construction makes it a very attractive scheme that is currently part of some wireless standards [6].

The Alamouti code was used in [7] to improve network throughput on 802.11a WLAN standard. Based on extensive simulation results, the authors showed how the physical layer (PHY) performance improvements obtained by using transmit diversity (in the form of STBC) translate to significant network performance improvement.

Spatial multiplexing and space-time block coding can be combined to form an hybrid transmission system that will maximize the average data rate over the MIMO channel and guarantee a minimum order of diversity benefit for each transmission branch. In that sense, Zheng and Tse [8] showed that there is a fundamental tradeoff between how much of each any coding scheme can get and that the diversity-multiplexing tradeoff achievable by a scheme is a more fundamental measure of its performance than just its maximal diversity gain or its maximal multiplexing gain alone.

Almeida *et al.* [9] evaluated the performance of a MIMO system that combines transmit diversity and spatial multiplexing schemes with four transmit antennas grouped into sets of two STBC coded antennas, and four receive antennas in conjunction with receivers structures designed for flat fading and selective channels. The authors showed the excellence performance of the hybrid scheme along with the proposed receivers.

Based on the previous work, Freitas *et al.* [10] evaluated the performance of hybrid systems when fading correlation is present at the transmitter and compared error performance results with that of hybrid structures inserted in uncorrelated fading environments. A detailed algorithm to decode the proposed hybrid systems was also analyzed. The results presented in the previous work were generalized in a tutorial paper by Freitas *et al.* [11], when the authors presented the diversity-multiplexing tradeoff achievable by different hybrid transmission systems combining STBC with spatial multiplexing techniques. The hybrid systems presented employ BPSK and QPSK modulation constellations and its error performance is analyzed through computer simulation. The authors discussed as well about different types of detection algorithms in MIMO systems.

In this paper theoretic approaches as well as computer simulation upon a general hybrid system are presented in order to attain near optimal values of diversity-multiplexing tradeoff. The bit error rate (BER) performance of the proposed system will be compared with the performance of systems that use spatial multiplexing or space-time block coding alone.

In Section II, after an introduction about some of the most popular schemes for antenna diversity and spatial multiplexing, the channel and system model studied in this work are described and a detailed algorithm for symbol detection in the hybrid structure is provided. In Section III simulation results based on the studied system are presented and analyzed. Some conclusions and suggestions for future works are presented in section IV.

## II. SYSTEM MODEL

Consider a single-user baseband MIMO system with  $M$  transmit antennas and  $N$  receive antennas which can be modeled by the linear relationship,

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (1)$$

where  $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{M-1}]^T$  is the transmitted vector,  $\mathbf{y} = [y_0, y_1, \dots, y_{N-1}]^T$  is the received vector,  $\mathbf{H}$  is the  $(N \times M)$  channel matrix,  $\mathbf{n} = [n_0, n_1, \dots, n_{N-1}]^T$  is the zero-mean additive white Gaussian noise (AWGN) complex vector and  $(\cdot)^T$  denotes transposition. The channel is assumed to be flat (narrowband assumption) and slow fading is considered so the channel does not change during a block of transmission and changes in an independent fashion from block to block. Each entry of  $\mathbf{H}$ ,  $h_{ij}$  represents the complex path gain between the  $j^{\text{th}}$  transmit antenna and the  $i^{\text{th}}$  receive antenna. With  $h_{ij}$  being complex Gaussian, the magnitude  $|h_{ij}|$  is Rayleigh distributed. In a rich scattering environment and under the assumption that both the transmit antennas and the receive antennas are spaced sufficiently far apart, the fading gains  $h_{ij}$  and the columns of  $\mathbf{H}$  can be assumed to be independent.

The receiver is assumed to have ideal channel estimates so it can separate and decode the symbols transmitted from each antenna. The ability to separate out the symbols is due to the fact that in a scattering environment, the signals received at each receive antenna from each transmit antenna appear to be uncorrelated.

### A. Antenna Diversity: The Alamouti Scheme

The Alamouti scheme [5] is a simplest and one of the most elegant space-time code designed specifically for the transmit diversity system. It was designed for two transmit antennas and one receive antenna; generalization to more antennas is possible, to some extent [12].

The Alamouti scheme transmits two complex symbols  $x_0$  and  $x_1$  over two symbol times: at time 0,  $x_0$  and  $x_1$  are transmitted; at time 1, the transmitted symbols are  $-x_1^*$  and  $x_0^*$ , where  $(\cdot)^*$  denotes conjugate. If it is assumed that the channel remains constant over the two symbols time, then the received signal in (1) can be equivalently formulated as:

$$\begin{bmatrix} y_{0,0} \\ y_{0,1} \\ \vdots \\ y_{N-1,0} \\ y_{N-1,1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{00} & h_{01} \\ -h_{01}^* & h_{00}^* \\ \vdots & \vdots \\ h_{(N-1)0} & h_{(N-1)1} \\ -h_{(N-1)1}^* & h_{(N-1)0}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{0,0} \\ n_{0,1} \\ \vdots \\ n_{N-1,0} \\ n_{N-1,1} \end{bmatrix} \quad (2)$$

where  $y_{i,t}$  and  $n_{i,t}$  are the received signal and noise at receive antenna  $i$  during time  $t$  respectively. Expanding the combining scheme presented in [5] for two receive antennas for the case of an arbitrary number  $N$  of antennas, the detected signals obtained are:

$$\tilde{x}_0 = \sum_{i=0}^{N-1} (h_{i0}^* y_{i0} + h_{i1} y_{i1}^*) \quad (3)$$

$$\tilde{x}_1 = \sum_{i=0}^{N-1} (h_{i1}^* y_{i0} - h_{i0} y_{i1}^*) \quad (4)$$

Finally, the estimated symbols  $\hat{x}_0$  and  $\hat{x}_1$  can be obtained by means of a maximum likelihood decoder.

### B. Spatial Multiplexing: V-BLAST

In order to achieve full multiplexing gain in a MIMO system, Wolniansky *et al.* [13] proposed an architecture known as vertical BLAST (Bell Laboratories Layered Space-Time) or V-BLAST which consist of  $M$  spatially multiplexed QAM modulators each attached to a transmit antenna. In this scheme, the received signal (1) can be expressed as:

$$\begin{bmatrix} y_0 \\ \vdots \\ y_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{00} & \cdots & h_{0(M-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{(N-1)0} & \cdots & h_{(N-1)(M-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ \vdots \\ x_{M-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_0 \\ \vdots \\ n_{N-1} \end{bmatrix} \quad (5)$$

The received signal can be successively detected provided that the channel is estimated accurately, e.g. by use of a training sequence, and that  $N \geq M$ . One way to perform detection for this system is by using linear combinatorial nulling, a technique where each substream in turn is considered to be the desired signal and the remainder is considered as interferers. Nulling is performed by linearly weighting the received signals so as to satisfy some performance criterion such as minimum mean-squared error (MMSE) or zero forcing (ZF). As well as linear nulling, symbol interference cancellation (SIC) is used in order to subtract out, from the received signal vector, interference from already-detected components of  $\mathbf{x}$ , resulting in a modified received vector in which fewer interferers are present [13]. Assuming that the components  $x_j$  of vector  $\mathbf{x}$  are extracted in an incremental order from  $x_0$  to  $x_{M-1}$ , the ZF-SIC V-BLAST algorithm can be described as a recursive procedure as follows:

- i) Determine the ZF estimate of the channel matrix,  $\mathbf{H}$  in equation (5). This is given by:

$$\mathbf{G} = \mathbf{H}^+ \quad (6)$$

where  $\mathbf{H}^+$  is the pseudoinverse matrix of the channel matrix,  $\mathbf{H}$ .

- ii) Determine the weighting matrix of the substream in turn

$$\mathbf{w} = \mathbf{G}_j \quad (7)$$

where  $\mathbf{G}_j$  denotes the  $j^{\text{th}}$  row vector of matrix  $\mathbf{G}$

- iii) Detect the  $j^{\text{th}}$  symbol,

$$r_j = \mathbf{w} \mathbf{y} \quad (8)$$

- iv) Quantize this decision statistic to its respective constellation point,

$$\hat{x}_j = Q(r_j) \quad (9)$$

- v) The effect of this estimated symbol is then subtracted from the received signal

$$\mathbf{y}' = \mathbf{y} - \mathbf{H}_j \hat{x}_j \quad (10)$$

where  $\mathbf{H}_j$  is the  $j^{\text{th}}$  column of  $\mathbf{H}$

- vi) Null the  $j^{\text{th}}$  column of the channel matrix,  $\mathbf{H}$

$$\mathbf{H}^- = \mathbf{H} - [0 \ 0 \ \cdots \ \mathbf{H}_j \ \cdots \ 0 \ 0] \quad (11)$$

- vii) Repeat the process from step (ii) until all the streams are detected.

When symbol cancellation is used, the order in which the components of  $\mathbf{x}$  are detected becomes important to the overall performance of the system. If determination of the optimal order is included in the previous recursive procedure the resultant algorithm is called ZF-OSIC V-BLAST algorithm [13].

### C. Hybrid System

A general hybrid MIMO system to be analyzed in this work in order to achieve diversity-multiplexing tradeoff is shown in Figure 1. The symbols transmitted by the first two transmit antennas are coded using the Alamouti STBC scheme. Each transmitter is driven by a  $q$ -ary PSK modulator. It was assumed that the same modulation constellation is used by each transmitter but this assumption is not mandatory.

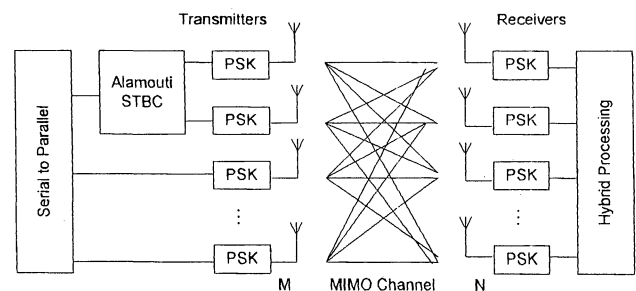


Fig. 1. A general hybrid scheme for a single-user MIMO system with  $M$  and  $N$  transmit and receive antennas respectively. Each transmitter use conventional  $q$ -ary PSK modulation. Symbols from the first two antennas are coded using the Alamouti STBC.

Because of the Alamouti code, the transmission process of the hybrid scheme must be analyzed over two symbol times.

Hence, the received signal in (1) can be expressed as:

$$\begin{bmatrix} y_{0,0} & y_{0,1} \\ y_{1,0} & y_{1,1} \\ \vdots & \vdots \\ y_{N-1,0} & y_{N-1,1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{00} & h_{01} & \cdots & h_{0M} \\ h_{10} & h_{11} & \cdots & h_{0M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{(N-1)0} & h_{(N-1)1} & \cdots & h_{(N-1)(M-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 & -x_1^* \\ x_1 & x_0^* \\ x_2 & x_3 \\ x_4 & x_5 \\ \vdots & \vdots \\ x_{2M-2} & x_{2M-1} \\ x_{2M-4} & x_{2M-3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{0,0} & n_{0,1} \\ n_{0,0} & n_{0,1} \\ n_{2,0} & n_{2,1} \\ n_{3,0} & n_{3,1} \\ \vdots & \vdots \\ n_{N-1,0} & n_{N-1,1} \end{bmatrix} \quad (12)$$

where  $y_{i,t}$  and  $n_{i,t}$  are the received signal and noise at receive antenna  $i$  during time  $t$  respectively and each column of the matrix containing the components of vector  $\mathbf{x}$  are referred to times 0 and 1 respectively.

A variation of the algorithm presented from (6) to (11) can be used to detect and decode the received symbols. As in the transmission process, decoding must be analyzed over two symbol times. The decoding process must be done in two steps. At the first step, the ZF-SIC V-BLAST algorithm is applied to obtain an estimate of symbols  $x_2, x_3, \dots, x_{M-3}$ , which in turn are considered as interferers over the symbols coded by the Alamouti STBC. So, in the two final iteration of the algorithm, an estimate of symbols  $x_0$  and  $x_1$  are obtained. At the second step,  $\hat{x}_0$  and  $\hat{x}_1$  are used to regenerate the STBC coded symbols and its effect is then subtracted from the received signal. Applying again the algorithm, the estimate about symbols  $x_2, x_3, \dots, x_{M-3}$  is finally obtained.

### III. SIMULATION RESULTS

Results comparing the bit error rate of Alamouti STBC, V-BLAST and the hybrid system under study are shown in Figures 2 and 3 for systems with  $M = N = 3$  and  $M = N = 4$  antennas respectively. The same modulation constellation was used by each transmitter. Simulations were made considering 4-PSK and 8-PSK modulation.

In the simulation model used for the MIMO Rayleigh channel each element is a complex number with both real and imaginary parts being drawn from zero mean,  $\sigma^2 = 1/2$  Gaussian distributions. Perfect knowledge of the channel at the receivers is assumed. The error performance was obtained from Monte-Carlo simulated data considering transmitting a total power normalized to one, and thus a power transmitted by each transmitter is proportional to  $1/M$ . The system signal-to-noise ratio (SNR) is a given parameter hence, the power of the white noise is adjusted in accordance with the SNR.

The curves corresponding to the V-BLAST systems were obtained using the ZF-OSIC V-BLAST algorithm whereas the performance of the hybrid systems was obtained using the modified ZF-SIC algorithm as presented in sub-section II-C.

In both figures, as predictable, the system with better error performance is Alamouti STBC and the worse performance

is presented by the V-BLAST architecture. In all the systems the schemes with QPSK modulation have better performance than those with 8-PSK modulation. The performance of the hybrid system with 8-PSK modulation is still better than the V-BLAST system with QPSK modulation.

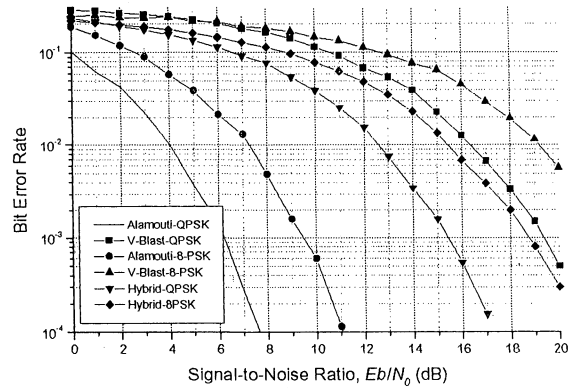


Fig. 2. BER performance for single-user MIMO systems with  $M = N = 3$  transmit and receive antennas respectively in an AWGN channel with Rayleigh fading.

From Fig. 2 can be observed that the improvement in error performance obtained using the hybrid systems with respect to the V-BLAST schemes is more accentuated in the high SNR region. This behavior is caused by the diversity gain supplied by the Alamouti coded symbols presented in the hybrid scheme. A diversity gain  $d$  implies that in the high SNR region, the bit error rate decays at a rate of  $1/\text{SNR}^d$  as opposed to  $1/\text{SNR}$  for a system with no antenna diversity.

The system which show the better tradeoff between spectral efficiency and diversity is the hybrid system with QPSK modulation, which has an ideal spectral efficiency of 4 bits/s/Hz. At a  $\text{BER} = 10^{-3}$  this system attain a coding gain of about 3 dB over the V-BLAST system with QPSK modulation which is a 6 bits/s/Hz system. A similar behavior can be noted for the 8-PSK hybrid system (a 6 bits/s/Hz system) with respect to the 8-PSK V-BLAST which presents a spectral efficiency of 9 bits/s/Hz.

The error performance of MIMO systems with four antennas at both the transmitter and the receiver is shown in Fig. 3.

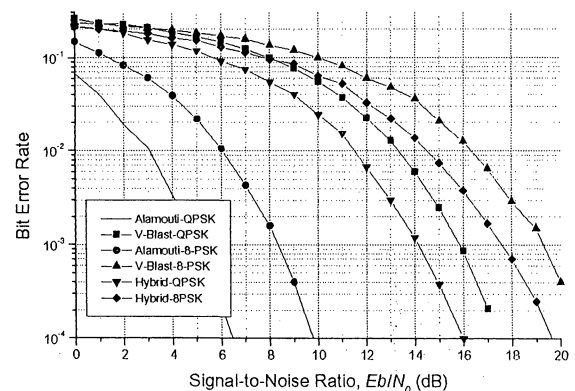


Fig. 3. BER performance for single-user MIMO systems with  $M = N = 4$  transmit and receive antennas respectively in an AWGN channel with Rayleigh fading.

The relative behavior of the three systems under study is quite similar to that of the systems with  $M = N = 3$  but the coding gain obtained using the hybrid systems with respect to the V-BLAST systems is inferior, e.g., from Fig. 3 can be verified that at a  $BER = 10^{-3}$  the QPSK hybrid system (now a 6 bits/s/Hz system) attain a coding gain of about 2 dB over the V-BLAST system with QPSK modulation (an 8 bits/s/Hz system) in contrast with the 3 dB observed in the same systems with  $M = N = 3$ . This behavior can be explained by the fact that in the hybrid system the ZF-SIC algorithm was applied without taking into account the optimal order for detecting the transmitted symbols. It seems to be intuitive that the Alamouti coded symbols must be the first symbols to be decoded because the inherent protection those symbols have. Thus in the second decoding step OSIC would be performed to improve the error performance.

When QPSK modulation constellations were used the error performance results obtained are quite similar of that presented by the G2+1 structure in [11]. These results were obtained with a more simples detection algorithm based in ZF linear nulling procedures.

#### IV. CONCLUSION

In this paper, we have presented theoretic approaches and computer simulations of a general hybrid system with  $q$ -ary PSK modulation, comparing its performance with the Alamouti STBC and the V-BLAST scheme in terms of decoded bit error rate and spectral efficiency. A general mathematical model and an iterative symbol detection algorithm for theses systems have also provided. Through the analysis of simulation results, we can conclude that the hybrid system performance improves as long as the number of antennas is augmented. At high SNR values, we found that the error performance of the hybrid system improves.

Future work related with this subject must evaluate the impact of selecting an optimal order for detecting the transmitted symbols for hybrid systems. Additionally it is suggested to perform simulations over a hybrid system with more than  $M$  receive antennas in order to obtain a higher diversity gain and a better error performance. Finally the tools we have developed could be used to evaluate the application of the hybrid systems in wireless local area network physical layer.

#### REFERENCES

- [1] H. Bölcskei, and A. J. Paulraj, "Multiple-input multiple output (MIMO) wireless systems", in *The Communications Handbook*, 2nd edition, J. Gibson, ed., CRC Press, 2002, pp. 90.1 - 90.14.
- [2] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels", *European Trans.on Telecommunications*, vol. 10 (6), pp. 585-595, November 1999.
- [3] A. Wittneben, "A new bandwidth efficient transmit antenna modulation diversity scheme for linear digital modulations," in *Proc. IEEE ICC*, 1993, pp. 1630-1634.
- [4] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high rate wireless communications: performance criteria and code construction", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 44 (2), pp. 744-765, March 1998.
- [5] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, pp. 1451-1458, October 1998.
- [6] D. Gesbert, M. Shafi, D. Shiu, P. J. Smith, and A. Naguib, "From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 21 (3), pp. 281-302, April 2003.
- [7] A. Stamoulis, N. Al-Dahir, "Impact of space-time block codes on 802.11 network throughput", *IEEE Trans. Wireless Communications*, vol. 2, (5), pp. 1451-1458, September 2003.
- [8] L. Zheng and D. N. C. Tse, "Diversity and multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, (5), pp. 1073-1096, May 2003.
- [9] A. L. F. de Almeida, W. C. Freitas Jr., J. C. M. Mota, F. R. P. Cavalcanti and R. L. de Lacerda Neto, "Performance of MIMO Systems with a Hybrid of Transmit Diversity and Spatial Multiplexing." in: *Proc. XX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBrT'03*, Rio de Janeiro, Outubro 2003.
- [10] W. C. Freitas Jr., F. R. P. Cavalcanti, A. L. F. de Almeida and J. C. M. Mota, "Joint Interference Cancellation and Subtraction for a Hybrid Receiver in Kronecker Correlated MIMO Wireless Channels." in: *XXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, 2004, Belém.
- [11] W. Freitas Jr., C. C. Cavalcante, and F. R. Cavalcanti, "Estratégias MIMO-OFDM para sistemas de comunicações móveis," in *Proc. XXII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBrT'05*, Campinas, Setembro 2005, pp. 1272-1289.
- [12] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [13] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela, "V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel", in *Proc. ISSSE98 URSI International Symposium*, pp. 295-300, September 1998.

**APÊNDICE 2**  
**PROGRAMAS DE SIMULAÇÃO**

## % ALGORITMO PARA ESQUEMA DE ALAMOUTI COM N=1

```
clear all;
M=2; % BPSK
RayleighParam=1/sqrt(2);
Transmitters=2;
Receivers=1;
EbN0dB=[0:2:30];
Energy=1;
Es=Energy/Transmitters;
Eb=Es/log2(M);
num_errors=zeros(1,length(EbN0dB));
num_symbols=zeros(1,length(EbN0dB)); %número de símbolos
BER=zeros(1,length(EbN0dB));

for ee=1:length(EbN0dB)
    N0=Eb/(10^(EbN0dB(ee)/10));
    disp(['EbN0=',int2str(EbN0dB(ee))]);
    while (num_errors(ee) <= 100) %CONTA ATÉ 100 ERROS
        A=randint(Transmitters,2,M);
        symbol=Es*pskmod(A,M,0);
        symbol(1,2)=-conj(symbol(2,1));
        symbol(2,2)=conj(symbol(1,1));
        H=(1/sqrt(2))*randn(Receivers,Transmitters)+j*(1/sqrt(2))*randn(Receivers,Transmitters);
        noise=(sqrt(N0/2)).*randn(size(H*A))+j*(sqrt(N0/2)).*randn(size(H*A));
        % MATRIZ H NÃO MUDA EM DOIS TEMPOS DE SÍMBOLO
        r=H*symbol+noise;

        y1=conj(H(1,1))*r(1,1)+H(1,2)*conj(r(1,2));
        y2=conj(H(1,2))*r(1,1)-H(1,1)*conj(r(1,2));
        symbol_est(1,1)=pskdemod(y1,M,0);
        symbol_est(1,2)=pskdemod(y2,M,0);

        B=symerr(symbol_est,(A(:,1)'));
        num_errors(ee)=num_errors(ee)+B;

        num_symbols(1,ee)=num_symbols(1,ee)+2;
    end
end

end
BER(1,:)=(num_errors(1,:))./((num_symbols(1,:))*(log2(M)));
semilogy(EbN0dB,BER,'b');
title(['\fontsize{12}\bfALAMOUTI: \rmM=',int2str(Transmitters),'N=',int2str(Receivers),'PSK',int2str(M)]);
xlabel('Eb/N_0');ylabel('BER');
axis([0 50 1e-6 1]);
grid on;
```

## % ALGORITMO PARA SISTEMA HÍBRIDO COM 3 TX E 3 RX

```
clear all;
M=4; % QPSK
BlockSize=15000;
RayleighParam=1/sqrt(2);
Transmitters=3;
Receivers=3;
EbN0dB=[0:15];
Energy=1; % Energia fixa em 1 Watt
Es=Energy/Transmitters;
Eb=Es/log2(M);
num_errors=zeros(1,length(EbN0dB));
num_errors_alam=zeros(1,length(EbN0dB));
num_errors_blast=zeros(1,length(EbN0dB));

RayleighMat=[0.2640 - 0.2206i -0.4489 - 0.1565i 0.1105 + 0.0308i; % Matriz H
0.0802 + 0.3477i -0.4405 - 0.4029i 0.3735 - 0.4365i;
-0.3429 + 0.2710i 0.2241 - 0.2664i -0.1613 + 0.0558i];

n(Receivers,Transmitters);
A=randint(Transmitters,BlockSize,M); %Gera Fluxo de Dados
A(rows=xmitters,cols=symbols)

symbol=Es*pskmod(A,M,0); %simbolos M-PSK

for cc=2:2:BlockSize % Codificação de Alamouti
    symbol(1,cc)=-conj(symbol(2,cc-1));
    symbol(2,cc)=conj(symbol(1,cc-1));
end

for ee=1:length(EbN0dB)
    N0=Eb/(10^(EbN0dB(ee)/10));
    noise=(sqrt(N0/2)).*randn(size(RayleighMat*A))+j*(sqrt(N0/2)).*randn(size(RayleighMat*A));
    % Geração de ruído Gaussiano Branco
    disp(['EbN0=',int2str(EbN0dB(ee))]);

    r=RayleighMat*symbol+noise; % y=Hx+n
    H=RayleighMat;
    G=pinv(H); % Matriz Pseudoinversa
    w=G(3,:); % Eliminação
    y3(1,1:BlockSize)=w*r(:,1:BlockSize); % Encontrá-se o símbolo não codificado
    E3(1,1:BlockSize)=pskdemod(y3(1:BlockSize),M,0); %Demodula símbolo não codificado

    %cancelamento de interferência
    r_alam(:,1:BlockSize)=r(:,1:BlockSize)-H(:,3)*Es*pskmod(E3(1,1:BlockSize),M,0);
    % Eliminá-se a contribuição do símbolo não codificado no vetor y
    clear E3 y3;

    for cc=2:2:BlockSize
        H=RayleighMat;
        y1=conj(H(1,1))*r_alam(1,cc-1)+H(1,2)*conj(r_alam(1,cc))+conj(H(2,1))*r_alam(2,cc-1)+
        H(2,2)*conj(r_alam(2,cc))+conj(H(3,1))*r_alam(3,cc-1)+H(3,2)*conj(r_alam(3,cc));
        % Decoficação primeiro símbolo de Alamouti
        y2=conj(H(1,2))*r_alam(1,cc-1)-H(1,1)*conj(r_alam(1,cc))+conj(H(2,2))*r_alam(2,cc-1)-
        H(2,1)*conj(r_alam(2,cc))+conj(H(3,2))*r_alam(3,cc-1)-H(3,1)*conj(r_alam(3,cc));
        % Demodulação segundo símbolo de Alamouti
        symbol_est1=pskdemod(y1,M,0); % Demodulação primeiro símbolo de Alamouti
        symbol_est2=pskdemod(y2,M,0); % Demodulação segundo símbolo de Alamouti
    end
end
```

```

    new_symbol(1,cc-1)=Es*pskmod(symbol_est1,M,0); % Regeneração primeiro símbolo de
Alamouti
    new_symbol(2,cc-1)=Es*pskmod(symbol_est2,M,0); % Regeneração segundo símbolo de
Alamouti
    new_symbol(1,cc)=-conj(new_symbol(2,cc-1));
    new_symbol(2,cc)=conj(new_symbol(1,cc-1));

    r_blast(:,cc-1)=r(:,cc-1)-H(:,1)*new_symbol(1,cc-1)-H(:,2)*new_symbol(2,cc-1);
% Cancelamento da contribuição do primeiro símbolo de Alamouti no
% vetor de chegada
    r_blast(:,cc)=r(:,cc)-H(:,1)*new_symbol(1,cc)-H(:,2)*new_symbol(2,cc);
% Cancelamento da contribuição do segundo símbolo de Alamouti no
% vetor de chegada

% Começa detecção símbolo não codificado
H(:,1:2)=zeros(size(H(:,1:2)));
G=pinv(H); % Matriz PseudoInversa
w=G(3,:);
y3(1,cc-1)=w*r_blast(:,cc-1);
y3(1,cc)=w*r_blast(:,cc); %Detecção símbolos não codificados
E3(1,cc-1)=pskdemod(y3(1,cc-1),M,0); %Demodulação símbolos não codificados
E3(1,cc)=pskdemod(y3(1,cc),M,0);

if symbol_est1~=A(1,cc-1) % Contador erros sub-sistema Alamouti
    num_errors_alam(ee)=num_errors_alam(ee)+1;
end
if symbol_est2~=A(2,cc-1)
    num_errors_alam(ee)=num_errors_alam(ee)+1;
end

if E3(1,cc-1)~=A(3,cc-1) % Contador erros sub-sistema BLAST
    num_errors_blast(ee)=num_errors_blast(ee)+1;
end
if E3(1,cc)~=A(3,cc)
    num_errors_blast(ee)=num_errors_blast(ee)+1;
end
num_errors(ee)=num_errors_alam(ee)+num_errors_blast(ee);

end

NC_ESER(ee)=(num_errors(ee))/(BlockSize*(Transmitters-1)); % Cálculo quantidade de erros
end
BER(1,:)=(NC_ESER(1,:))/log2(M); % Taxa de Erro
%save BER;
semilogy(EbN0dB,BER,'b');
title(['\fontsize{12}\bfHIRIDO:\rmM=',int2str(Transmitters),'N=',int2str(Receivers),'PSK=',int2str(M)]);
xlabel('Eb/N_0');ylabel('BER');
axis([0 20 1e-4 1]);
grid on

```

## %ALGORITMO BLAST PARA 3 TX e 3RX

```
clear all;
M=4;          %Cardinalidade do esquema de modulação
BlockSize=15000;
RayleighParam=1/sqrt(2);
Transmitters=3;
Receivers=3;
EbN0dB=[0:15];
Energy=1;     % Energia fixa a 1 Watt para todas as antenas transmissoras
Es=Energy/Transmitters;
Eb=Es/log2(M);
num_errors=zeros(1,length(EbN0dB));
RayleighMat=[0.2640 - 0.2206i -0.4489 - 0.1565i  0.1105 + 0.0308i;   % Matriz H
             0.0802 + 0.3477i -0.4405 - 0.4029i  0.3735 - 0.4365i;
             -0.3429 + 0.2710i  0.2241 - 0.2664i -0.1613 + 0.0558i];
A=randint(Transmitters,BlockSize,M);      % Gera Fluxo de dados de transmissão

symbol=Es*pskmod(A,M,0);                  %simbolos M-PSK
for ee=1:length(EbN0dB)
    N0=Eb/(10^(EbN0dB(ee)/10));
    noise=(sqrt(N0/2)).*randn(size(RayleighMat*A))+j*(sqrt(N0/2)).*randn(size(RayleighMat*A));
    disp(['EbN0=',int2str(EbN0dB(ee))]);

    r=RayleighMat*symbol+noise; % y=Hx+n

    for block=1:BlockSize
        H=RayleighMat;
        k=[];
        for tt=1:Transmitters
            G=pinv(H); %Matriz pseudoinversa
            normG=sum(abs(G).^2,2); % Encontrando coluna de H com maior %ganho
            (Corresponde a linha de G com a menor norma)
            normG(k)=inf;
            k(tt)=find(normG==min(normG));
            w=G(k(tt),:); % Linha da Matriz pseudoinversa com a menor norma
            y(block)=w*r(:,block); % Calcula primeiro símbolo

            E(k(tt))=pskdemod(y(block),M,0); %Demodula símbolo encontrado

            % Começa cancelamento
            r(:,block)=r(:,block)-H(:,k(tt))*Es*pskmod(E(k(tt)),M,0); % Subtrai % contribuição do
            símbolo encontrado
            % no vetor de chegada
            H(:,k(tt))=zeros(size(H(:,k(tt)))); % coloca em zero a coluna de H %correspondente à antena
            transmissora do símbolo encontrado
        end
        num_errors(ee)=num_errors(ee)+symerr(A(:,block),E');
    end

    NC_ESER(ee)=(num_errors(ee))/(BlockSize*Transmitters); % Cálculo número total de erros em
    toda a transmissão
end
BER(1,:)=(NC_ESER(1,:))/log2(M); % Taxa de Erro
%save BER;
semilogy(EbN0dB,BER,'g');
title(['\fontsize{12}\bfBLAST: \rmM=',int2str(Transmitters),'N=',int2str(Receivers),'PSK=',int2str(M)]);
xlabel('Eb/N_0');ylabel('BER');
axis([0 20 1e-4 1]);
grid on
```