



**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
CAMPUS CURITIBA**

GERÊNCIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA E INFORMÁTICA INDUSTRIAL - CPGEI**

RICARDO FRANCISCO BORGES

**OTIMIZAÇÃO DOS RECURSOS DE REDES SEM
FIO ATRAVÉS DA UTILIZAÇÃO DE TÉCNICAS
MIMO EM REDES MÚLTIPLOS SALTOS**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**CURITIBA
JUNHO -2007.**

Livros Grátis

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial

DISSERTAÇÃO
apresentada à UTFPR
para obtenção do grau de

MESTRE EM CIÊNCIAS

por

RICARDO FRANCISCO BORGES

**OTIMIZAÇÃO DOS RECURSOS DE REDES SEM FIO
ATRAVÉS DA UTILIZAÇÃO DE TÉCNICAS MIMO EM
REDES MÚLTIPLOS SALTOS**

Banca Examinadora:

Presidente e Orientador:

PROF^a. DR^a. ANELISE MUNARETTO FONSECA

UTFPR

Examinadores:

PROF. DR. MÁRIO DE NORONHA NETO

CEFET-SC

PROF. DR. MAURO SÉRGIO P. FONSECA

PUC-PR

PROF. DR. RICHARD DEMO SOUZA

UTFPR

Curitiba, junho de 2007.

RICARDO FRANCISCO BORGES

**OTIMIZAÇÃO DOS RECURSOS DE REDES SEM FIO ATRAVÉS DA
UTILIZAÇÃO DE TÉCNICAS MIMO EM REDES MÚLTIPLOS SALTOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, como requisito parcial para a obtenção do grau de “Mestre em Ciências” – Área de Concentração: Telemática.

Orientador: Prof^ª. Dr^ª. Anelise Munaretto Fonseca.

Curitiba

2007

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao professor PhD. Flavio Neves Junior pela oportunidade e confiança.

Agradeço muito pelo apoio:

- Dos meus pais Francisco Rocival Borges e Elza Oldoni Borges.
- Da minha esposa Maria Luiza Gioppo Toledo Mira Borges.
- Da minha professora orientadora Dr^a. Anelise Munaretto Fonseca.
- Do professor Dr. Richard Demo Souza.

Agradeço ao apoio financeiro da Agência Nacional do Petróleo – ANP – e da Financiadora de Estudos e Projetos – FINEP – por meio do Programa de Recursos Humanos para o Setor Petróleo, Gás Natural e Biocombustíveis (PRH10 – UTFPR).



Agradeço especialmente a Deus.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS.....	vi
LISTA DE TABELAS.....	vii
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS.....	viii
RESUMO.....	x
ABSTRACT.....	xi
1 INTRODUÇÃO.....	1
1.1 MOTIVAÇÕES.....	1
1.2 OBJETIVOS.....	1
1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO.....	2
2 TECNOLOGIAS DE COMUNICAÇÃO SEM FIO.....	3
2.1 INTRODUÇÃO.....	3
2.2 WIMAX – PADRÃO IEEE 802.16.....	4
2.3 WI-FI – PADRÃO IEEE 802.11.....	5
2.4 REDES MÚLTIPLOS SALTOS.....	6
3 SISTEMAS DE ANTENAS MIMO.....	9
3.1 DESVANECIMENTO.....	9
3.2 DIVERSIDADE ESPACIAL.....	12
3.3 SISTEMAS MIMO.....	13
3.3.1 Modelo básico do canal MIMO.....	14
3.3.2 Capacidade MIMO de um canal conhecido no receptor.....	17
3.3.2.1 Capacidade Ergódica.....	17
3.3.2.2 Capacidade de <i>outage</i>	19
3.3.3 <i>Space-time codes</i> para sistemas MIMO.....	20
3.3.3.1 Código de Alamouti.....	21
3.3.4 Arquitetura BLAST.....	26
3.3.4.1 Arquitetura V-BLAST.....	27
3.3.4.2 Transmissores V-BLAST.....	27
3.3.4.3 Receptores V-BLAST.....	28
4 UTILIZAÇÃO DOS RECURSOS MIMO EM REDES PONTO A PONTO E EM REDES MÚLTIPLOS SALTOS COM MODULAÇÃO ADAPTATIVA.....	33

4.1 SIMULAÇÕES DE SISTEMAS MIMO PONTO A PONTO.....	33
4.1.1 Resultados com modulação adaptativa.....	36
4.1.2 Resultados com modulação e sistemas MIMO adaptativos.....	38
4.2 SISTEMAS COM MODULAÇÃO E TÉCNICAS MIMO ADAPTATIVAS EM	39
REDES MÚLTIPLOS SALTOS.....	
5 DISCUSSÃO E CONCLUSÕES.....	47
5.1 ANÁLISE DOS RESULTADOS.....	47
5.2 CONCLUSÕES.....	52
5.3 TRABALHOS FUTUROS.....	54
ANEXO 1 – LEVANTAMENTO DE TAXA DE DADOS DE SISTEMAS MIMO....	55
ANEXO 2 – LEVANTAMENTO DO SER E FER DOS SISTEMAS MIMO.....	57
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	59

LISTA DE FIGURAS

1	Exemplo de rede <i>WiMAX</i> aplicada na indústria petrolífera (<i>WiMAX</i> Forum).....	5
2	Rede <i>mesh</i> (BRUNO e CONTI, GREGORI, 2005).....	8
3	Modelo de um canal MIMO.....	14
4	Diagrama de Bloco do codificador ortogonal STBC.....	20
5	Diagrama do código de Alamouti (HAYKIN e MOHER, 2005).....	24
6	Diagrama de transmissor V-BLAST para N_t antenas transmissoras.....	27
7	Esquemático de recepção do sistema V-BLAST.....	29
8	Modelo de simulação utilizando técnicas MIMO.....	33
9	Sistema de comunicação com modulação e técnicas MIMO controlado por RDS.....	35
10	Modelo 1 de uma rede múltiplos saltos.....	41
11	Cenário 4: Rede Múltiplos Saltos com MIMO Adaptativo (2,4).....	44
12	Cenário 5: Rede Múltiplos Saltos com MIMO Adaptativo (2,4).....	45
13	Rede Cenário 6: Rede Múltiplos Saltos com MIMO Adaptativo (2,4).....	46
14	Taxa de transferência de dados para sistemas MIMO (2,2) em banda de 1MHz.....	48
15	Taxa de transferência de dados para sistemas MIMO (2,4) em banda de 1MHz.....	49

LISTA DE TABELAS

1	Sistemas MIMO com modulação adaptativa.....	37
2	Modulações e sistemas MIMO adaptativos.....	38
3	Cenário 1: enlaces com baixos valores de SNR.....	41
4	Cenário 2: enlaces com altos valores de SNR.....	42
5	Cenário 3: enlaces com altos e baixos valores de SNR.....	43
6	Cenário 4: Enlaces com baixos valores de SNR.....	43
7	Cenário 5: Enlaces com altos valores de SNR.....	44
8	Cenário 6: Enlaces com altos e baixos valores de SNR.....	45
9	Resultados obtidos com redes múltiplos saltos MIMO.....	51
10	Taxa de dados para sistemas STBC G2 (2,2) e (2,4) com 1MHz de largura de banda	55
11	Taxa de dados para sistemas V-BLAST(2,2) e (2,4) com 1MHz de largura de banda	56
12	SER e FER para sistemas STBC G2 (2,2) e (2,4).....	57
13	SER e FER para sistemas V-BLAST (2,2) e (2,4).....	58

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	<i>Bit Error Rates</i>
BLAST	<i>Bell Laboratories Layered Space-Time</i>
BPSK	<i>Binary Phase-Shift Keying</i>
bps	Bits por segundo
BW	<i>Bandwidth (largura de banda)</i>
D-BLAST	<i>Diagonal Bell Laboratories Layered Space-Time</i>
DSL	<i>Digital Subscriber Line</i>
EE	Eficiência Espectral
FER	<i>Frame Error Rate</i>
i.i.d	<i>Independientemente e identicamente distribuídas</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IETF	<i>The Internet Engineering Task Force</i>
IP	<i>Internet Protocol</i>
ISI	<i>Inter-Symbolic Interference</i>
LOS	<i>Line of Sight</i>
MAC	<i>Medium Access Control</i>
MANET	<i>Mobile Ad hoc Network</i>
Mbps	<i>Mega bits por segundo</i>
MIMO	<i>Multiple-input, Multiple-output</i>
NLOS	<i>Non Line of Sight</i>
N_r	Número de antenas receptoras
N_t	Número de antenas transmissoras
OFDM	<i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</i>
OFDMA	<i>Orthogonal Frequency-Division Multiple Access</i>
PHY	<i>Physics</i>
PMP	Ponto Multi Ponto
QAM	<i>State Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RDS	Rádio Definido por <i>Software</i>
SC	<i>Single Carrier</i>

Sca	<i>Single Carrier a</i>
SER	<i>Simbol Error Rate</i>
SISO	<i>Single-input, Single-output</i>
SM	<i>Spatial Multiplexing</i>
SNR	<i>Signal Noise Ratio</i>
STBC	<i>Space Time Block Code</i>
STC	<i>Space Time Coding</i>
STTC	<i>Space Time Trellis Code</i>
V-BLAST	<i>Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time</i>
WLAN	<i>Virtual Local Area Network</i>
Wi-Fi	<i>Wireless Fidelity</i>
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
WMAN	<i>Wireless Metropolitan Area Network</i>
ZF	<i>Zero Forcing</i>

RESUMO

Na indústria petrolífera, a existência de grandes áreas e locais remotos, principalmente nas refinarias e nos setores de transferência e estocagem, dificulta a conexão com equipamentos, fazendo com que muitas atividades sejam realizadas manualmente. Para casos como estes, a melhor maneira de automatizar processos através da comunicação é implantando uma rede de comunicação sem fio, capaz de oferecer altas taxas de transmissão, com qualidade, segurança e alto alcance. Novas tecnologias *wireless* têm surgido para suprir esta demanda. Estas tecnologias utilizam-se de diversos recursos capazes de aumentar o desempenho, a taxa de transferência de dados e a cobertura da rede, tais como as técnicas de múltiplas antenas MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) e topologia de redes múltiplos saltos. Esta dissertação avalia estes recursos, com o intuito de realizar comparações entre as duas técnicas MIMO mais comuns utilizadas e também de comprovar a capacidade destes recursos em aumentar o desempenho de uma rede sem fio. Os resultados indicarão as configurações mais adequadas - entre as técnicas MIMO e modulações consideradas - para cada valor da relação sinal ruído (SNR) do enlace de comunicação entre o transmissor e o receptor. Por fim, serão apresentados os benefícios de uma rede múltiplos saltos, com terminais (nós pertencentes a esta rede) capazes de selecionar a técnica MIMO e a modulação com maior taxa de transferência de dados, de acordo com as condições do canal de comunicação sem fio.

ABSTRACT

In refineries, where there are long areas and distances, especially in the transferring and storage sector, it is difficult to provide a communication among the equipments. For these cases, the best manner to have automatic process with communication is through a wireless network that is able to provide large coverage, quality, security and high throughput. New wireless technologies have appeared to solve these kinds of problems. These technologies work with many resources to increase the performance, the throughput and the coverage, such as multiple antennas techniques MIMO (Multiple Input Multiple Output) and multi hop networks. These resources will be evaluated, with the objective to compare two MIMO systems and verify the capacity of these resources in increase the wireless network performance. The results will show the best configurations - between both MIMO techniques and modulations considered - to each signal noise ratio (SNR) value present on the link between the transmitter and the receiver. Finally, it will present the benefits of a multi hop network, with terminals (nodes belong to this network) capable to select a MIMO technique and a modulation that have the higher *throughput*, in accordance with the wireless channel conditions.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÕES

Em refinarias, muitas atividades são realizadas manualmente, de maneira especial no setor de transferência e estocagem, principalmente devido às grandes dimensões das áreas, o que diminui a eficiência e o controle dos processos. Tendo isto em vista, a melhor maneira de automatizar os processos, além de manter a comunicação com operadores em movimento, é através da implantação de uma rede de comunicação sem fio com alta taxa de dados e alto alcance. Novas tecnologias sem fio têm surgido como alternativas para a resolução de grande parte destes problemas de comunicação em refinarias. Logo, faz-se necessário uma análise destas tecnologias juntamente com alguns de seus recursos. Dois dos recursos mais avançados de comunicação sem fio serão abordados nesta dissertação, que são as técnicas de múltiplas antenas, conhecidas como MIMO, e suporte a redes múltiplos saltos sem fio. Ambos são capazes de trazer diversos benefícios a uma rede de comunicação, como por exemplo, aumentar a cobertura e a qualidade do sinal e também a taxa de transferência de dados. Porém, para isso é preciso que estes recursos trabalhem em uma configuração adequada de acordo com as condições de propagação do meio. Assim, para determinadas condições e topologias de rede, será necessário levantar a melhor forma de utilizar estes recursos dinamicamente, além de comprovar sua capacidade em aumentar o desempenho de uma rede de comunicação sem fio.

1.2 OBJETIVOS

O objetivo geral é apresentar um sistema capaz de analisar as condições dos enlaces em redes múltiplos saltos, selecionando a configuração mais adequada para a comunicação, relativo à modulação e a técnicas de antenas MIMO, de modo a maximizar o *throughput* de dados.

Entre os objetivos específicos, destacam-se respectivamente:

- Através de simulações será levantado a FER (*Frame Error Rate*) de um sistema de comunicação sem fio e, a partir disto, obter a modulação mais adequada (entre BPSK, QPSK, 8PSK, 16PSK e 16QAM) para cada uma das técnicas MIMO utilizada. Estas técnicas serão o STBC G2 e o V-BLAST, ambas com duas antenas transmissoras e com duas antenas receptoras (2,2) e também com duas antenas transmissoras e quatro antenas receptoras (2,4).
- Com os resultados obtidos, entre as opções mencionadas, o objetivo será apresentar a técnica MIMO e a modulação com maior taxa de dados para cada valor de SNR (*Signal Noise Ratio*). Com isso, será possível propor um sistema com RDS (Rádio Definido por *Software*), capaz de selecionar a melhor configuração (entre as técnicas MIMO e as modulações propostas), de acordo com as variações do canal (onde o parâmetro considerado será a SNR).
- Conhecendo a eficiência espectral de cada configuração e a FER de um sistema MIMO RDS, será possível levantar a taxa de transferência de dados ótima para cada valor de SNR. O objetivo final será comprovar as vantagens da utilização de modulações e técnicas de antenas MIMO adaptativas em redes múltiplos saltos sem fio. Nesta etapa será realizada uma análise multi-camadas (*multi-layer*), pois envolve recursos da camada física e da camada de rede de um sistema de comunicação.

1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Esta dissertação está organizada em cinco capítulos. No Capítulo 2 será apresentada uma breve definição das principais tecnologias de comunicação sem fio com suporte a MIMO e a redes múltiplos saltos. Além disso, se apresentará uma revisão literária de redes *mesh*. O Capítulo 3 descreverá a teoria de sistemas com múltiplas antenas e também as definições das técnicas MIMO STBC G2 e V-BLAST. No Capítulo 4 serão apresentados os resultados obtidos em simulações utilizando diferentes modulações e técnicas de múltiplas antenas, tanto na topologia ponto a ponto como na topologia múltiplos saltos sem fio. E, finalmente, o Capítulo 5 apresenta a discussão dos resultados, as conclusões do trabalho e sua contribuição para a indústria petrolífera, seguido pelas propostas de trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

TECNOLOGIAS DE COMUNICAÇÃO SEM FIO

2.1 INTRODUÇÃO

A utilização de uma rede de dados, conectada diretamente à Internet, é indispensável no meio corporativo e industrial. Porém, em geral, o alcance e a utilização desta rede estão limitados pela rede local cabeada existente. Com o surgimento de redes de dados sem fio, o fornecimento de portabilidade se tornou possível. O que se busca atualmente é oferecer um serviço de conectividade com ampla cobertura, que permita mobilidade e forneça qualidade de serviço associado à alta taxa de dados.

Assim, as redes de comunicação sem fio vêm se tornando as principais soluções para superar as principais barreiras de comunicação existente, de maneira especial na indústria petrolífera, onde em muitos casos necessita-se de conectividade em locais remotos. Assim, todo o tempo e o investimento necessário para alcançar determinados pontos, através de redes cabeadas, serão praticamente anulados. Além disso, deve-se considerar as limitações de mobilidade devido às instalações em pontos fixos de uma rede cabeada.

Neste contexto de comunicação sem fio, novas tecnologias estão surgindo, conquistando cada vez mais usuários e oferecendo diversos recursos capazes de otimizar e facilitar a comunicação de dados. Destas tecnologias, duas estão despontando como as que se consolidarão rapidamente no mercado. A primeira, mais comum aos usuários, é conhecida como *Wi-Fi* (*Wireless Fidelity*) e segue o padrão IEEE 802.11 (IEEE Std 802.11), sendo projetado para redes locais sem fio. Já a outra tecnologia tem um propósito diferente, ela é conhecida como *WiMAX* (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) e segue o padrão IEEE 802.16 (IEEE Std 802.16e-2005), sendo projetada para redes sem fio metropolitanas.

Tanto o *Wi-Fi* quanto o *WiMAX* oferecem diversos recursos capazes de aumentar o desempenho, a cobertura e a taxa de dados de uma rede sem fio. A tecnologia de múltiplas antenas, conhecida como MIMO, e também a topologia de redes *mesh* com múltiplos saltos, são alguns destes recursos. Ambos serão tratados de maneira especial neste estudo por oferecerem consideráveis melhoras a uma rede de dados sem fio.

2.2 WIMAX - PADRÃO IEEE 802.16

Considerando as características e as grandes distâncias entre equipamentos de refinarias de petróleo, uma rede *WiMAX* surge como uma alternativa para redes de dados de comunicação sem fio. Isso porque é capaz de oferecer vasta cobertura, sendo semelhante ao alcance de uma rede de telefonia celular. Além disso, ela vem com a promessa de utilizar uma plataforma comum padronizada para o transporte de vídeo, voz, imagens e dados com segurança, alta taxa de dados e qualidade de serviço em um ambiente sem fio.

O *WiMAX*, de acordo com o padrão IEEE 802.16e-2005, pode ser uma rede ponto-multiponto, ponto-a-ponto ou *mesh* e combina Internet banda larga com rede de comunicação sem fio de longo alcance. Ele busca oferecer conectividade fixa, nômade, portátil e móvel sem necessidade de visada direta com a estação base. O padrão especifica duas faixas no espectro de frequência: 2 a 11 GHz, para condições sem linha de visada direta (*Non Line of Sight* – NLOS), com alcance de até 8 quilômetros, e 10 a 66 GHz para condições com linha de visada direta (*Line of Sight* – LOS) com alcance de até 50 quilômetros (NAVES, CHAN e ALBERTI, 2005).

O padrão IEEE 802.16d trata da interface aérea para sistemas fixos de acesso sem fio a banda larga. Isso significa que o usuário final poderá ter acesso de maneira portátil e nômade, sem necessidade de utilizar cabos, porém sem mobilidade. Já o padrão IEEE 802.16e, ratificado em 2005, oferece acesso móvel à banda larga sem fio. Isso porque permite que o usuário em movimento mantenha a conectividade, possibilitando a troca (*handover*) das antenas servidoras pelos terminais móveis, sem que isso seja percebido pelo usuário. A Figura 1 mostra um exemplo rede *WiMAX* operando em uma indústria petrolífera, com pontos locais e remotos sendo atendidos pela estação base.

Segundo o padrão IEEE 802.16, o *WiMAX* apresenta quatro interfaces de camada física para rede metropolitana sem fio (WMAN): SC (*Single Carrier*), SCa (*Single Carrier a*), OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) e OFDMA (*Orthogonal Frequency-Division Multiple Access*). As modulações são adaptativas, pois permitem que a estação base varie a taxa de transferência de dados e a qualidade de transmissão de acordo com as condições do canal. As modulações suportadas são: BPSK (*Binary Phase-Shift Keying*), QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*), 16-QAM (*16-State Quadrature Amplitude Modulation*) e 64-QAM (IEEE Std 802.16d 2004). Além disso, o padrão suporta técnicas de múltiplas antenas MIMO.

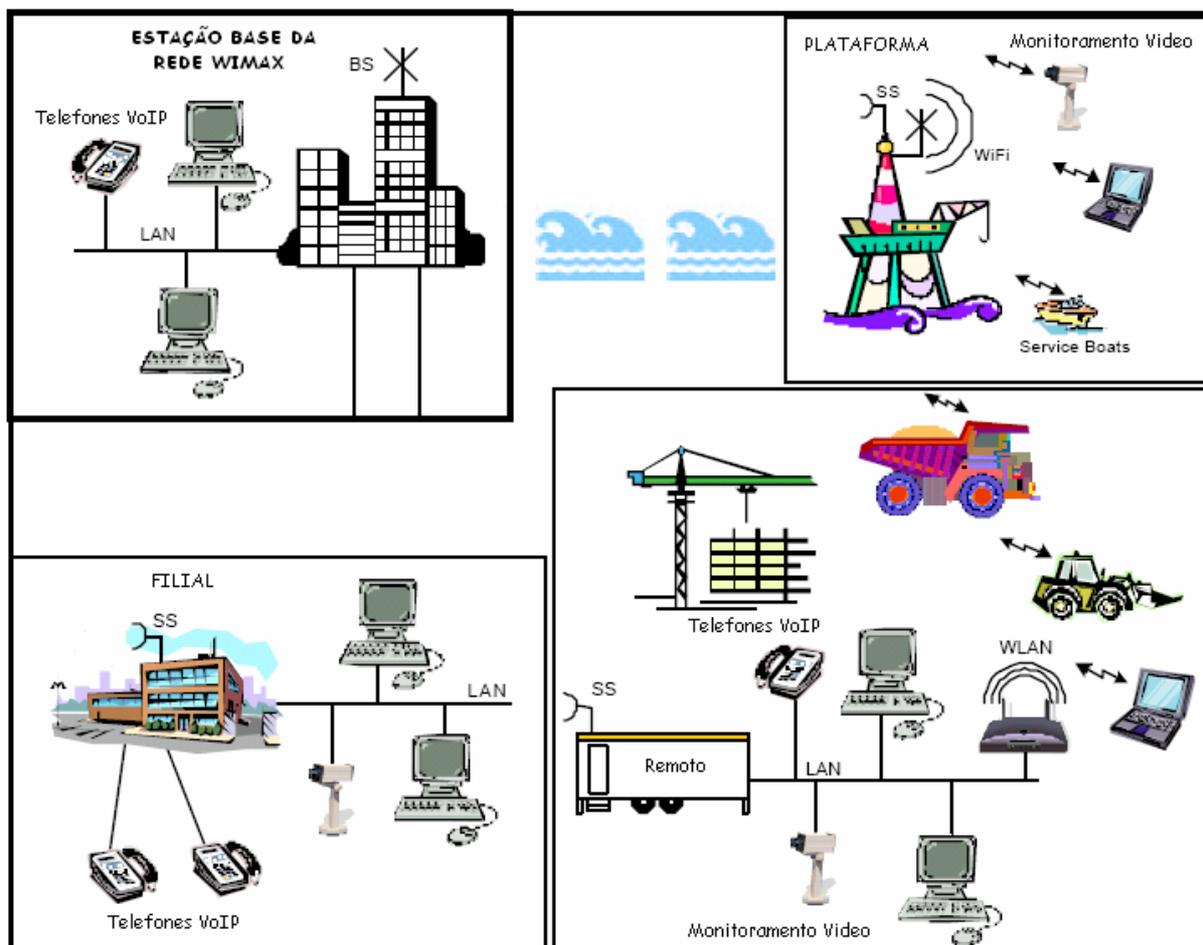


Figura 1 – Exemplo de rede *WiMAX* aplicada na indústria petrolífera (WiMAX Forum).

2.3 WI-FI - PADRÃO IEEE 802.11

O *Wi-Fi* é uma rede local sem fio (WLAN), que se utiliza das bandas de frequência públicas 2,4GHz e 5GHz. Apesar de não ser sinônimo do padrão IEEE 802.11, o *Wi-Fi* é baseado neste padrão. Numa proposta de automação sem fio para a indústria petrolífera, o *Wi-Fi* surge como um complemento ao *WiMAX*, podendo ser utilizado em redes locais com alcance reduzido, porém sendo mais solicitado em ambientes fechados (*indoor*).

Outros padrões atualizados da norma surgiram como extensão ou como correções das especificações anteriores. A primeira emenda do padrão original IEEE802.11-1997, foi o IEEE 802.11a. Este suporta as modulações BPSK, QPSK, 16QAM e 64QAM, podendo atingir uma taxa de 54Mbps. Ele foi ratificado em 1999 e usa o mesmo protocolo de rede que o padrão original.

O padrão IEEE802.11n, que especifica a operação nas duas faixas de frequência, possui um raio de alcance em torno de 70 metros. Este padrão suporta técnicas de múltiplas antenas MIMO, o que possibilita o aumento da taxa de dados e a melhora na qualidade da comunicação. O aumento da taxa de dados ocorre devido à multiplexação espacial, já a melhora na qualidade é devido à exploração da diversidade espacial, através de esquemas codificação, como por exemplo, o código de Alamouti.

O IEEE 802.11s está surgindo com o propósito de oferecer suporte a redes *mesh*. Ele definirá como os dispositivos sem fio poderão se interconectar, criando uma rede *ad-hoc*. Esta extensão do padrão MAC do IEEE 802.11 define arquitetura e protocolo capazes de fornecer topologias múltiplos saltos auto-configuráveis. Neste padrão, os dispositivos formarão enlaces em malhas, estabelecendo comunicação uns com os outros, com os percursos sendo obtidos através de protocolos de roteamento definidos pelo padrão.

2.4 REDES MÚLTIPLOS SALTOS SEM FIO

Uma comunicação direta entre dois dispositivos é considerada uma conexão ponto a ponto, sendo o primeiro dispositivo a fonte da transmissão (nó fonte) e o outro, o dispositivo para o qual são endereçados os dados (nó destino). Já a comunicação, onde se considera o tráfego de dados através de dispositivos intermediários (*relays* ou nós intermediários) entre a fonte e o destinatário, é conhecida com múltiplos saltos.

Em redes múltiplos saltos sem fio, o uso dos enlaces intermediários reduz a atenuação do canal, quando comparado com o percurso da fonte diretamente ao destinatário. Além disso, é possível aumentar a cobertura da rede, atingindo usuários que não seriam alcançados no caso de uma rede sem múltiplos saltos. Outra vantagem é a possibilidade de reduzir a potência de transmissão do nó fonte, passando por nós intermediários, com melhores condições de enlaces em relação ao ponto a ponto (THOMPSON, GRANT e FAN, 2006). A utilização de enlaces intermediários melhorara as condições de transmissão, possibilitando o aumento da taxa de transferência de dados e da qualidade da rede.

Uma das topologias de redes múltiplos saltos é conhecida como de redes *ad hoc*, para a qual o IETF (*The Internet Engineering Task Force*) criou o grupo de trabalho MANET (*Mobile Ad hoc Network*) com a proposta de padronizar protocolos de roteamento IP para esta forma de comunicação. Uma rede *ad hoc* é uma rede sem infra-estrutura, sem um administrador para realizar análise e configuração dos protocolos de roteamento e sem um nó

principal, para o qual todas as comunicações deveriam convergir. Além de ser uma rede múltiplos saltos, uma rede *ad hoc* possibilita mobilidade e pode ser usada em locais onde redes fixas não podem estar facilmente disponíveis. Um dos principais problemas desta rede é determinar e manter as rotas já que a topologia da rede é altamente mutável (SANTOS, GONDIM, AMORIM, 1999).

No entanto, redes móveis *ad hoc* não atingiram uma penetração comercial satisfatória nos últimos anos. Isso se deve ao fato destas redes serem isoladas, sem pontos de acesso a redes externas, como por exemplo à Internet. Para atingir maior consolidação, elas devem surgir como uma extensão, mais flexível e de baixo custo, de uma infra-estrutura de redes existentes, coexistindo com elas. Juntamente com esta visão, uma nova classe de redes está surgindo, que são as redes *mesh*.

Diferentemente de uma rede exclusivamente *ad hoc*, uma rede *mesh* introduz uma hierarquia na arquitetura de rede com a implementação de nós dedicados (chamados de roteadores sem fio). Este tipo de rede, além de possuir infra-estrutura, oferece serviços de transporte sem fio para a transmissão de dados, podendo ir de um determinado usuário até quaisquer outros usuários da rede ou diretamente aos pontos de acesso a redes externas.

Uma rede *mesh*, apesar de seguir determinada hierarquia, é dinamicamente auto organizável e auto configurável, com os nós desta rede estabelecendo uma rede *ad hoc* automaticamente e mantendo a conexão na topologia em malha. Redes *mesh* são projetadas considerando nós roteadores e clientes, interconectados via enlaces sem fio, para formar uma rede múltiplos saltos. Os roteadores *mesh* têm mínima mobilidade e formam um *backbone* sem fio (BRUNO, CONTI e GREGORI, 2005). O tráfego é organizado nos clientes, passa pelo *backbone* sem fio, o qual oferece conexão múltiplos saltos para outros clientes, para *gateways* conectados à Internet ou à redes externas (*backhaul*). Os clientes *mesh* também podem trabalhar como roteadores, porém seu *hardware* e *software* são mais simples e limitados que os utilizados pelos roteadores dedicados (AKYILDIZ e WANG, 2005). A Figura 2 mostra uma topologia de rede *mesh* híbrida.

Redes múltiplos saltos utilizam-se de algoritmos de roteamento, os quais podem priorizar métricas capazes de otimizar os recursos da rede, através da avaliação das conexões e condições dos múltiplos saltos. Uma métrica pode ser derivada de uma expressão que calcule taxa de transferência de dados entre os enlaces, selecionando rotas capazes de maximizar esta taxa. Um método efetivo, requisitado para calcular as métricas de roteamento, é fornecer a estimativa da taxa de erro de *frame* (FER) nos enlaces. Para isso, um estado global do canal, no caso informações sobre o valor de SNR nos enlaces, é atualizado entre

todos os nós, sendo que se pré-estabelece os valores das FER estimadas para cada estado (HARES, YANIKOMEROGLU e HASHEM, 2003).

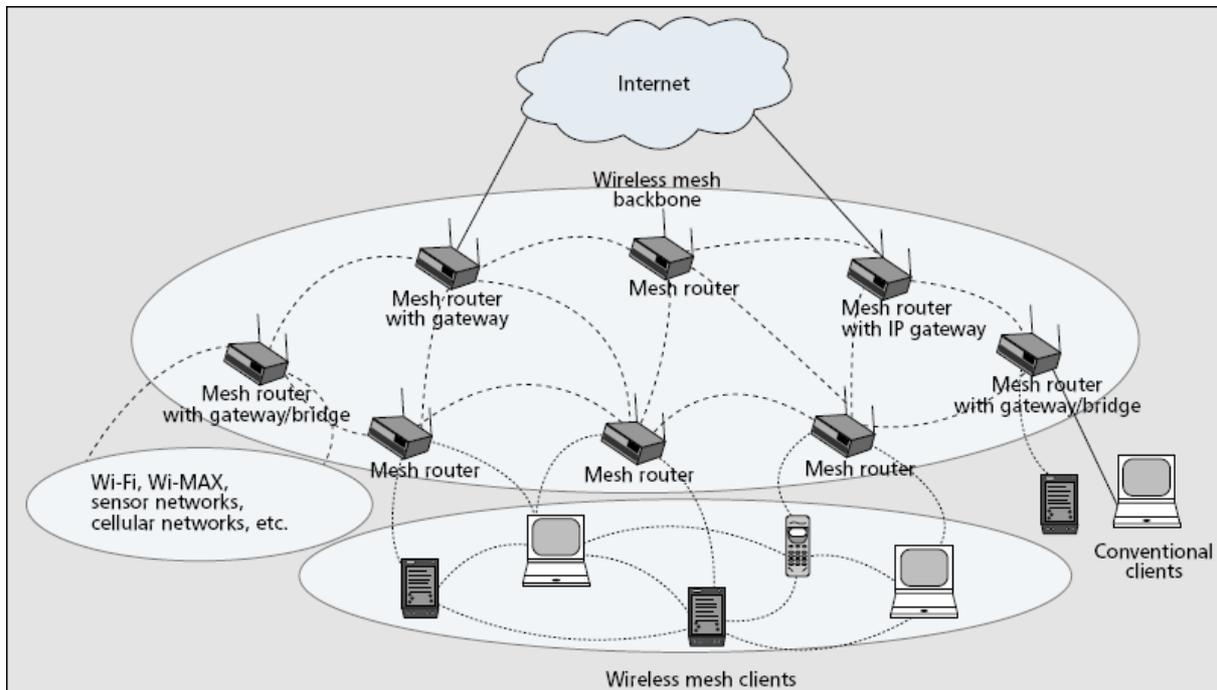


Figura 2 – Rede *mesh* (BRUNO e CONTI, GREGORI, 2005).

Os algoritmos de *Bellman-Ford* e de *Dijkstra* são algoritmos utilizados por protocolos de roteamento como forma de obter a melhor rota, através do cálculo do menor percurso. A diferença entre esses dois algoritmos é o fato de que o algoritmo de *Dijkstra* considera um grafo com arestas cujos pesos são não negativos. Este algoritmo, em sua forma original, soluciona o problema do caminho mais curto em um grafo dirigido, cujas arestas possuem determinado peso. Neste estudo, será considerado o algoritmo de *Dijkstra*, com métrica aditiva e também uma variante deste algoritmo, considerando uma métrica côncava.

Outra forma de aperfeiçoar a comunicação em redes sem fio múltiplos saltos é através da utilização de técnicas de antenas MIMO nos terminais (nós) pertencentes à rede. Através das múltiplas antenas, é possível aumentar o ganho de diversidade contra o desvanecimento (BOLCSKEI, 2006) ou simplesmente aumentar a taxa de dados transferidos. Sobre esta afirmação, no capítulo 4 será analisada a utilização de técnicas MIMO nos terminais (nós) de uma rede múltiplos saltos, selecionando a melhor rota através de algoritmos de *Dijkstra*.

CAPÍTULO 3

SISTEMAS DE ANTENAS MIMO

3.1 DESVANECIMENTO

Em sistemas de comunicação sem fio, a ocorrência de reflexões do sinal gera múltiplos caminhos entre o transmissor e o receptor. Com isso, múltiplas cópias sobrepostas do sinal transmitido chegam ao receptor, vindas por caminhos diferentes. Cada cópia sofrerá diferentes atenuações, atrasos e deslocamento de fase neste percurso. Isto pode resultar em uma interferência construtiva ou destrutiva, amplificando ou atenuando a potência do sinal no receptor. Esta distorção que o sinal sofre no meio de propagação é chamado de desvanecimento.

O desvanecimento pode ser rápido ou lento e plano ou seletivo em frequência. O desvanecimento rápido ou lento se refere a quão rápido a magnitude e fase do sinal mudam devido às características do canal, tendo relação com o tempo de coerência. O tempo de coerência é o tempo de separação em que a magnitude de duas amostras no domínio do tempo do canal tornam-se descorrelacionadas (HAYKIN e MOHER, 2005). Ou seja, é a medida de tempo em que se assume o canal aproximadamente constante no domínio do tempo.

No desvanecimento lento, o período de símbolo do sinal transmitido deve ser menor que o tempo de coerência. Assim, a mudança de amplitude e a fase impostos pelo canal serão consideradas aproximadamente constantes sobre um determinado período de tempo. Já no desvanecimento rápido, a amplitude e fase sofrem consideráveis mudanças durante um determinado período de tempo.

O desvanecimento plano ocorre quando a largura de banda do sinal é menor que a largura de banda coerente. A largura de banda coerente se refere à frequência de separação, na qual as atenuações de duas amostras no domínio da frequência do canal tornam-se descorrelacionadas (HAYKIN e MOHER, 2005). Ou seja, é uma medida aproximada da largura de banda dentro da qual o canal pode ser assumido como praticamente constante. Assim, no desvanecimento plano, todas as componentes de frequência passarão pela mesma magnitude do desvanecimento. Se a largura de banda for maior que a largura de banda coerente, então frequências diferentes se submeterão a desvanecimentos independentes, tendo como resultado a interferência inter simbólica (ISI).

Modelos de canais com desvanecimento são frequentemente utilizados para modelar os efeitos de transmissão eletromagnética sobre redes de comunicação sem fio. Eles são modelados matematicamente como uma variação temporal aleatória, alterando a amplitude e a fase do sinal transmitido. Usualmente, o efeito do desvanecimento é descrito estatisticamente através da distribuição de *Rayleigh*. Em relação ao modelo de canal descrito pela distribuição de *Rayleigh*, considera-se que o sinal transmitido alcance um receptor estacionário, através de múltiplos caminhos, sendo que estes caminhos são devido à reflexão do sinal. O fasor complexo dos N sinais refletidos no receptor é dado por:

$$\tilde{E} = \sum_{n=1}^N E_n e^{j\theta_n} \quad (1)$$

Onde E_n é a intensidade do campo elétrico do n -ésimo caminho e θ_n é sua fase relativa. O fasor \tilde{E} é uma variável aleatória que representa os efeitos multiplicativos do canal múltiplos percursos. Como as reflexões podem chegar de diferentes direções, assume-se que as fases relativas são independentes e uniformemente distribuídas no intervalo de $[0, 2\pi]$. Assim, verifica-se que a equação 1 é uma soma de variáveis aleatórias complexas, independentes e identicamente distribuídas (i.i.d.). Do teorema estatístico de limite central, a soma de um número de variáveis aleatórias i.i.d., aproxima-se de uma distribuição *Gaussiana* quando o número de variáveis aleatórias é alto. Isto é:

$$\sum_{n=1}^N E_n e^{j\theta_n} \longrightarrow Z_r + jZ_i \quad \text{com } N \rightarrow \infty \quad (2)$$

onde Z_r e Z_i são variáveis aleatórias *Gaussianas* reais. Considerando uma componente da soma da equação 1, é possível verificar que o cálculo da média de cada componente é:

$$\mathbf{E}[E_n e^{j\theta_n}] = \mathbf{E}[E_n] \mathbf{E}[e^{j\theta_n}] \quad (3)$$

$$\mathbf{E}[E_n e^{j\theta_n}] = \mathbf{E}[E_n] \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{j\theta} d\theta \quad (4)$$

$$\mathbf{E}[E_n e^{j\theta_n}] = 0 \quad (5)$$

Onde \mathbf{E} denota o operador da média estatística, sendo possível verificar que a média de um fasor complexo com fase distribuída uniformemente é zero. Consequentemente a média da equação 1 também é zero. A variância (potência) deste pacote complexo é dada pelo valor médio quadrado:

$$\mathbf{E}[|\tilde{E}|^2] = \mathbf{E}\left[\sum_n^N E_n e^{j\theta_n} \sum_m^N E_m e^{-j\theta_m}\right] \quad (6)$$

$$\mathbf{E}[|\tilde{E}|^2] = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N E_n E_m \mathbf{E}[e^{j(\theta_n - \theta_m)}] \quad (7)$$

$$\mathbf{E}[|\tilde{E}|^2] = \sum_{n=1}^N E_n^2 = P_o \quad (8)$$

Onde se considera o fato de que a diferença entre duas fases aleatórias é também uma fase aleatória, a não ser que ambas sejam iguais. Por simetria, esta potência é igualmente distribuída entre as partes reais e imaginárias do pacote complexo. Para pacotes complexos com média zero, a função densidade de probabilidade de Z_r na equação 2 é dada pela função de densidade *Gaussiana*:

$$f_{Z_r}(Z_r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-Z_r^2/2\sigma^2} \quad (9)$$

onde $\sigma^2 = P_o/2$, sendo que a mesma equação é válida para Z_i . Define-se a amplitude do pacote complexo como:

$$R = \sqrt{Z_i^2 + Z_r^2} \quad (10)$$

A função densidade de probabilidade da amplitude é determinada pela função densidade da equação 9, em que, ao se realizar determinadas mudanças nas variáveis, obtém-se:

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-r^2/2\sigma^2} \quad (11)$$

Esta equação 11 é conhecida como função densidade de probabilidade de *Rayleigh*. Integrando esta função, é possível obter a função distribuição de probabilidade cumulativa.

$$\text{Pr } ob(r < R) = \int_0^R f_R \quad (12)$$

$$\text{Pr } ob(r < R) = 1 - e^{-R^2/2\sigma^2} \quad (13)$$

O valor médio da distribuição de *Rayleigh* (valor médio do pacote complexo absoluto) é dado por:

$$\mathbf{E}[R] = \int_0^{\infty} r f_R(r) dr = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad (14)$$

O valor médio quadrado é dado por:

$$\mathbf{E}[R^2] = \int_0^{\infty} r^2 f_R(r) dr = 2\sigma^2 \quad (15)$$

Isto é, a raiz quadrada média (R_{RMS}) é $\sqrt{2}\sigma$. A mediana da distribuição de *Rayleigh* é $R=R_{RMS}$, o que implica que há interferência construtiva para $R>R_{RMS}$ e interferência destrutiva para $R<R_{RMS}$. O modelo de canal com distribuição de *Rayleigh* será considerado neste capítulo como modelo de um canal com múltiplas antenas transmissoras e receptoras.

3.2 DIVERSIDADE ESPACIAL

Há diversas formas de diversidade, como diversidade em frequência, diversidade no tempo, diversidade no espaço entre outras (HAYKIN e MOHER, 2005). A diversidade no espaço utiliza múltiplas antenas para transmitir ou receber, ou ambos os casos, sendo que o espaçamento entre antenas adjacentes deve ser capaz de garantir a independência de eventos de desvanecimento que ocorrem no canal.

É possível identificar três tipos diferentes de diversidade no espaço: a diversidade no receptor, a qual envolve o uso de apenas uma antena na transmissão e múltiplas antenas na

recepção; a diversidade na transmissão, envolvendo o uso de múltiplas antenas na transmissão e apenas uma antena no receptor; e a diversidade no receptor e no transmissor, formato em que se utilizam múltiplas antenas tanto no transmissor quanto no receptor, conhecido na literatura como MIMO (*Multiple-input, Multiple-output*) (PAULRAJ, NABAR e GORE, 2003).

As tecnologias desenvolvidas sobre canais MIMO procuraram resolver, ou amenizar, duas limitações encontradas na prática de comunicações sem fio, que é a limitação da potência da bateria de terminais usuários e a limitação de largura de banda de um canal sem fio (HAYKIN e MOHER, 2005). Ao fixar valores de potência de transmissão e largura de banda do canal, o uso de múltiplas antenas é capaz de aumentar a eficiência espectral de um canal (FOSCHINI e GANS, 1998), o qual é medido em bits por segundos por hertz (Bits por segundo por Hz – *bps/Hz*) ou combater o desvanecimento, com o aumento do grau de diversidade.

3.3 SISTEMAS MIMO

Sistemas MIMO são sistemas de comunicação sem fio com múltiplas antenas tanto no transmissor quanto no receptor. Três pontos na comunicação MIMO se destacam:

1. Ao utilizar-se do aumento do grau de diversidade, o fenômeno de desvanecimento não é visto mais como um problema, mas sim como uma fonte de possível enriquecimento do ambiente (TSE e VISWANATH, 2005). Isso porque, com o aumento de amostras recebidas de um mesmo símbolo, aumenta-se a probabilidade de detecção correta da informação transmitida.

2. A utilização de múltiplas antenas fornece a base para aumentar a capacidade do canal ou sua eficiência espectral (FOSCHINI e GANS, 1998) através da multiplexação espacial.

3. Ao contrário do aumento da capacidade de canal com técnicas convencionais, como o aumento da potência de transmissão ou da largura de banda, aumentar a capacidade de canal através de técnicas MIMO significa realizar aumento da complexidade computacional enquanto mantêm-se fixos estes recursos primários da comunicação (HAYKIN e MOHER, 2005).

3.3.1 Modelo básico do canal MIMO

Para este modelo, considera-se um sistema de comunicação sem fio MIMO, construído sob um canal com desvanecimento lento e plano, com N_t antenas transmissoras e N_r antenas receptoras, sendo a configuração básica das antenas referenciada pelo par (N_t, N_r) . Além disso, o canal é conhecido perfeitamente no receptor, mas não no transmissor (FOSCHINI e GANS, 1998). A Figura 3 é uma representação de um sistema MIMO.

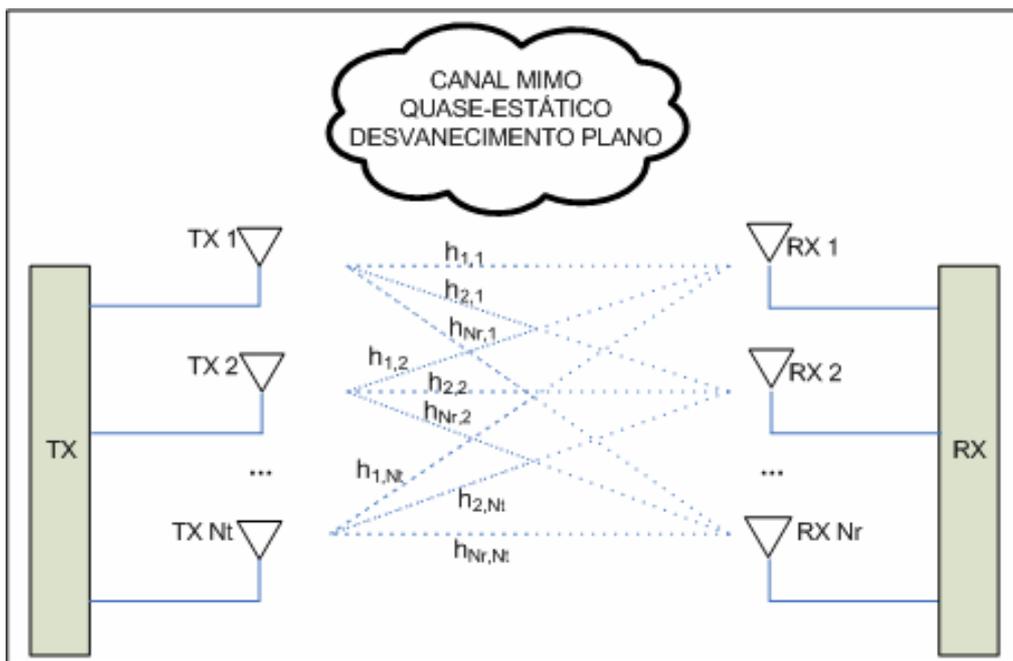


Figura 3 – Modelo de um canal MIMO.

O canal quase-estático significa que o canal não varia para o tráfego de um *frame* de dados, exibindo condições extremas de desvanecimento lento. O parâmetro espacial que define o grau de liberdade, ou seja, a dimensão espacial sobre a qual a comunicação é realizada, utilizando um canal MIMO, é:

$$GL = \min\{N_t, N_r\} \quad (16)$$

O vetor de transmissão do sinal complexo com N_t antenas transmissoras, num tempo discreto n , é denotado por:

$$s(n) = [s_1(n), s_2(n), \dots, s_{N_t}(n)]^T \quad (17)$$

Para os símbolos que formam este vetor, assume-se $s(n)$ formado por variáveis complexas aleatórias *Gaussianas*, cuja média é igual a zero e a variância comum, ou seja, a potência irradiada por cada transmissor é σ_s^2 . Portanto, o total da potência transmitida é fixada no seguinte valor:

$$P = N_t \sigma_s^2 \quad (18)$$

Para manter P constante ao utilizar múltiplas antenas, a variância σ_s^2 (a potência irradiada por cada antena transmissora) deve ser inversamente proporcional a N_t . Para o canal com desvanecimento plano, pode-se usar $h_{ik}(n)$ para denotar as amostras de ganho complexo do canal de transmissão da antena k recebido pela antena i num tempo discreto n . Sendo assim, pode-se expressar a matriz do canal complexo $N_r \times N_t$ como:

$$H(n) = \begin{bmatrix} h_{11}(n) & h_{12}(n) & \dots & h_{1N_t}(n) \\ h_{21}(n) & h_{22}(n) & \dots & h_{2N_t}(n) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{N_r1}(n) & h_{N_r2}(n) & \dots & h_{N_rN_t}(n) \end{bmatrix}_{(N_r \times N_t)} \quad (19)$$

A equação a seguir define o sinal complexo recebido na i -ésima antena, sendo $s_k(n)$ o símbolo transmitido pela k -ésima antena. O termo $w_i(n)$ denota o ruído aditivo do canal complexo, perturbando $x_i(n)$.

$$x_i(n) = \sum_{k=1}^{N_t} h_{ik}(n) s_k(n) + w_i(n) \quad (20)$$

Com $i = 1, 2, \dots, N_r$ e $k = 1, 2, \dots, N_t$.

Considerando os vetores e matrizes do sistema, pode-se escrever a equação do sistema da seguinte forma:

$$x(n) = H(n)s(n) + w(n) \quad (21)$$

Esta equação descreve o modelo de canal complexo básico para comunicações sem fio MIMO, assumindo o uso de um canal com desvanecimento plano. A equação mostra o comportamento da entrada e saída do canal num tempo discreto n .

Para um tratamento matemático, assume-se um modelo *Gaussiano* composto por três elementos relacionando o transmissor, o canal e o receptor respectivamente (HAYKIN e MOHER, 2005):

1. Os Nt símbolos que formam o vetor do sinal transmitido s são variáveis aleatórias complexas *Gaussianas*, independentemente e identicamente distribuídas (i.i.d), com média zero e potência σ_s^2 . Assim, a matriz de correlação do vetor s do sinal transmitido é definida por:

$$\mathbf{R}_s = \mathbf{E}[ss^+] = \sigma_s^2 I_{Nt} \quad (22)$$

Onde I_{Nt} é a matriz identidade $Nt \times Nt$.

2. Os $Nt \times Nr$ elementos da matriz H do canal são provenientes de um conjunto de variáveis aleatórias complexas i.i.d. com média zero e variância unitária, como mostra a distribuição complexa:

$$h_{ik}: N(0, 1/\sqrt{2}) + jN(0, 1/\sqrt{2}), \quad \text{com } i = 1, 2, \dots, Nr \text{ e } k = 1, 2, \dots, Nt \quad (23)$$

Onde $N(.,.)$ denota uma distribuição *Gaussiana* real. Sendo assim, verifica-se que a componente de amplitude h_{ik} segue uma distribuição *Rayleigh*. Portanto, nesta situação é possível dizer de o canal MIMO possui um rico ambiente de espalhamento *Rayleigh*. Além disso, é possível verificar que a componente da amplitude quadrada $|h_{ik}|^2$ é uma variável aleatória quadrada com a seguinte média:

$$\mathbf{E}[|h_{ik}|^2] = 1 \quad \text{para todo } i \text{ e } k \quad (24)$$

3. Os Nr elementos do vetor w do canal de ruído são variáveis aleatórias complexas *Gaussianas* i.i.d, com média zero e variância σ_w^2 . A matriz de correlação do vetor de ruído w é dado por:

$$\mathbf{R}_w = \mathbf{E}[ww^+] = \sigma_w^2 I_{N_r} \quad (25)$$

Onde I_{N_r} é a matriz identidade $N_r \times N_r$.

De acordo com a equação 18 e assumindo que h_{ik} é uma variável aleatórias normalizada com média zero e variância unitária, a média da relação sinal ruído (SNR) em cada entrada do receptor é dada por:

$$\rho = \frac{P}{\sigma_w^2} = \frac{N_t \sigma_s^2}{\sigma_w^2} \quad (26)$$

É importante notar que a variância σ_w^2 é fixada, uma vez que a potência total transmitida P é fixada. Além disso, nota-se que todos os N_t sinais transmitidos ocupam uma largura de banda comum e também que ρ é independente de N_r .

3.3.2 Capacidade MIMO de um canal conhecido no receptor

Considerando que a matriz de ganho do canal MIMO, a matriz H , é aleatória, a capacidade deste canal também é uma variável aleatória. Neste caso, duas definições estatísticas de capacidade são usualmente utilizadas: a capacidade ergódica e a capacidade de *outage*, as quais serão exploradas a seguir neste capítulo.

3.3.2.1 Capacidade Ergódica

A capacidade de informação de um canal com ruído branco *Gaussiano* (AWGN), com potência de transmissão fixada em P , é definida como (SHANNON, 1948):

$$C = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{\sigma_w^2} \right) \text{ bits / s} \quad (27)$$

onde B representando a largura de banda no canal e σ_w^2 a potência do ruído medida sobre B .

Sendo assim, num canal invariante no tempo, a equação define a máxima taxa de dados que pode ser transmitida sobre o canal, com uma pequena probabilidade arbitrária de

erro ocorrida durante a transmissão. Com o canal usado K vezes para transmitir K símbolos, em T segundos, a capacidade de transmissão por unidade de tempo é (T/K) vezes a fórmula de capacidade. Reconhecendo que $K=2BT$, de acordo com teorema de amostragem, e considerando um canal complexo, com desvanecimento plano e com o receptor tendo conhecimento perfeito do estado do canal, a capacidade do canal é dada por (ERICSON, 2001):

$$C = \mathbf{E} \left[\log_2 \left(1 + \frac{|h|^2 \cdot P}{\sigma_w^2} \right) \right] \text{bits} / \text{s} / \text{Hz} \quad (28)$$

onde P é a potência constante de transmissão e a média é dada pelo ganho do canal $h(n)$, assumindo que o canal é invariante no tempo. Com isso, C é comumente referenciado como a capacidade ergódica do canal com desvanecimento plano. A capacidade ergódica do canal é definida como o valor esperado da capacidade, ou seja, é a média dos valores máximos da taxa de informação que pode ser transmitida, considerando as variações do canal (VIEIRA, 2005).

A equação 28 aplica-se a um simples caso de um canal com desvanecimento plano *single-input, single-output* (SISO). Generalizando esta fórmula para o caso de um canal com desvanecimento plano MIMO, governado pelo modelo *Gaussiano*, chegou-se que a capacidade ergódica do canal MIMO é dada por (TELATAR, 1995; FOSCHINI, 1996):

$$C = \mathbf{E} \left[\log_2 \left\{ \frac{\det(R_w + HR_S H^+)}{\det(R_w)} \right\} \right] \text{bits} / \text{s} / \text{Hz} \quad (29)$$

onde P é a potência constante transmitida. A média na equação 29 está sobre a matriz H do canal aleatório, e o sobrescrito “+” denota a transposta *Hermitiana*. R_s e R_w são respectivamente, as matrizes de correlação do vetor do sinal transmitido s e do vetor do ruído do canal w . Substituindo as equações 22 e 25 e utilizando a definição da média da relação sinal ruído ρ da equação 26 obtêm-se:

$$C = \mathbf{E} \left[\log_2 \left\{ \det \left(I_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} HH^+ \right) \right\} \right] \text{bits} / \text{s} / \text{Hz} \quad (30)$$

A equação 30 define a capacidade ergódica de um canal com desvanecimento plano MIMO, que pode ser chamada de fórmula da capacidade *log-det* para um canal MIMO *Gaussiano* e assume que $N_t \geq N_r$ para a matriz $(N_r \times N_r)$ do produto HH^+ (TELATAR, 1995; FOSCHINI, 1996). Para $N_t \leq N_r$, com a matriz HH^+ $(N_t \times N_t)$, a fórmula de capacidade *log-det* do enlace MIMO é definida por:

$$C = \mathbf{E} \left[\log_2 \left\{ \det \left(I_{N_t} + \frac{\rho}{N_r} HH^+ \right) \right\} \right] \text{bits} / \text{s} / \text{Hz} \quad (31)$$

A capacidade ergódica de um enlace MIMO sem fio, com desvanecimento plano, aumenta de acordo com o número de antenas (TELATAR, 2005). Isso significa que aumentando N_t e N_r aumenta-se a eficiência espectral do enlace.

3.3.2.2 Capacidade de *outage*

A probabilidade de *outage* de um enlace MIMO é definida como a probabilidade para a qual o enlace está em um estado de *outage* (falha) na transmissão dos dados (TELATAR, 1995; FOSCHINI e GANS, 1998). Ou seja, é a probabilidade de uma capacidade C_k , chamada de capacidade de *outage*, não ser atingida.

$$C_k \geq \log_2 \left\{ \det \left(I_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} H_k H_k^+ \right) \right\} \text{bits} / \text{s} / \text{Hz} \text{ por burst} \quad (32)$$

Ocasionalmente, um quadro da função de distribuição cumulativa em um enlace sem fio, resulta em uma capacidade do canal que é inadequado para suportar comunicação confiável sobre o enlace, neste caso o enlace é dito estar no estado de *outage*. Assim, a probabilidade de *outage* em uma taxa R é (HOCHWALD, MARZETTA, TAROKH, 2003):

$$\Pr ob_{outage} = \Pr ob \left\{ \log_2 \left\{ \det \left(I_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} H_k H_k^+ \right) \right\} < R \text{ para um burst } k \right\} \quad (33)$$

Assim pode-se definir a capacidade de *outage* do enlace MIMO como a máxima taxa de bits que pode ser mantida através do enlace para todas as transmissões de *bursts* de dados

(isto é, todos os estados de canais possíveis) para uma probabilidade de *outage* pré-definida. A seguir, será apresentado as duas principais estruturas MIMO: o STC (*Space-Time Code*), o qual utiliza-se da combinação de redundância com múltiplas antenas transmissoras como forma de combater o desvanecimento e o BLAST (*Bell Laboratories Layered Space-Time*), o qual utiliza-se da multiplexação espacial como forma de aumentar a eficiência espectral do canal.

3.3.3 Space-time codes

A técnica de transmissão através de múltiplas antenas transmissoras STC (*Space-time codes*), aplica redundância com o intuito de oferecer proteção contra o desvanecimento do canal, ruído e interferência. Com múltiplas antenas transmissoras e receptoras, esta técnica pode ser usada para minimizar a probabilidade de *outage* ou, equivalentemente, maximizar a capacidade de *outage*. Dependendo do nível de redundância introduzido no projeto de *space-time codes*, o grau de independência estatística entre os sinais transmitidos é correspondentemente reduzido.

A técnica *space-time codes* pode ser classificada de duas formas: o STTC (*space-time trellis codes*) (TAROKH, SESHADRI e CALDERBANK, 1998) e o STBC (*space-time block codes*) (TAROKH, SESHADRI e CALDERBANK, 1999) dependendo de como a transmissão do sinal sobre o canal sem fio é realizada. No STBC, que será estudado com maiores detalhes neste capítulo, em contraste ao STTC, a transmissão do sinal é realizada em blocos, como representa a Figura 4. O código é definido por uma matriz de transmissão e a formulação envolve três parâmetros: o número de símbolos transmitidos, que será denotado por l ; o número de antenas transmissoras, denotado por N_t , o qual define o tamanho da matriz de transmissão; o número de *time slots* em um bloco de dados, denotado por m .

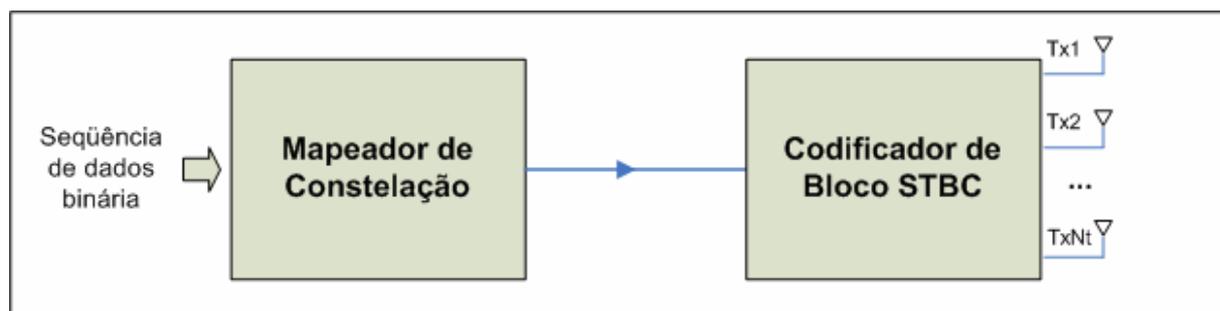


Figura 4– Diagrama de Bloco do codificador ortogonal STBC.

Com m *time slots* envolvidos na transmissão dos l símbolos, a relação l/m define a taxa de código. Para uma transmissão eficiente, os símbolos transmitidos são apresentados em uma forma complexa. Além disso, para facilitar o processamento linear de estimação no receptor dos símbolos transmitidos e também para simplificar o projeto no receptor, é introduzido o conceito de ortogonalidade no projeto da matriz de transmissão. É possível identificar dois diferentes procedimentos no projeto:

- Projeto Ortogonal Complexo, em que a matriz de transmissão é quadrada, satisfazendo a condição de complexidade ortogonal tanto no espaço quanto no tempo (ALAMOUTI, 1998).

- Projeto Ortogonal Complexo Generalizado, em que a matriz de transmissão não é quadrada, satisfazendo a condição de complexidade ortogonal apenas no sentido temporal e a taxa de código é menor que a unidade. A ortogonalidade complexa da matriz de transmissão no sentido temporal é condição suficiente para que ocorra processamento linear no receptor (TAROKH, JAFARKHANI e CALDERBANK, 1999).

3.3.3.1 Código de Alamouti

O código de Alamouti é um código STBC ortogonal dois por um, isto é, utiliza-se de duas antenas transmissoras e uma única antena receptora. Apesar de apresentar desempenho inferior a um código STTC, a codificação de Alamouti é mais utilizada, porque apresenta bom desempenho e exige um processamento computacional mais simples. Sendo s_1 e s_2 símbolos complexos produzidos pelo mapeamento da constelação e que são transmitidos através do canal sem fio, a transmissão do sinal tem os seguintes procedimentos (ALAMOUTI, 1998):

- Em um tempo arbitrário t , a antena 1 transmite s_1 e simultaneamente a antena 2 transmite s_2 .

- No tempo $t + T$, onde T é a duração do símbolo, o sinal de transmissão é trocado, sendo $-s_2^*$ transmitido pela antena 1 e s_1^* , simultaneamente, transmitido pela antena 2.

Sendo assim, a matriz 2x2 de transmissão no STBC é:

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (34)$$

A matriz de transmissão S é uma matriz ortogonal-complexa, sendo que satisfaz a condição de ortogonalidade em ambos os sentidos, o espacial (colunas) e o temporal (linhas). Para demonstrar esta importante propriedade, considera-se:

$$S^+ = \begin{bmatrix} s_1^* & -s_2 \\ s_2^* & s_1 \end{bmatrix} \quad (35)$$

Sendo S^+ a transposta *Hermitiana* de S , envolvendo tanto a transposição quanto o conjugado complexo. Neste caso, a linha temporal é representada pelas linhas (horizontal) e o espaço pelas colunas (vertical). Para demonstrar a ortogonalidade no sentido espacial, multiplicam-se ambas as matrizes, obtendo:

$$SS^+ = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1^* & -s_2 \\ s_2^* & s_1 \end{bmatrix} = (|s_1|^2 + |s_2|^2) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (36)$$

Isso prova a ortogonalidade espacial da matriz do código de Alamouti. Além disso, é possível obter o mesmo resultado para S^+S (invertendo-se os fatores da multiplicação matricial), o que prova a ortogonalidade no sentido temporal também desta multiplicação matricial.

Através da equação anterior, é possível notar que:

$$S^{-1} = \frac{1}{|s_1|^2 + |s_2|^2} S^+ \quad (37)$$

A partir destas equações, sabe-se que o código de Alamouti é ortogonal, sendo o único código STBC com código complexo de taxa completa (*full-rate*) – taxa de código unitária (ALAMOUTI, 1998). Além disso, é linear na transmissão de símbolos e possui capacidade ótima, satisfazendo a fórmula de capacidade *log-det* da equação 30 (HAYKIN e MOHER, 2005).

No projeto do receptor, assume-se que o canal tem frequência plana, com variação lenta, tal que a distorção complexa multiplicativa introduzida pelo canal no tempo t é essencialmente a mesma que no tempo $t + T$, onde T é a duração do símbolo. Esta distorção

multiplicativa é denotada por $\alpha_k e^{j\theta_k}$, onde $k=1,2$. Assim, com s_1 e s_2 transmitidos simultaneamente no tempo t , o sinal complexo recebido no tempo $t' > t$, considerando o atraso na propagação, é (TAROKH, JAFARKHANI, CALDERBANK, 1999):

$$x_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1} \tilde{s}_1 + \alpha_2 e^{j\theta_2} \tilde{s}_2 + w_1 \quad (38)$$

Com w_1 sendo o ruído do canal complexo no tempo t' . Já no tempo $t + T$, o sinal complexo recebido no tempo $t' + T$ é:

$$x_2 = -\alpha_1 e^{j\theta_1} \tilde{s}_2^* + \alpha_2 e^{j\theta_2} \tilde{s}_1^* + w_2 \quad (39)$$

No curso do tempo, durante os instantes t' e $t'+T$, o estimador de canal no receptor produz estimações da distorção multiplicativa representada por $\alpha_k e^{j\theta_k}$, onde $k=1,2$. De agora em diante, assume-se que estes dois estimadores possuem precisão suficiente para serem tratados como essencialmente exatos. Isso significa que $\alpha_1 e^{j\theta_1}$ e $\alpha_2 e^{j\theta_2}$ serão conhecidos no receptor. Assim, é possível reformular a variável x_1 e x_2^* como:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_1 e^{j\theta_1} & \alpha_2 e^{j\theta_2} \\ \alpha_2 e^{-j\theta_2} & -\alpha_1 e^{-j\theta_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2^* \end{bmatrix} \quad (40)$$

É importante notar que nesta equação os sinais complexos originais s_1 e s_2 aparecem como um vetor, sendo através disso realizada a recuperação dos sinais transmitidos. Através da multiplicação da matriz de distorção multiplicativa (matriz do canal) pela sua transposta *Hermitiana*, sabe-se que esta matriz é ortogonal, pois a resultante é:

$$\begin{bmatrix} \alpha_1 e^{j\theta_1} & \alpha_2 e^{j\theta_2} \\ \alpha_2 e^{-j\theta_2} & -\alpha_1 e^{-j\theta_1} \end{bmatrix}^+ \begin{bmatrix} \alpha_1 e^{j\theta_1} & \alpha_2 e^{j\theta_2} \\ \alpha_2 e^{-j\theta_2} & -\alpha_1 e^{-j\theta_1} \end{bmatrix} = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (41)$$

Multiplicando ambos os lados da equação 41 pela matriz transposta *Hermitiana* da matriz 2x2 do canal obtêm-se:

$$\begin{bmatrix} \alpha_1 e^{-j\theta_1} & \alpha_2 e^{j\theta_2} \\ \alpha_2 e^{-j\theta_2} & -\alpha_1 e^{j\theta_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2^* \end{bmatrix} = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \alpha_1 e^{-j\theta_1} & \alpha_2 e^{j\theta_2} \\ \alpha_2 e^{-j\theta_2} & -\alpha_1 e^{j\theta_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2^* \end{bmatrix} \quad (42)$$

Realizando as multiplicações matriciais e substituindo algumas variáveis obtêm-se:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (43)$$

Na forma simplificada obtêm-se:

$$y_k = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_k + v_k \quad k=1,2 \quad (44)$$

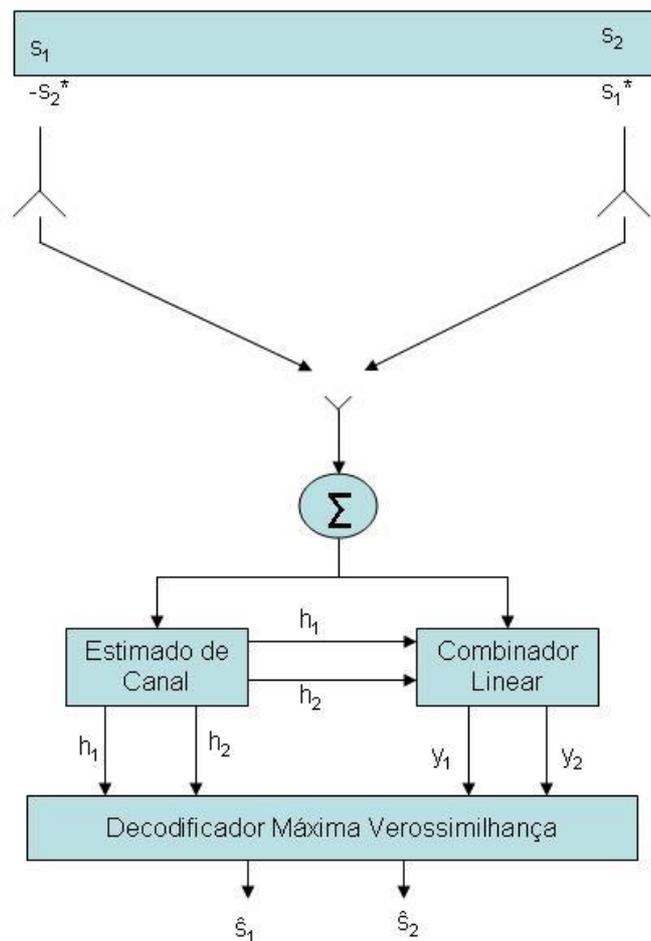


Figura 5 – Diagrama do código de Alamouti (HAYKIN e MOHER, 2005).

Devido a ortogonalidade do código de Alamouti, um símbolo indesejável s_2 é cancelado para y_1 e outro símbolo indesejável s_1 é cancelado para y_2 na multiplicação pela matriz identidade. Estes cancelamentos são responsáveis pela simplificação no receptor. É possível notar também que o fator escalar $(\alpha_1^2 + \alpha_2^2)$ pode ser pequeno apenas se os coeficientes de desvanecimento α_1 e α_2 forem ambos pequenos. Em outras palavras, os caminhos de diversidade ligando a antena receptora nas duas antenas de transmissão devem simultaneamente passar pelo desvanecimento em ordem para que $(\alpha_1^2 + \alpha_2^2)$ seja pequeno. Portanto, o efeito de detrimento do desvanecimento surge se, e apenas se, ambos os caminhos de diversidade sofrerem isto. Assim, pode-se dizer que um sistema de comunicação sem fio baseado na codificação de Alamouti possui ganho de diversidade nível dois.

A próxima etapa na formação de uma estrutura receptora é como prover uma estimação ótima de s_k para $k=1,2$, dado a saída ruidosa da combinação linear y_k , expresso em termos dos símbolos transmitidos s_k . A principal questão é qual a decisão ótima que o receptor deve fazer. A resposta é a regra de decodificação *maximum-likelihood* (máxima verossimilhança), que assume que os símbolos transmitidos s_1 e s_2 são igualmente prováveis. As estimações de máxima verossimilhança de s_1 e s_2 serão denotadas por \hat{s}_1 e \hat{s}_2 . Com isso, surge a necessidade de introduzir um novo item:

$$d(z, \xi) = (z - \xi)(z - \xi)^* \quad (45)$$

Esta equação define a distância Euclidiana quadrática entre dois pontos de sinais complexos denotados por z e ξ . Para prosseguir então com a formulação do decodificador de máxima verossimilhança para sistemas de codificação de Alamouti, como é possível verificar na Figura 5, dado conhecimento dos coeficientes de canal complexo h_1 e h_2 , o decodificador de máxima verossimilhança realiza sua decisão em resposta a combinação linear das saídas y_1 e y_2 , a qual realiza o papel de estatísticas de decisão.

Na formulação da regra de decodificação de máxima verossimilhança em termos de y_1 e y_2 , utiliza-se dois itens: a definição da distância Euclidiana e a equação 44 para as saídas da combinação linear y_k , $k=1,2$. Em particular, na equação 44 a estatística de decisão y_k é determinada pelo símbolo transmitido s_k ($k=1,2$), além das contribuições do ruído *Gaussiano* complexo v_k . Assim, pode-se simplificar a implementação do decodificador de máxima verossimilhança pela decomposição em dois decodificadores independentes, um operando na

estatística de decisão y_1 e outro na outra estatística de decisão y_2 , os quais são separados em T segundos.

Baseado nisso, é possível descrever as regras do decodificador de máxima verossimilhança da seguinte forma: dado que o receptor tem conhecimento dos coeficientes do desvanecimento do canal, α_1 e α_2 , e do conjunto de todos os símbolos de transmissão possíveis em um mapeamento de constelação denotado por S , a estimação da máxima verossimilhança dos símbolos transmitidos s_1 e s_2 são respectivamente definidos por:

$$\hat{s}_1 = \arg \min_{\varphi \in S} \{d^2(y_1, (\alpha_1^2 + \alpha_2^2)\varphi)\} \quad (46)$$

$$\hat{s}_2 = \arg \min_{\varphi \in S} \{d^2(y_2, (\alpha_1^2 + \alpha_2^2)\varphi)\} \quad (47)$$

Onde φ denota as diferentes hipóteses para a combinação linear das saídas y_1 e y_2 . É possível observar que o lado direito das equações não inclui nenhuma referência aos atuais símbolos transmitidos s_1 e s_2 , o que é o correto, pois eles são desconhecidos no receptor. Naturalmente, o receptor faz a decisão correta dos símbolos transmitidos se $\hat{s}_1 = s_1$ e $\hat{s}_2 = s_2$.

3.3.4 Arquitetura BLAST

A arquitetura BLAST (*Bell Laboratories Layered Space-Time*) é um sistema MIMO capaz de fornecer um significativo aumento na eficiência espectral, pois envia Nt símbolos simultaneamente em cada período de símbolo, sendo Nt o número de antenas transmissoras. Num ambiente com distribuição de *Rayleigh*, ele pode atingir taxas que crescem linearmente com o número de antenas transmissoras (FOSCHINI, 1996). Dependendo o código empregado, pode-se utilizar diferentes implementações específicas de BLAST. As três principais são: *Diagonal-BLAST* (D-BLAST); *Vertical-BLAST* (V-BLAST) e o *Turbo-BLAST*.

3.3.4.1 Arquitetura V-BLAST

O V-BLAST foi a primeira implementação prática de MIMO em comunicações sem fio, capaz de demonstrar eficiência espectral de 40 bits/s/Hz em tempo real com desvanecimento lento. Nesta arquitetura N_t símbolos de informação são transmitidos simultaneamente e na mesma banda de frequência, usando N_t antenas transmissoras. O receptor utiliza $N_r \geq N_t$ antenas para separar e detectar os N_t símbolos transmitidos. O processo de separação envolve uma combinação de supressão de interferência e cancelamento de interferência (GOLDEN, FOSCHINI, VALENZUELA, *et al*, 1999). O *Vertical BLAST*, ou V-BLAST, é a versão simplificada da arquitetura BLAST e também é a mais utilizada atualmente.

3.3.4.2 Transmissores V-BLAST

Em um sistema V-BLAST, a seqüência de dados que será transmitida é primeiramente demultiplexado em N_t símbolos. Cada um destes símbolos é subseqüentemente modulado e transmitido por uma antena transmissora, assumindo uma mesma constelação e modulação (WOLNIANSKY, FOSCHINI, GOLDEN, *et al*, 1998). Os dados de entrada em cada antena transmissora são chamados de camadas (*layer*), sendo que cada camada é transmitida por uma antena diferente simultaneamente e no mesmo canal. A Figura 6 representa os transmissores de um sistema V-BLAST.

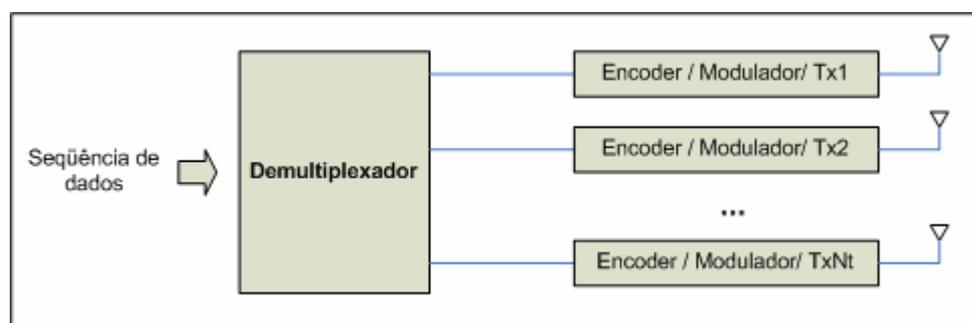


Figura 6 - Diagrama de transmissor V-BLAST para N_t antenas transmissoras.

A diversidade na transmissão introduz interferência espacial. Os sinais transmitidos de várias antenas se propagam sobre caminhos de espalhamento independentes e interferem entre

si no receptor (VUCETIC e YUAR, 2003). Esta interferência pode ser representada pela seguinte operação de matrizes:

$$x(n) = H(n)s(n) + w(n) \quad (48)$$

Onde $x(n)$ é o vetor dos sinais recebidos através das N_r antenas num tempo discreto n , $s(n) = [s_1(n), s_2(n), \dots, s_{N_t}(n)]^T$ é o vetor de sinais transmitidos, $w(n)$ é uma componente de ruído AWGN dos sinais nas antenas receptoras e $H(n)$ representa a matriz de desvanecimento do canal (N_r, N_t), onde h_{ik} é a função de transferência complexa do transmissor k para o receptor i . Os transmissores que vão de 1 até N_t possuem taxa de símbolo igual a $1/T$ [símbolos/segundo], com tempo de símbolo sincronizado. A potência utilizada em cada transmissor é proporcional a $1/N_t$ da potência total disponível, sendo esta constante e independente nos transmissores (GOLDEN, FOSCHINI, VALENZUELA, *et al*, 1999).

Os símbolos modulados são organizados dentro de uma matriz de transmissão, denotada por S , o qual consiste de N_t linhas e L colunas, sendo L o tamanho do bloco de transmissão. A n -ésima coluna da matriz de transmissão, denotado por $s(n)$, consiste dos símbolos modulados $s_1(n), s_2(n), \dots, s_{N_t}(n)$, onde $n=1, 2, \dots, L$. Num dado tempo n , o transmissor envia a n -ésima coluna da matriz de transmissão, um símbolo por cada antena. Isto é, uma matriz que será transmitida, envia $s_k(n)$ da antena k no tempo n .

3.3.4.3 Receptores V-BLAST

No receptor, onde se opera também em co-canal, os sinais que chegam são individualmente demodulados e decodificado de acordo com as operações correspondentes realizadas no transmissor (HAYKIN e MOHER, 2005). Inicialmente, o processo de detecção envolve a determinação da ordem dos símbolos que serão detectados, de acordo com a relação sinal ruído na recepção de cada símbolo transmitido. Após, é realizado a detecção dos símbolos, e cada símbolo transmitido é considerado, por sua vez, o símbolo desejado e o restante é tratado como interferência. Técnicas de combinação linear são utilizadas para a supressão de interferência (ALAMGIR, 2003). Estas interferências são suprimidas pela aproximação conhecida como forçagem a zero (*zero forcing* - ZF) e este critério visa estimar um símbolo considerando os demais como interferência (VUCETIC e YUAN, 2003).

Em seguida, através de decisões estatísticas, é realizada a decisão do símbolo desejado. A contribuição de interferência deste símbolo é então subtraída do vetor recebido $x(n)$. Assim, com a exclusão no vetor $x(n)$ deste símbolo detectado, diminui a interferência neste vetor, o que aumentará a probabilidade de detecção correta de outros símbolos. Em outras palavras, um sub-bloco de dados é recebido e um primeiro símbolo é detectado e subtraído de todos os outros sub-blocos recebidos. E isso se repete até chegar ao último sub-bloco, o qual, assumindo que todos os símbolos anteriores (das camadas anteriores) foram detectados corretamente, ele estará livre de interferência. A decisão estatística suave de cada detector em cada camada é passada para um dispositivo de tomada de decisão em um sistema V-BLAST (VUCETIC e YUAN, 2003).

Outro ponto importante é o fato de que o processo de cancelamento e anulação é realizado através da matriz H do canal. Esta matriz é estimada no receptor através de treinamento supervisionado auxiliado pelo envio de uma seqüência de treinamento transmitida por cada antena transmissora. O processo de anulação suprime a interferência e é seguido pelo cancelamento do sinal estimado em questão. Além disso, a estratégia do ZF só é possível se o número de antenas receptoras for pelo menos igual ao número de antenas transmissoras. A Figura 7 representa as etapas da recepção em sistema V-BLAST.

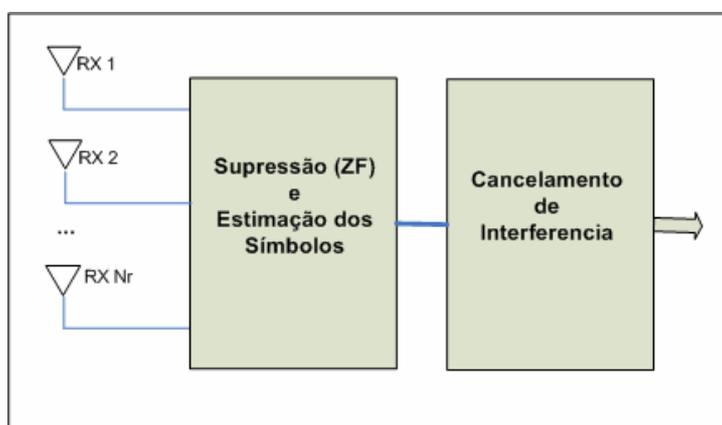


Figura 7 – Esquemático de recepção do sistema V-BLAST.

A seguir será apresentado o procedimento de detecção de um sistema V-BLAST (WOLNIANSKY, FOSCHINI, GOLDEN, *et al*, 1998). Considerando a seguinte ordem:

$$Q = \{q_1, q_2, \dots, q_N\} \quad (49)$$

Sendo esta uma permutação dos números inteiros $1, 2, \dots, N_t$, especificando a ordem na qual os componentes do vetor de símbolos transmitidos $s(n)$ são extraídos, de acordo com o símbolo com maior SNR. O algoritmo de detecção opera no vetor $x(n)$, progressivamente computando decisões estatísticas $y_{q1}, y_{q2}, \dots, y_{qN_t}$, as quais são então divididas para formar estimações dos símbolos transmitidos $\hat{s}_{q1}, \hat{s}_{q2}, \dots, \hat{s}_{qN_t}$. Assim, a decisão estatística y_{q1} é computada primeiro, após y_{q2} , e assim em diante até y_{qN_t} .

O processo de detecção utiliza anulação combinatorial linear e cancelamento de símbolo para calcular sucessivamente os y_q , prosseguindo da seguinte forma:

1) Inicialização:

$$G_1 = H^+ \quad (50)$$

$$a = 1 \quad (51)$$

2) Recursão:

Utilizando o vetor de anulação z_{qa} , forma-se uma combinação linear dos componentes de $x(n)$ para chegar em y_{qa} :

$$q_a = \arg \min_{j \notin \{q_1, \dots, q_{a-1}\}} \|(G_a)_j\|^2 \quad (52)$$

$$z_{qa} = (G_a)_{q_a} \quad (53)$$

$$y_{qa} = z_{q_a}^T x_a \quad (54)$$

Sendo $(G_a)_j$ a j -ésima linha de G_a , para obter o símbolo com maior energia no receptor, procura-se a linha da matriz pseudo-inversa G que tenha o menor argumento, de acordo com a equação 53, pois esta linha significa a coluna da matriz H com maior argumento. Esta linha da matriz G formará então o vetor ZF representado por z_{qa} conforme a equação 54. Após, seguindo a equação 55, faz-se a decisão estatística.

Em seguida, obtém-se o valor estimado da componente s , representada por \hat{s}_{qa} :

$$\hat{s}_{qa} = Q(y_{qa}) \quad (55)$$

Onde $Q(\cdot)$ denota a operação de quantização (divisão) apropriada de acordo com a constelação utilizada. Assumindo que $\hat{s}_{qa} = s_{qa}$, cancela-se s_{qa} do vetor recebido x_a , resultando no vetor modificado x_{a+1} :

$$x_{a+1} = x_a - \hat{s}_{qa} (H)_{qa} \quad (56)$$

$$G_{a+1} = H_{Q_I}^+ \quad (57)$$

$$a = a + 1 \quad (58)$$

Onde $(H)_{q_l}$ denota a coluna q_l de H . Os passos são então realizados para as componentes q_2, \dots, q_{N_t} operando por sua vez sobre a progressão dos vetores de recebidos modificados x_2, x_3, \dots, x_{N_t} . O q_l -ésimo vetor ZF é definido como o único vetor normalizado mínimo que satisfaz a equação 59 (WOLNIANSKY, FOSCHINI, GOLDEN, VALENZUELA, 1998). Assim, o q_l -ésimo vetor ZF é ortogonal ao subespaço medido pelas contribuições de x_l devido ao símbolos ainda não estimados e cancelados.

$$z_{Q_a}(H)_{Q_j} = \begin{cases} 0 & j > a \\ 1 & j = a \end{cases} \quad (59)$$

No capítulo seguinte serão realizadas simulações dos dois sistemas MIMO abordados neste capítulo, com determinadas configurações de antenas e modulações, para determinados valores de SNR. Além disso, será considerado que o receptor conhece as características do canal de comunicação sem fio.

CAPÍTULO 4

UTILIZAÇÃO DOS RECURSOS MIMO EM REDES PONTO A PONTO E EM REDES MÚLTIPLOS SALTOS COM MODULAÇÃO ADAPTATIVA

4.1 SIMULAÇÕES DE SISTEMAS MIMO PONTO A PONTO

O objetivo das simulações foi apresentar as características e os benefícios de um sistema com modulação adaptativa e técnicas MIMO adaptativas. Para atingir este objetivo, foi necessário estimar o *throughput* para cada valor de SNR dentro de cada configuração proposta. As configurações propostas são as combinações das modulações BPSK, QPSK, 8PSK, 16PSK ou 16QAM, com as técnicas MIMO STBC G2 ou V-BLAST com duas antenas transmissoras e duas receptoras (2,2) e com duas antenas transmissoras e quatro antenas receptoras (2,4). Com isso, inicialmente levantou-se a FER para valores de SNR entre 0 e 55dB, conforme ilustra a Figura 8.

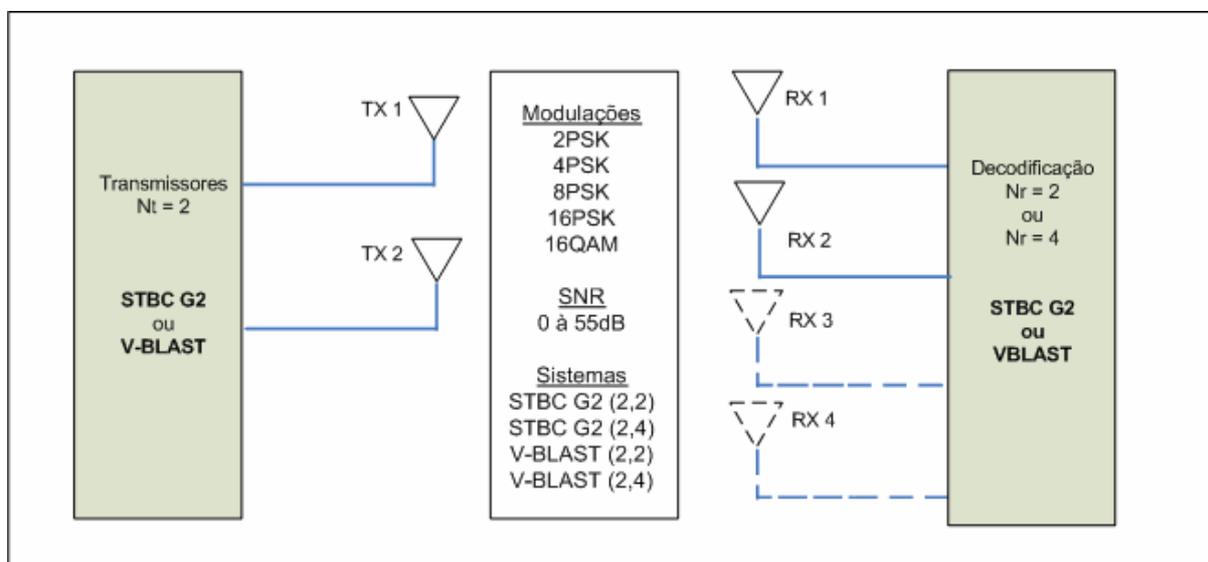


Figura 8 – Modelo de simulação utilizando técnicas MIMO.

Os algoritmos de simulação foram desenvolvidos utilizando o *software Matlab*, considerando o canal conhecido no receptor e sobre um modelo *Gaussiano*, com desvanecimento lento e plano. Ambos os sistemas analisados são os esquemas mais simples em suas respectivas classes de múltiplas antenas, sendo que o sistema com STBC G2 utilizou

uma versão expandida do código de Alamouti. Além disso, não foi considerada nenhuma outra codificação sobre os dados transmitidos (como por exemplo, códigos detetores e corretores de erro).

Considerou-se um *frame* formado por 256 símbolos, bastando apenas um símbolo errado detectado para que o *frame* fosse considerado errado e descartado. Desta forma, a FER foi obtida da seguinte forma:

$$FER = F_e/Ft \quad (60)$$

onde F_e é o número de *frames* recebidos com pelo menos um símbolo errado e Ft é o total de *frames* transmitidos (este fixado em 4000 *frames*). Os valores de FER obtidos, para cada valor de SNR e para cada configuração, estão apresentados nas tabelas do Anexo 2.

A seguir, iniciou-se o cálculo do *throughput* do sistema com base na FER. Em sistemas sem codificação, com modulação “M”QAM ou “M”PSK, a eficiência espectral é igual a $\log_2 M$. Porém, devido aos bits errados, deve-se considerar estes erros no cálculo da taxa de transferência (CATREUX, DRIESSEN, GREENSTEIN, 2002):

$$T_{SISO} = (\log_2 M)(1-FER) \quad (61)$$

onde T_{SISO} é a taxa de dados de um sistema com uma antena transmissora, uma antena receptora e com taxa de código espacial igual a 1. Para o cálculo da eficiência espectral de um sistema MIMO, sem considerar quaisquer outras técnicas que alterem a taxa de código espacial do sistema, utilizou-se a seguinte equação:

$$EE_{MIMO} = (\log_2 M)(S_{MIMO}) \quad (62)$$

onde:

- EE_{MIMO} é a eficiência espectral do sistema;

- S_{MIMO} é igual a $\begin{cases} Nt & \text{para } V - BLAST \\ 1 & \text{para } STBC \text{ } G2 \end{cases}$

Com base nas equações 61 e 62, para um sistema sem código corretor de erros, o cálculo do *throughput* para sistemas com técnicas de antenas MIMO, foi realizado através da seguinte equação (WICKER, 1995):

$$T_{MIMO} = EE_{MIMO} (1-FER)BW \quad (63)$$

onde T_{MIMO} é o *throughput* de um determinado sistema MIMO e BW é a largura de banda utilizada. Fixando a largura de banda em 1MHz, calculou-se o valor da taxa de transferência de dados para cada sistema considerado, de acordo com a equação 63. O resultado do cálculo da taxa de transferência encontra-se na Tabela 10 e na Tabela 11 do Anexo 1. A Figura 9 ilustra o fluxo de dados nas simulações realizadas.

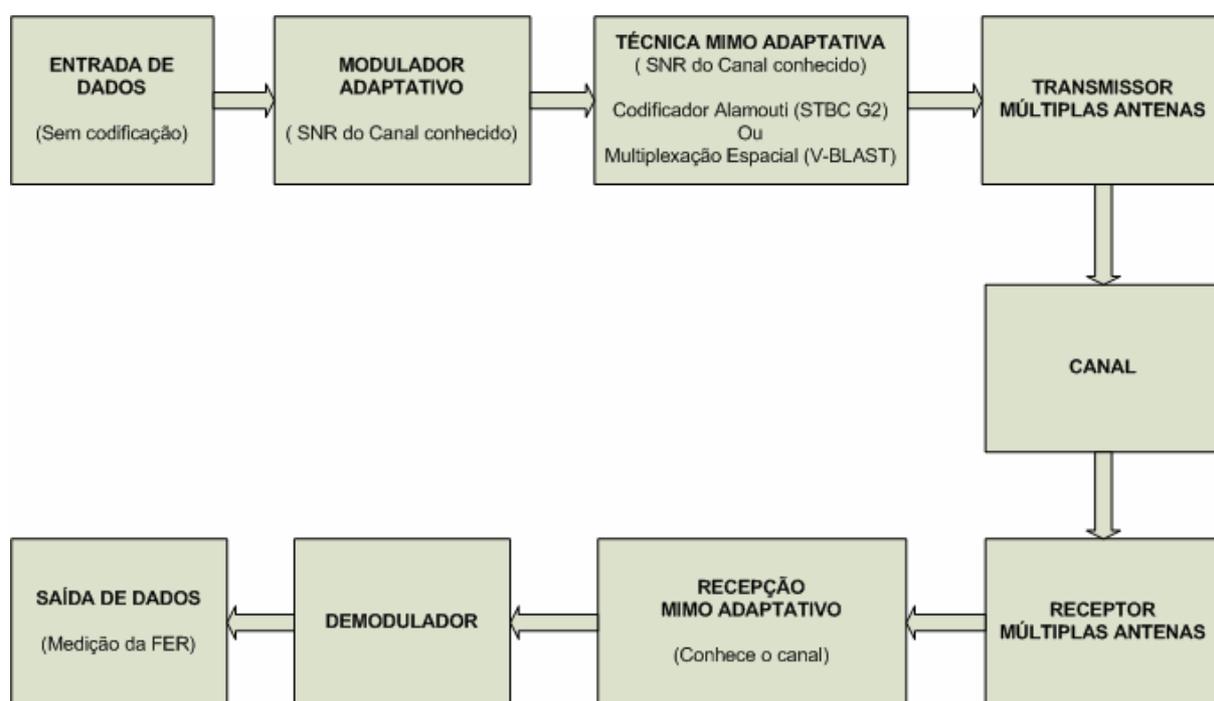


Figura 9 – Sistema de comunicação com modulação e técnicas MIMO controlado por RDS.

A partir destes resultados apresentados nos anexos, iniciou-se uma análise de duas situações respectivamente: a primeira, para cada uma das técnicas MIMO, verificou-se a modulação mais apropriada para cada intervalo de SNR. A seguir, considerou-se além das modulações, qual dos sistemas MIMO era capaz de maximizar a taxa de transferência de dados para determinados valores de SNR. Estes resultados estão expostos nas seções 4.1.1 e 4.1.2.

4.1.1 Resultados com modulação adaptativa

Em uma comunicação entre o terminal usuário e a estação base cujo valor de SNR é alto, torna-se possível utilizar modulações com maior número de símbolos na constelação, com o objetivo de aumentar a taxa de dados. Já para locais onde esta relação sinal ruído é baixa, torna-se mais apropriado utilizar modulações cuja constelação possua um menor número de símbolos. Isso porque, devido à maior distância de decisão entre os símbolos em constelações menores, reduz-se a taxa de erro de bits.

Através das simulações dos sistemas MIMO STBC G2 e V-BLAST, nas configurações de antenas (2,2) e (2,4), obteve-se as taxas de dados para cada modulação considerada neste estudo, de acordo com valores de SNR. A partir disso, montou-se a Tabela 1, a qual apresenta a modulação que atingiu o melhor resultado para cada valor de SNR, em cada sistema MIMO testado. Um sistema RDS com modulação adaptativa controlada por *software*, ou seja, capaz de trocar de modulação durante a transmissão de acordo com as condições do canal, poderá utilizar-se dos valores apresentados nesta tabela com o intuito de maximizar a taxa de dados. As discussões e análises destes resultados serão discutidas no capítulo 5.

Inicialmente, em relação ao sistema STBC (2,2), verificou-se que:

- Para valores de SNR entre 3 e 9dB, obteve-se a maior taxa de transferência de dados utilizando a modulação 2PSK.
- Já para SNR entre 10 e 13dB, obteve-se a maior taxa de dados com a modulação 4PSK.
- Entre 14 e 18dB, a modulação 8PSK apresentou a maior taxa de dados.
- A partir de 19dB, a modulação 16QAM apresentou o maior *throughput*, com um ganho próximo a 4dB em relação a modulação 16PSK.

Em relação ao sistema STBC (2,4), observou-se que:

- Para valores de SNR entre 1 e 4dB a modulação 2PSK apresentou maior taxa de dados.
- Entre 5 e 10dB a maior taxa de dados foi atingida com a modulação para 4PSK.
- Já entre 11 e 13dB a modulação com melhor resultado foi 8PSK.
- A partir de 14dB a modulação 16QAM apresentou maior taxa de transferência de dados, com um ganho superior a 3dB em relação a modulação 16PSK.

Tabela 1 – Sistemas MIMO com modulação adaptativa.

Sistema	Faixa SNR (maior Throughput)	Modulação	Eficiência Espectral	Estimativa Throughput (Menor)	Estimativa Throughput (Maior)
STBC 2x2	3-9dB	2PSK	1	0,05	0,93
	10-13dB	4PSK	2	1,18	1,88
	14-18dB	8PSK	3	2,15	2,95
	19-25dB	16QAM	4	3,34	3,99
STBC 2x4	1-4dB	2PSK	1	0,46	0,95
	5-10dB	4PSK	2	1,02	1,99
	11-13dB	8PSK	3	2,08	2,86
	14-19dB	16QAM	4	3,43	3,99
V-BLAST 2x2	15-27dB	2PSK	2	0,27	1,77
	28-31dB	4PSK	4	2,77	3,34
	32-34dB	8PSK	6	3,57	4,34
	35-55dB	16QAM	8	4,81	7,96
V-BLAST 2x4	5-10dB	2PSK	2	0,39	1,79
	11-17dB	4PSK	4	2,03	3,93
	18-19dB	8PSK	6	4,59	5,20
	20-33dB	16QAM	8	5,93	7,99

Em relação ao sistema V-BLAST (2,2):

- Para valores de SNR entre 15 e 27dB a modulação 2PSK apresentou maior taxa de transferência de dados.
- Entre 28 e 31dB a modulação para 4PSK apresentou maior taxa de dados.
- Para valores de SNR entre 32 e 34dB, obteve-se maior taxa de transferência de dados com a modulação 8PSK.
- A partir de 35dB a modulação 16QAM apresentou o maior *throughput*, com um ganho superior a 4dB em relação a modulação 16PSK.

Em relação ao sistema V-BLAST (2,4), verificou-se que:

- Para valores de SNR entre 5 e 10dB a modulação 2PSK apresentou maior taxa de transferência de dados.
- Entre 11 e 17dB a modulação para 4PSK apresentou maior taxa de transferência de dados.
- Já para SNR igual a 18 e 19dB a modulação com melhor resultado foi 8PSK.
- A partir de 20dB a modulação 16QAM apresentou o maior *throughput*, com um ganho superior a 3dB em relação a modulação 16PSK.

4.1.2 Resultados com modulação e sistemas MIMO adaptativos

O objetivo deste item é apresentar, além da modulação adaptativa, a possibilidade de troca entre os sistemas STBC G2 e V-BLAST, sendo este processo controlado por *software*, de acordo com a capacidade maximizar a taxa de transferência de dados. Através das simulações dos sistemas MIMO STBC G2 e V-BLAST, nas configurações (2,2) e (2,4), inicialmente obteve-se as taxas de dados para cada sistema e em cada modulação. Com estas informações, comparou-se estes sistemas MIMO com o mesmo número de antenas receptoras, no caso duas e quatro antenas. A partir disso, montou-se a Tabela 2, apresentando as modulações e técnicas MIMO com os melhores resultados para cada valor de SNR. As discussões e análises a respeito dos resultados serão apresentadas no capítulo 5.

Tabela 2 - Modulações e sistemas MIMO adaptativos.

Número de antenas receptoras	Sistema	Faixa SNR	Modulação	Eficiência Espectral bps/Hz	Estimativa Throughput (Menor)	Estimativa Throughput (Maior)
Nr = 2	STBC	3-9dB	2PSK	1	0,05	0,93
	STBC	10-13dB	4PSK	2	1,18	1,88
	STBC	14-18dB	8PSK	3	2,15	2,95
	STBC	19-33dB	16QAM	4	3,34	4,00
	V-BLAST	34dB	8PSK	6	4,34	4,34
	V-BLAST	35-55dB	16QAM	8	4,81	7,97
Nr = 4	STBC	1-4dB	2PSK	1	0,46	0,95
	STBC	5-10dB	4PSK	2	1,02	1,99
	STBC	11dB	8PSK	3	2,08	2,08
	V-BLAST	12-14dB	4PSK	4	2,73	3,56
	STBC	15-17dB	16QAM	4	3,80	3,98
	V-BLAST	18-19dB	8PSK	6	4,60	5,20
	V-BLAST	20-31dB	16QAM	8	5,93	8,00

Com base nesta tabela, em relação ao sistema MIMO adaptativo com duas antenas receptoras (2,2), verificou-se que:

- Para valores de SNR entre 3 e 9dB, a maior taxa de transferência de dados ocorreu com a utilização da configuração STBC G2 com modulação 2PSK.
- Para SNR entre 10 e 13dB, o sistema apresentou maior taxa de dados utilizando STBC G2 com a modulação 4PSK.
- Entre 14 e 18dB, o sistema utilizou STBC G2 com a modulação 8PSK.
- Entre 19 e 33dB o sistema com STBC G2 (2,2) e modulação 16QAM apresentou maior taxa de transferência de dados.

- Com o aumento de SNR, melhorou-se o desempenho do sistema utilizando-se V-BLAST(2,2). Com isso, por apresentar maior eficiência espectral em relação ao sistema STBC G2(2,2), em SNR igual a 34dB com V-BLAST (2,2) e modulação 8PSK, o sistema apresentou maior taxa de transferência de dados.
- A partir de 35dB, o sistema com V-BLAST(2,2) e modulação 16QAM obteve maior taxa de transferência de dados.

Em relação ao sistema MIMO adaptativo com quatro antenas receptoras, utilizando-se de STBC G2 (2,4) e V-BLAST (2,4) verificou-se que:

- Valores de SNR entre 1 e 4dB, o sistema obteve maior taxa de transferência de dados com a utilização do sistema STBC G2 (2,4) e modulação 2PSK.
- Para SNR entre 5 e 10dB, a maior taxa de dados atingiu-se com STBC G2 (2,4) e modulação 4PSK.
- Para SNR igual a 11dB o sistema utilizou-se da configuração STBC G2 (2,4) com a modulação 8PSK.
- Com SNR entre 12 e 14dB, para obter maior taxa de dados o sistema utilizou o V-BLAST (2,4) com modulação 4PSK.
- Entre 15 e 17dB, para aumentar a taxa de transferência de dados o sistema voltou a utilizar o STBC G2 (2,4), mas agora com modulação 16QAM.
- Para SNR igual a 18 e 19dB, o sistema MIMO adaptativo utilizou o V-BLAST com modulação 8PSK para aumentar a taxa de transferência de dados.
- A partir de 20dB, o sistema com V-BLAST (2,4) e modulação 16QAM apresentou maior taxa de transferência de dados.

4.2 SISTEMAS COM MODULAÇÃO E TÉCNICAS MIMO ADAPTATIVAS EM REDES MÚLTIPLOS SALTOS

O objetivo desta seção é mostrar a capacidade de uma rede múltiplos saltos em aumentar a taxa de transferência de dados, em relação à transmissão ponto a ponto, além de comprovar os benefícios da utilização de modulações e técnicas MIMO (2,4) adaptativas. Considerou-se apenas as técnicas MIMO com quatro antenas receptoras, pois com duas antenas receptoras, o sistema STBC G2 saturou antes que o V-BLAST pudesse apresentar maior *throughput*, conforme será discutido no capítulo 5. Além disso, assumiu-se que o nó

fonte tem conhecimento dos valores de SNR em todos os enlaces da rede. Assim, através da Tabelas 2, este nó foi capaz de selecionar, para cada enlace, a modulação e a técnica MIMO (2,4) capaz de oferecer maior taxa de transferência de dados. Os resultados apresentados nesta seção serão discutidos no capítulo 5.

Com o conhecimento do *throughput* estimado em cada enlace, o nó fonte deve ser capaz de selecionar a rota com a maior taxa de transferência de dados nesta rede múltiplos saltos. Para o cálculo da melhor rota, utilizou-se o algoritmo de *Dijkstra*, o qual é capaz de selecionar a melhor rota em função de uma métrica específica. Duas métricas serão consideradas, inicialmente utilizou-se uma métrica aditiva e após uma métrica côncava. A base deste algoritmo é verificar todas as rotas possíveis e completas entre o nó fonte e o nó destino, selecionando, segundo uma métrica, aquela que for capaz de oferecer condições para maximizar o *throughput* de dados.

No primeiro modelo, considerou-se uma rede com quatro nós, sendo um nó fonte, dois nós intermediários e um nó destino, conforme ilustra a Figura 10. Considerou-se o atraso (*delay*) para a transferência de dados entre os enlaces (arestas) como a variável para o cálculo do melhor percurso, sendo expressa em *s/Mbit*. O atraso foi calculado pela fonte em cada enlace através das tabelas do Anexo 1, com a inversão o *throughput* estimado. Através do algoritmo de *Dijkstra*, somou-se todas as rotas possíveis entre o nó fonte e o nó destino e, em seguida, selecionou-se a rota com menor tempo de atraso.

Neste modelo, foram analisadas três diferentes condições dos enlaces sem fio: para o Cenário 1 considerou-se todos os enlaces com baixa relação sinal ruído em relação aos outros cenários; para o Cenário 2 foram considerados enlaces com alto valor de SNR; e para o Cenário 3 realizou-se uma mescla, com enlaces possuindo valores altos e baixos de SNR. Além disso, considerou-se que cada nó com múltiplas antenas recebe as informações num determinado instante e em seguida as retransmite, num outro instante de tempo. Ou seja, nenhum nó recebe e transmite os dados simultaneamente. Como um dos objetivos é a comparação entre técnicas MIMO, foi proposto um modelo simplificado, em que todos os nós estão dedicados a apenas esta comunicação entre a fonte e o destino, não sendo considerados também, por exemplo, os tempos de processamento, de contenção, filas, colisões, etc.

Sobre o modelo da Figura 10, montou-se o Cenário 1, apresentado na Tabela 3 e considerou-se baixa SNR entre todos os enlaces. De acordo com esta condição, foi possível verificar que o sistema STBC G2 (2,4) apresentou maior taxa de transferência de dados em todos os enlaces. Aliado a isso, através da modulação adaptativa, maximizou-se o *throughput* de dados. Neste cenário, com o auxílio do algoritmo de *Dijkstra*, a rota dos dados foi da fonte

$r0$ até o nó $r2$, o qual retransmitiu os dados até o nó $r1$ e, finalmente, este nó enviou os dados até o nó destino rf .

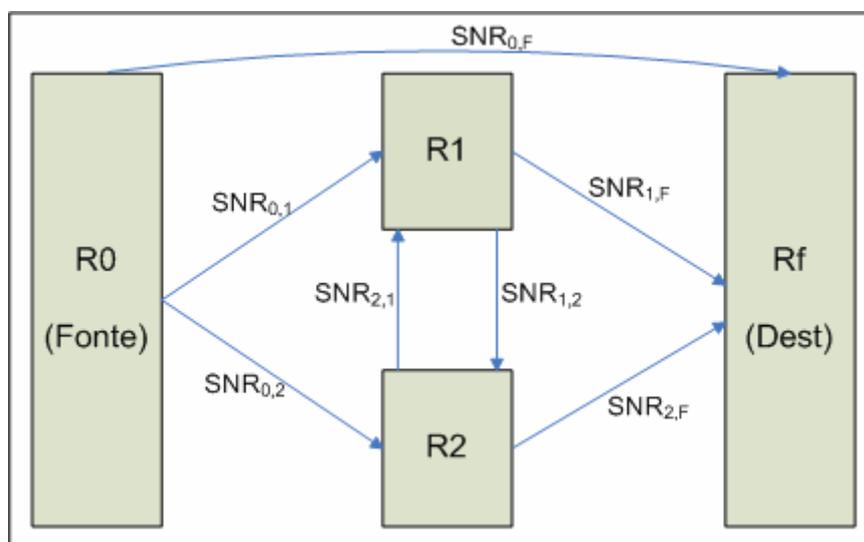


Figura 10 – Modelo 1 de uma rede múltiplos saltos.

Tabela 3 – Cenário 1: enlaces com baixos valores de SNR.

Enlace	SNR(dB)	Modulação	Sistema	Throughput (Mbps)	Delay (s/Mb)	Seq.
SNR _{0,1}	2	2PSK	STBC	0,715	1,398	-
		2PSK	V-BLAST	0,000	INF.	-
SNR _{0,2}	5	4PSK	STBC	1,028	0,972	1
		2PSK	V-BLAST	0,395	2,535	-
SNR _{1,2}	16	16QAM	STBC	3,937	0,254	-
		4PSK	V-BLAST	3,866	0,259	-
SNR _{2,1}	16	16QAM	STBC	3,937	0,254	2
		4PSK	V-BLAST	3,866	0,259	-
SNR _{1,f}	11	8PSK	STBC	2,083	0,480	3
		4PSK	V-BLAST	2,030	0,493	-
SNR _{2,f}	4	2PSK	STBC	0,954	1,048	-
		2PSK	V-BLAST	0,000	INF.	-
SNR _{0,f}	1	2PSK	STBC	0,463	2,162	-
		2PSK	V-BLAST	0,000	INF.	-

Assim, no Cenário 1, com uma rede sem fio múltiplos saltos e com a relação sinal ruído entre os diversos percursos inferior a 17dB, o sistema STBC G2 (2,4) mostrou melhores resultados em todos os enlaces. Para a conexão ponto a ponto, com SNR_{0,f} igual a 1dB, o tempo de atraso estimado foi de 2,16s/Mbit. Ao utilizar-se dos recursos de uma rede múltiplos saltos, esse tempo de atraso diminuiu para 1,7s/Mbit. Já o sistema V-BLAST (2,4) neste caso, não alcançou alta taxa de transferência de dados por apresentar alta taxa de FER para estes valores de SNR, sendo seu tempo de atraso estimado em 3,28s/Mbit.

Para o Cenário 2, considerou-se enlaces com altos valores de SNR em relação ao primeiro cenário. Após a leitura dos valores de SNR realizada pelo nó fonte, obteve-se os dados apresentados na Tabela 4, sendo necessário dois saltos para obter o menor atraso na transmissão dos dados. Consultando as tabelas do Anexo 1, foi possível verificar que o sistema V-BLAST (2,4) apresentou maior taxa de transferência de dados, em relação ao sistema STBC (2,4), para SNR igual a 12 e a 13dB e para valores superiores a 17dB. Neste cenário, o atraso estimado na comunicação ponto a ponto, com $SNR_{0,f}$ igual a 1dB, foi igual a 2,16s/Mbit. Já através de múltiplos saltos com o sistema V-BLAST (2,4) o atraso foi de 0,318s/Mbit. Considerando um sistema STBC (2,4) em todos os nós, o tempo de atraso estimado subiu para 0,5s/Mbit.

Tabela 4 – Cenário 2: enlaces com altos valores de SNR.

Enlace	SNR(dB)	Modulação	Sistema	Throughput (Mbps)	Delay (s/Mb)	Seq.
SNR _{0,1}	26	16QAM	V-BLAST	7,947	0,126	1
		16QAM	STBC	4,000	0,250	-
SNR _{0,2}	12	4PSK	V-BLAST	2,733	0,366	-
		8PSK	STBC	2,618	0,382	-
SNR _{1,2}	20	16QAM	V-BLAST	5,931	0,169	-
		16QAM	STBC	4,000	0,250	-
SNR _{2,1}	20	16QAM	V-BLAST	5,931	0,169	-
		16QAM	STBC	4,000	0,250	-
SNR _{1,f}	19	8PSK	V-BLAST	5,206	0,192	2
		16QAM	STBC	3,999	0,250	-
SNR _{2,f}	18	8PSK	V-BLAST	4,599	0,217	-
		16QAM	STBC	3,996	0,250	-
SNR _{0,f}	1	2PSK	STBC	0,463	2,162	-
		2PSK	V-BLAST	0,000	INF.	-

No Cenário 3, apresentado na Tabela 5, considerou-se enlaces possuindo altos valores de SNR e outros enlaces com baixas SNR. Assim, foi possível verificar que, com a utilização dos dois sistemas MIMO, STBC G2 (2,4) e V-BLAST (2,4), maximizou-se a taxa de transferência de dados da rede sem fio.

Através de modulação e de técnicas MIMO (2,4) adaptativas no terceiro cenário, aumentou-se a taxa de transferência de dados. Para este cenário, o tempo de atraso total ótimo, através de múltiplos saltos, foi de 1,29s/Mbit. Considerando a mesma rede, este atraso com STBC (2,4) seria de 1,47s/Mbit e para uma rede unicamente V-BLAST (2,4) seria de 2,85s/Mbit. Sem considerar os múltiplos saltos, ou seja, uma rede ponto a ponto com conexão direta entre a fonte e o destinatário, com $SNR_{0,f}$ igual 1dB, o atraso seria de 2,16s/Mbit.

Tabela 5 – Cenário 3: enlaces com altos e baixos valores de SNR.

Enlace	SNR(dB)	Modulação	Sistema	Throughput (Mbps)	Delay (s/Mb)	Seq.
SNR _{0,1}	26	16QAM	V-BLAST	7,947	0,126	1
		16QAM	STBC	4,000	0,250	-
SNR _{0,2}	10	4PSK	STBC	1,996	0,501	-
		2PSK	V-BLAST	1,791	0,558	-
SNR _{1,2}	19	8PSK	V-BLAST	5,206	0,192	2
		16QAM	STBC	4,000	0,250	-
SNR _{2,1}	19	8PSK	V-BLAST	5,206	0,192	-
		16QAM	STBC	4,000	0,250	-
SNR _{1,f}	2	2PSK	STBC	0,715	1,398	-
		2PSK	V-BLAST	0,000	INF.	-
SNR _{2,f}	5	4PSK	STBC	1,028	0,972	3
		2PSK	V-BLAST	0,395	2,535	-
SNR _{0,f}	1	2PSK	STBC	0,463	2,162	-
		2PSK	V-BLAST	0,000	INF.	-

Após, foi proposto outro modelo, novamente com três cenários, com as mesmas características, porém com quatro nós intermediários. Com o auxílio das tabelas do Anexo 1 e da Tabela 2, com o conhecimento de todos os valores de SNR da rede, o nó fonte pode estimar novamente o *throughput* entre os enlaces. Desta vez, para o cálculo do melhor percurso, utilizou-se uma variante do algoritmo de *Dijkstra* com uma métrica côncava, não sendo mais o tempo de atraso a variável do cálculo, mas sim a taxa de transferência de dados em *Mbps* (*Mega bits por segundo*).

Na métrica côncava, inicialmente são levantados os *throughputs* de todas as rotas completas entre o nó fonte (*R0*) e o nó destino (*Rf*). O *throughput* de dados de cada uma destas rotas é limitado pelo enlace com menor taxa de transferência de dados. Através desta afirmação para o cálculo do *throughput*, a rota completa que possuir o maior *throughput* de dados será a selecionada para transportar os dados do nó fonte ao nó destino. Ou seja, o principal critério para a definição da rota entre o nó fonte e o nó destino é evitar enlaces com as menores taxas de transferências de dados.

A seguir, no cenário 4, conforme ilustra a Figura 11 e a Tabela 6, todos os enlaces apresentaram baixos valores de SNR. Assim, para obter a configuração com os melhores resultados possíveis, utilizou a técnica STBC G2 (2,4) na comunicação MIMO entre os nós.

Tabela 6 – Cenário 4: Enlaces com baixos valores de SNR.

Enlace	SNR(dB)	Modulação	Sistema	Throughput (Mbps)	Delay (s/Mb)	Seq.
SNR _{0,2}	10	4PSK	STBC	2,0	0,500	1
SNR _{2,1}	11	8PSK	STBC	2,1	0,476	2
SNR _{1,3}	17	16QAM	STBC	4,0	0,250	3
SNR _{3,f}	15	16QAM	STBC	3,8	0,263	4

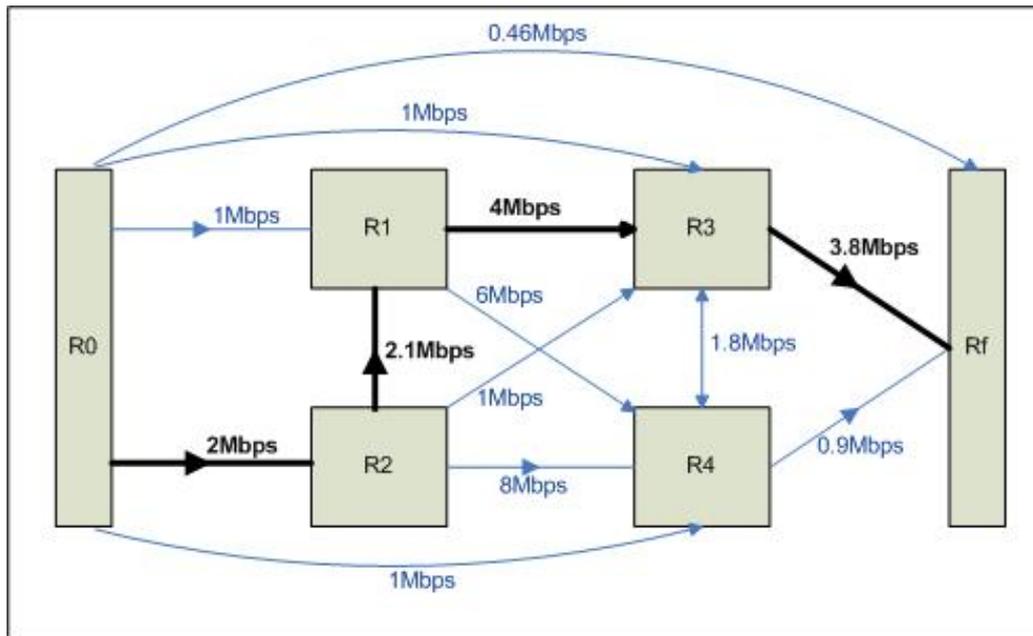


Figura 11 – Cenário 4: Rede Múltiplos Saltos com MIMO Adaptativo (2,4).

Verifica-se que o enlace entre $R2$ e $R4$, apesar de apresentarem condições capazes de aumentar a taxa de transferência de dados, não foi selecionado para fazer parte do percurso com melhores condições. Isso porque, ao passar por este enlace, o fluxo de dados encontraria gargalos de comunicação nos enlaces posteriores, com baixas taxas de transferência (no caso $R4$ e $R3$, $R4$ e Rf). Sendo assim, o percurso capaz de oferecer o maior *throughput* foi formado pelos seguintes nós, na seguinte ordem: $R0$, $R2$, $R1$, $R3$ e Rf . Este *throughput* ficou limitado em 2 Mbps, por ser a menor taxa de dados do percurso selecionado.

No cenário 5, apresentado na Figura 12, aumentou-se os valores de SNR entre todos os enlaces. O sistema com técnica V-BLAST (2,4), aplicada em todos os nós, apresentou maior taxa de transferência de dados, para os valores de SNR verificados nos enlaces. Assim, o percurso que ofereceu maior *throughput* foi formado, nesta ordem, pelos nós: $R0$, $R1$, $R4$, $R3$ e Rf , sendo que o *throughput* do sistema entre os dois fins limitou-se em 3,2 Mbps.

Tabela 7 – Cenário 5: Enlaces com altos valores de SNR.

Enlace	SNR(dB)	Modulação	Sistema	Throughput (Mbps)	Delay (s/Mb)	Seq.
SNR _{0,1}	14	4PSK	V-BLAST	3,5	0,286	1
SNR _{1,4}	21	16QAM	V-BLAST	6,8	0,147	2
SNR _{4,3}	24	16QAM	V-BLAST	7,8	0,128	3
SNR _{3,f}	13	4PSK	V-BLAST	3,2	0,313	4

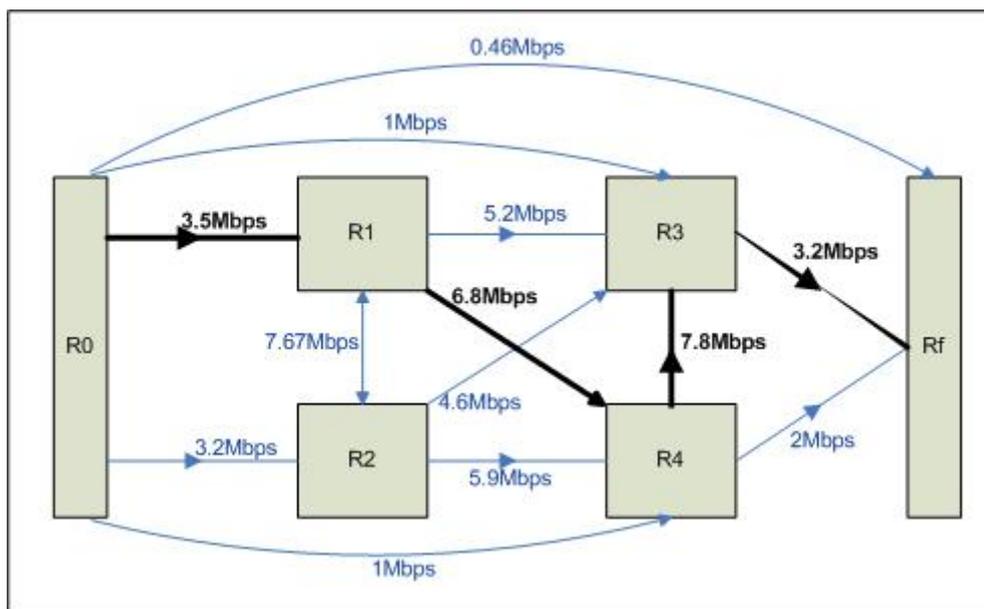


Figura 12 – Cenário 5: Rede Múltiplos Saltos com MIMO Adaptativo (2,4).

Neste cenário, o *throughput* do enlace entre *R1* e *R2* foi alto, porém não foi considerado na melhor rota, pois a seguir, os enlaces entre *R2* e *R3* e entre *R2* e *R4* possuíam taxa de dados inferior ao enlace entre *R1* e *R4*. Além disso, *R4* não foi direto a *Rf*, pois o *throughput* de dados desta rede ficaria limitada em 2Mbps, não mais em 3,2Mbps.

No cenário 6, apresentado na Figura 13, os enlaces entre os nós possuíam tanto valores altos quanto baixos de SNR em relação aos dois cenários anteriores. Com isso, a maior taxa de dados foi atingida utilizando técnicas STBC G2 (2,4) em determinados enlaces e V-BLAST (2,4) em outros. Assim, ao evitar enlaces com as menores taxas de transferência de dados, o percurso capaz de oferecer o maior *throughput* de dados, passou pelos seguintes nós, nesta ordem: *R0*, *R2*, *R3*, *R4* e *Rf*. Pelo fato da menor taxa de dados deste percurso ser 2Mbps, esta foi a taxa de comunicação estabelecida entre a fonte e o destino. Isso mostra que esta métrica côncava não traduz com fidelidade os ganhos obtidos devido o uso de técnicas MIMO e modulação adaptativos.

Tabela 8 – Cenário 6: Enlaces com altos e baixos valores de SNR.

Enlace	SNR(dB)	Modulação	Sistema	Throughput (Mbps)	Delay (s/Mb)	Seq.
SNR _{0,2}	24	16QAM	V-BLAST	7,8	0,128	1
SNR _{2,3}	15	16QAM	STBC	3,8	0,263	2
SNR _{3,4}	14	4PSK	V-BLAST	3,5	0,286	3
SNR _{4,f}	10	4PSK	STBC	2,0	0,500	4

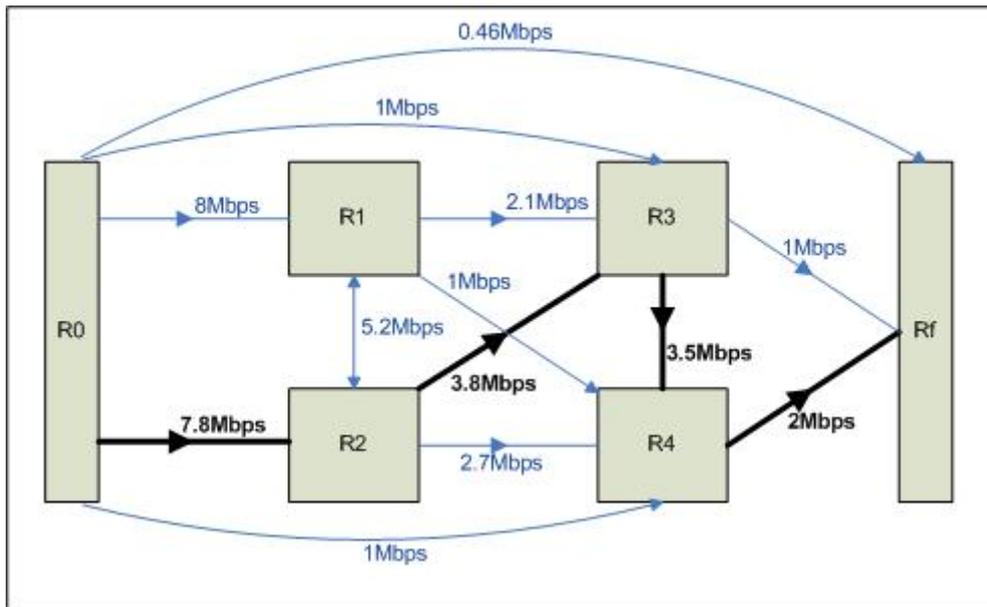


Figura 13 – Rede Cenário 6: Rede Múltiplos Saltos com MIMO Adaptativo (2,4).

É possível observar que os enlaces entre $R0$ e $R1$ e entre $R1$ e $R2$ não foram utilizados, pois foi preciso evitar os próximos enlaces, cuja taxa de transferência de dados era baixa. Não selecionou-se o enlace entre $R0$ e $R1$ pois:

- O *throughput* no enlace $R0-R2$ é maior que $R1-R2$.
- O *throughput* no enlace $R2-R3$ é maior que $R1-R3$.
- O *throughput* no enlace $R3-R4$ é maior que $R1-R4$.

Assim, considerando esta métrica côncava, a taxa de transferência de dados ficou limitada em 2Mbps, devido ao enlace $R4-Rf$. Novamente, ao considerar esta métrica, notou-se que o ganho apresentado não expressa os ganhos obtidos pelo sistema ao utilizar modulação e técnicas MIMO adaptativas. Este fato será discutido com no capítulo 5.

CAPÍTULO 5

DISCUSSÃO E CONCLUSÕES

5.1 ANÁLISE DOS RESULTADOS

Inicialmente, levantou-se a FER para sistemas com técnicas MIMO STBC G2 e V-BLAST, tanto nas configurações (2,2) e (2,4), com modulações 2PSK, 4PSK, 8PSK, 16PSK e 16QAM. Com isso, através das equações 61 e 62 e fixando a largura de banda em 1MHz, calculou-se a taxa de transferência de dados para cada sistema, em ambas as técnicas MIMO e configurações de antenas e para cada modulação. A seguir, apresentou-se a técnica MIMO e a modulação mais apropriadas para cada valor de SNR.

Considerando a taxa de código, além das modulações utilizadas nas simulações, calculou-se primeiramente a eficiência espectral de cada sistema. Sabe-se que os sistemas STBC G2 considerados neste estudo, devido sua taxa de código unitária, possuem eficiência espectral igual a 1, 2, 3 e 4 bps/Hz, respectivamente para cada modulação considerada. Já os sistemas V-BLAST, pelo fato da taxa de código espacial ser igual ao número de antenas transmissoras, neste caso duas, possuem eficiência espectral igual a 2, 4, 6 e 8 bps/Hz, respectivamente para cada modulação.

Na seção 4.1.1, comprovou-se que a utilização de modulação adaptativa é capaz de aumentar consideravelmente o desempenho de um sistema de comunicação. Isso porque, modulações com maiores constelações oferecem maiores taxas de transferência de símbolos, porém a região de decisão dos símbolos na constelação é menor, o que aumenta a taxa de erros. Assim, para condições com baixa relação sinal ruído, a utilização de modulações com constelações menores apresentaram maiores taxas de dados, pois a FER foi significativamente menor em relação às constelações maiores. Já para valores de SNR altos, foi possível utilizar modulações com maior número de símbolos na constelação, com o intuito de aumentar a taxa de dados.

Comprovou-se também outro resultado já conhecido, que é o fato da modulação 16QAM apresentar um ganho superior a 3dB em relação a modulação 16PSK. Essa superioridade pode ser explicada pela estrutura de cada constelação, sendo que na modulação 16PSK é possível reparar a proximidade entre os símbolos, diminuindo a região de decisão

entre os símbolos adjacentes. Já para o caso da modulação 16QAM, sua constelação apresenta maior espaçamento entre símbolos adjacentes.

Na seção 4.1.2, além da modulação, considerou-se técnicas MIMO adaptativas, com o objetivo de comprovar o aumento da taxa de transferência de dados em relação ao uso de uma só técnica. A técnica STBC G2 (2,2) e (2,4) apresentou melhor desempenho no receptor. Isso porque, com esta técnica, para um mesmo valor de SNR, obteve-se menores valores de FER em relação ao sistema com técnica V-BLAST. E esta diferença de FER foi tal que, mesmo possuindo a metade da eficiência espectral para uma mesma modulação, o sistema com STBC G2 apresentou maior taxa de transferência de dados em relação ao sistema com V-BLAST, para baixos valores de SNR.

Um dos motivos do melhor desempenho do receptor em sistemas com técnica STBC G2, se deve ao fato da utilização de codificação na transmissão e do maior grau de diversidade obtido. Esta técnica é baseada no código de Alamouti, o qual se utiliza de diversidade espacial para transmitir redundância, com o intuito de reduzir a taxa de erro. Já no V-BLAST não há codificação, mas sim uma multiplexação espacial dos símbolos, em prol de uma eficiência espectral maior. Isso aumenta a taxa de dados, mas também aumenta a complexidade e a probabilidade de erro na recepção.

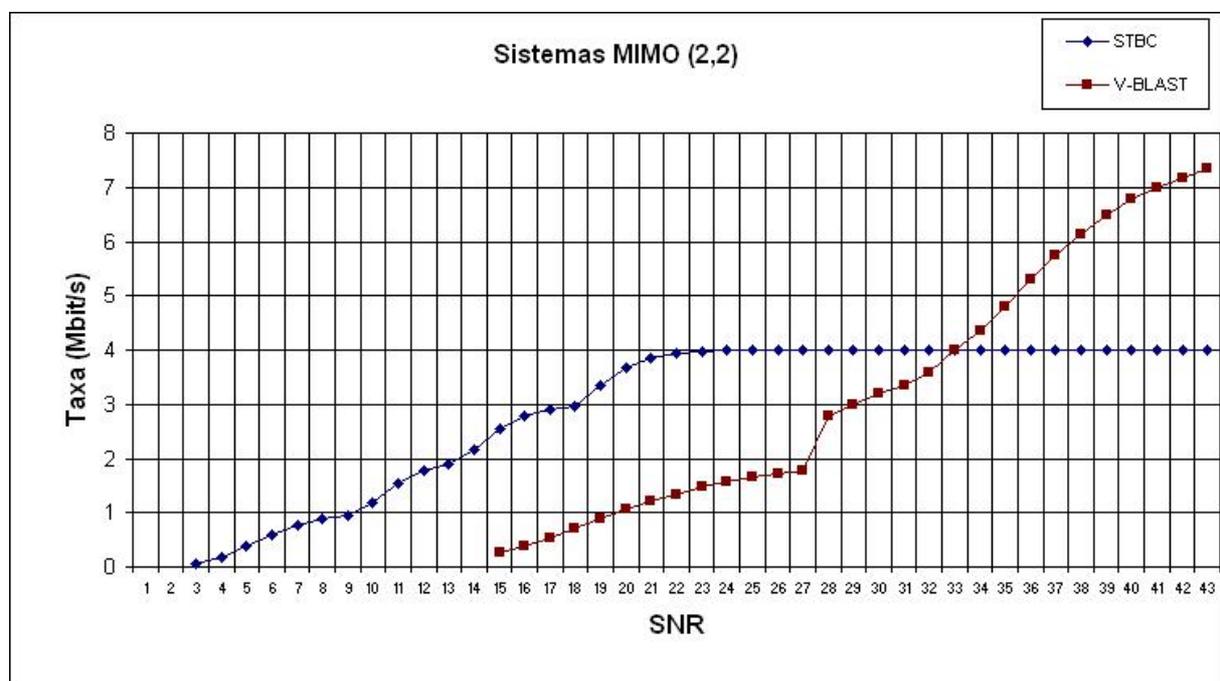


Figura 14 – Taxa de transferência de dados para sistemas MIMO (2,2) em banda de 1MHz.

De acordo com o gráfico da Figura 14, até SNR igual a 33dB, os sistemas STBC G2 (2,2) apresentaram maior taxa de dados. Este gráfico foi gerado através da equação 63 e até 33dB, devido ao baixo valor da FER para sistemas com STBC G2 (2,2), este foi capaz de superar o alto valor da eficiência espectral dos sistemas V-BLAST (2,2), o que ocasionou a maior taxa de transferência dados.

Analisando o mesmo gráfico, apenas a partir de 33dB, com a diminuição do FER ainda ocorrendo nos sistemas com V-BLAST(2,2), este sistema superou a taxa de dados máxima dos sistemas STBC G2(2,2). Porém, a partir de 27dB, a FER do sistema com STBC G2 (2,2) se estabilizou para a modulação 16QAM. Ou seja, para as modulações consideradas, o gráfico mostra que este sistema saturou sua taxa de transmissão. Com isso, nota-se que é necessário utilizar modulações com maiores constelações, como 32QAM e 64QAM, para aumentar a taxa de dados do sistema com STBC G2 (2,2) a partir de SNR igual a 27dB. Portanto, conclui-se que este gráfico não apresenta uma comparação fiel entre as duas técnicas MIMO, pois o STBC G2 (2,2), com modulação 32QAM e 64QAM, possivelmente continuaria superando o V-BLAST (2,2) a partir de 33dB.

Já no gráfico da Figura 15, comparou-se os mesmos dois sistemas, porém com quatro antenas receptoras. Ambos aumentaram o desempenho no receptor em relação aos sistemas com duas antenas receptoras, sendo que o sistema com V-BLAST (2,4) apresentou uma grande melhora. Apesar disso, para uma mesma modulação, o sistema STBC G2 (2,4) continuou apresentando menor FER para baixos valores de SNR.

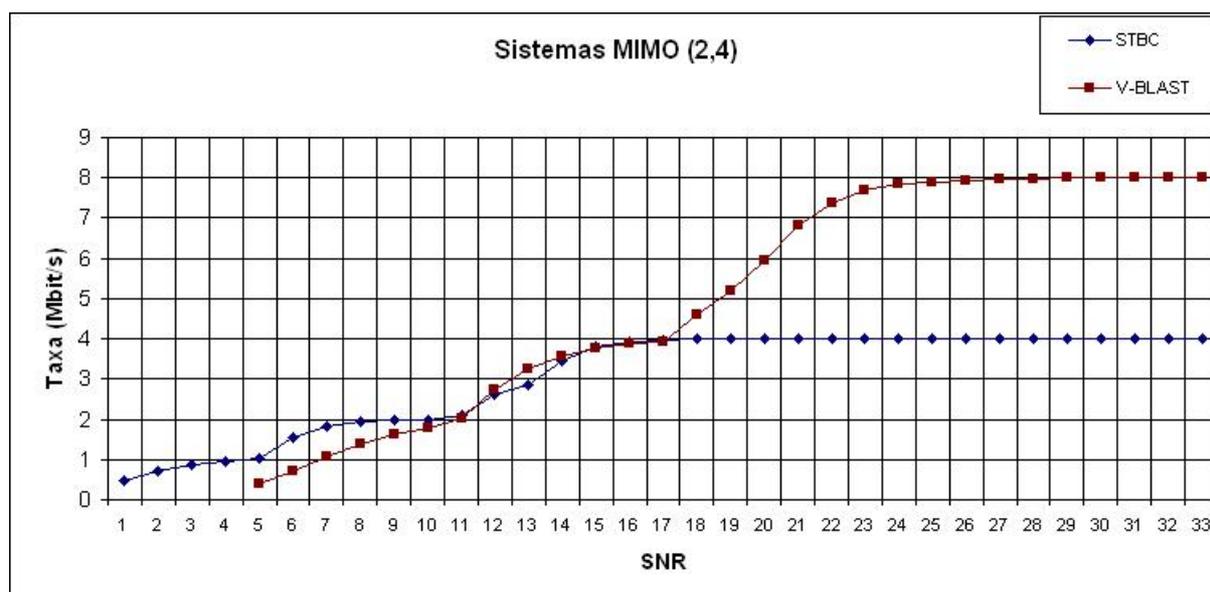


Figura 15 – Taxa de transferência de dados para sistemas MIMO (2,4) em banda de 1MHz.

Para SNR até 11dB, o sistema com STBC G2 (2,4) apresentou maior taxa de transferência de dados. Neste ponto, mesmo antes que a taxa de dados atingisse a saturação (como ocorreu no sistema com duas antenas receptoras), o sistema com V-BLAST (2,4) superou a taxa de dados, o que comprova uma significativa melhora deste sistema em relação ao sistema com N_r igual a dois. Com este aumento de desempenho no receptor, devido ao aumento de diversidade, e por possuir maior eficiência espectral em relação ao STBC G2 (2,4), o sistema com V-BLAST (2,4), para SNR entre 12 e 14dB, e a partir de 17dB, apresentou maior taxa de transferência de dados.

Considerando a seção 4.2, mostrou-se que uma rede múltiplos saltos, utilizando técnicas de múltiplas antenas, é capaz de aperfeiçoar uma rede sem fio. Nos exemplos utilizados, considerou sistemas MIMO (2,4), ou seja, com quatro antenas receptoras. Isso porque, os resultados obtidos com sistemas MIMO (2,2) mostraram que o STBC G2 (2,2) saturou sua taxa de transferência de dados antes que o sistema V-BLAST (2,2) superasse esta taxa. Portanto, a utilização dos dados levantados para estas duas técnicas, com a configuração de antenas (2,2), não seria válido. Esta saturação não ocorreu para os sistemas MIMO (2,4), sendo este o motivo da utilização desta configuração de antenas pelos nós da rede múltiplos saltos.

Observou-se também na seção 4.2 a capacidade de um sistema, com modulação e técnicas MIMO adaptativas, em maximizar a taxa de transferência de dados. Além de apresentar a modulação e técnica MIMO mais adequada para cada valor de SNR, mostrou-se os ganhos de um sistema com a capacidade de selecionar diferentes configurações. Isso porque, para determinadas condições dos enlaces, a melhor configuração do sistema era a utilização do STBC G2 (2,4) com uma determinada modulação, já para outros casos era o V-BLAST (2,4).

Verificou-se também o aumento do desempenho de uma rede múltiplos saltos em relação a uma rede ponto a ponto. Através dos nós intermediários, aumentou-se o ganho no sistema, pois a SNR entre enlaces intermediários era maior que o SNR do enlace ponto a ponto. Em relação à escolha do melhor percurso, utilizou-se nos cenários 1, 2 e 3 o algoritmo de *Dijkstra*, com métricas aditivas, fornecendo-se a seqüência de nós que formavam a rota com menor tempo de atraso. Já nos cenários 4, 5 e 6 utilizou-se uma variante deste algoritmo, considerando uma métrica côncava, a qual procura evitar gargalos de comunicação.

Na métrica côncava, dentre os enlaces selecionados para o melhor percurso, o que apresentou o menor *throughput* foi o limitador do sistema múltiplos saltos. Ou seja, o sistema apresentou a mesma taxa de transferência de dados deste enlace. Com isso, verificou-se que

ao utilizar esta métrica, não foi possível demonstrar todos os ganhos que um sistema com técnicas MIMO adaptativo pode apresentar numa rede múltiplos saltos. Isso porque, o *throughput* dos outros enlaces não foram considerados no *throughput* resultante da rede, ao contrário da métrica aditiva onde todos os enlaces tiveram contribuições na taxa de dados da rede.

A Tabela 9 apresenta os resultados obtidos nos exemplos da seção 4.2. Ela faz um comparativo com os resultados, mostrando as vantagens de uma rede múltiplos saltos com técnicas MIMO adaptativas. Nos exemplos onde todos os enlaces possuíam baixa relação sinal ruído (cenários 1 e 4), o sistema utilizou-se da técnica STBC G2 (2,4) para a comunicação entre todos os nós. Nos exemplos onde todos os enlaces possuíam altos valores de relação sinal ruído (cenários 2 e 5), o sistema utilizou-se da técnica V-BLAST (2,4). E para sistemas com alguns enlaces possuindo alto valor de SNR e outros com baixos valores de SNR (cenários 3 e 6), utilizou-se ambas as técnicas MIMO (2,4).

Tabela 9 – Resultados obtidos com redes múltiplos saltos MIMO.

Cenário	Métrica	Ótimo	STBC	V-BLAST	Ponto a Ponto
1	Aditiva	1,7 s/Mbit	1,7 s/Mbit	3,28 s/Mbit	2,16 s/Mbit
		%	ótimo	51,8%	78,7%
2	Aditiva	0,32 s/Mbit	0,5 s/Mbit	0,32 s/Mbit	2,16 s/Mbit
		%	64,0%	ótimo	14,8%
3	Aditiva	1,29 s/Mbit	1,47 s/Mbit	2,85 s/Mbit	2,16 s/Mbit
		%	87,8%	45,3%	59,7%
4	Côncava	2 Mbps	2 Mbps	1,8 Mbps	0,46 Mbps
		%	ótimo	90,0%	23,0%
5	Côncava	3,2 Mbps	2,8 Mbps	3,2 Mbps	0,46 Mbps
		%	87,5%	ótimo	14,3%
6	Côncava	2 Mbps	2 Mbps	1,8 Mbps	0,46 Mbps
		%	100,0%	90,0%	23,0%

Em relação ao Cenário 1, devido aos baixos valores de SNR o sistema utilizou apenas o STBC G2 (2,4) nos enlaces, sendo este o desempenho ótimo da comunicação. Se fosse considerado apenas o V-BLAST (2,4) neste cenário, ele atingiria apenas 51,8% da eficiência ótima. Já na comunicação direta ponto a ponto (nó fonte diretamente ao nó destino), o sistema atingiria apenas 78,7% do ótimo. No Cenário 2, devido aos altos valores de SNR em todos os enlaces, foi necessário que o sistema utilizasse apenas o V-BLAST (2,4) para atingir o desempenho ótimo. Neste cenário, se o sistema tivesse considerado apenas o STBC G2 (2,4), o desempenho cairia para 64% do ótimo e para o caso de comunicação direta ponto a ponto, o

desempenho iria para 14,8% do ótimo. No Cenário 3, considerou-se enlaces com altos e baixos valores de SNR. Assim, com o sistema utilizando-se das duas técnicas, obteve o resultado ótimo. O desempenho em relação ao ótimo seria de 87,7% com STBC G2 (2,4), 45,3% com V-BLAST (2,4) e 59,7% na comunicação direta ponto a ponto.

No cenário 6, onde considerou-se uma métrica côncava e enlaces com baixos e altos valores de SNR, o sistema com apenas STBC G2 (2,4) apresentou a mesma taxa de dados que o caso ótimo, onde utilizou-se das duas técnicas MIMO. Isso ocorreu porque o nó STBC G2 (2,4) com a menor taxa de dados dos nós selecionados para compor o melhor percurso, foi o limitador do *throughput* entre a fonte e o destino no caso ótimo. Porém, estes exemplos foram simplificados, onde todos os nós eram dedicados exclusivamente para a comunicação entre o nó fonte e o nó destinatário. Certamente, em uma situação real, a utilização de ambas as técnicas MIMO (2,4) neste cenário 6 trariam resultados melhores e mais expressivos em relação ao caso utilizando apenas STBC G2 (2,4).

Estes exemplos mostraram que, uma rede múltiplos saltos é capaz de oferecer maior taxa de dados ao utilizar enlaces intermediários em relação ao enlace direto. Além disso, com modulações e técnicas MIMO sendo utilizadas de maneira otimizada e dinâmica, de acordo com as condições do canal, maximizou-se ainda mais o *throughput* da rede. Verifica-se também que uma rede múltiplos saltos é capaz de aumentar a cobertura de acesso a rede e até mesmo reduzir a potência utilizada na transferência de dados caso seja necessário, devido ao aumento do SNR médio.

5.2 CONCLUSÕES

Neste trabalho, apresentou-se recursos capazes de otimizar e aumentar a capacidade de redes de comunicação sem fio, sem que fosse necessário o aumento de potência e da largura de banda. Estes recursos, que são as técnicas de múltiplas antenas (MIMO) e o suporte a múltiplos saltos, são utilizados por duas das principais tecnologias de comunicação sem fio: o *WiMAX* e o *Wi-Fi*. Ambas em conjunto, são capazes de oferecer uma rede de dados completa, com ampla cobertura, em ambientes internos e externos, podendo atender as necessidades e as grandes dimensões da indústria petrolífera.

Na comunicação MIMO ponto a ponto, obteve-se as tabelas de FER estimadas, calculando sobre estas estimativas a taxa de transferência de dados. Com este resultado, levantou-se a hipótese de projetar um sistema, onde cada dispositivo de transmissão pudesse

selecionar a técnica MIMO e a modulação mais adequada, através de RDS, de acordo com o valor de SNR entre o receptor e o transmissor. Sobre esta hipótese, mostrou-se que através da utilização de técnicas MIMO adaptativas, é possível melhorar o desempenho da rede de dados sem fio e aumentar a taxa de dados. Isto é capaz de trazer diversos benefícios, pois assim a rede seria capaz de adequar seu modo de transmissão nas múltiplas antenas de acordo com as situações e variações do canal.

Para isso, mostrou-se as configurações apropriadas para cada valor de SNR, entre as duas técnicas MIMO e as modulações consideradas. Concluiu-se que para baixas potências o sistema com STBC G2 obteve os melhores resultados, por utilizar codificação na transmissão (Alamouti) e devido ao maior grau de diversidade, apresentando baixa FER. Já o sistema com V-BLAST, por possuir maior eficiência espectral para uma mesma modulação, ao melhorar seu desempenho no receptor devido ao aumento dos valores de SNR, apresentou taxas de transferência de dados superiores.

Com estes avanços, sugeriu-se aplicar um sistema RDS com técnicas MIMO e modulação adaptativas em redes múltiplos saltos. A proposta foi que, através do terminal (nó) fonte, verificasse o valor de SNR em todos os enlaces da rede, selecionando a melhor rota e configuração, em termos de técnicas MIMO e modulação, para cada terminal da rede. Cada terminal, por sua vez, seria capaz de selecionar a configuração solicitada para recepção e transmissão em tempo real. Sendo que uma das finalidades deste trabalho foi apresentar formas de otimizar uma rede de dados, de modo que ela pudesse oferecer acesso com qualidade a grandes áreas, ao utilizar-se estes recursos, foi possível aumentar consideravelmente a taxa de transferência de dados, a qualidade e a cobertura de acesso à rede.

Por considerar todos os terminais como roteadores, uma rede múltiplos saltos pode oferecer cobertura em locais não atingidos por uma estação rádio base. Além disso, caso seus enlaces intermediários possuam boas condições de comunicação, é possível aumentar a taxa de transferência de dados, como foi mostrado. Outro fator importante é a utilização de múltiplos saltos dentro de uma topologia *mesh*, isso porque esta topologia apresenta certa hierarquia e estrutura de rede, o que aumenta a qualidade do serviço e melhora a conectividade devido às múltiplas rotas disponíveis. Outra vantagem de se utilizar uma rede *mesh* é sua capacidade em oferecer comunicação entre diferentes topologias de rede, seja ela cabeada ou sem fio.

Neste modelo simplificado de comunicação sem fio proposto nesta dissertação, concluiu-se que um sistema RDS, com técnicas MIMO (2,4), nas modulações consideradas,

aplicado a uma topologia múltiplos saltos *mesh*, poderá trazer diversos benefícios à indústria petrolífera. Com uma métrica aditiva, utilizada na seleção do melhor percurso numa rede múltiplos saltos, foi possível verificar com maior clareza estes benefícios em relação a um sistema ponto a ponto e sem a possibilidade de permutação entre as técnicas múltiplas antenas (conforme Tabela 9 da seção 5.1). Aplicando estes resultados nas novas tecnologias de comunicação sem fio, será possível aumentar a eficiência e o controle em todos os segmentos da indústria petrolífera, de maneira especial em refinarias.

5.3 TRABALHOS FUTUROS

Diversos pontos poderão ser explorados para dar continuidade a este estudo. Entre eles, pode-se destacar os seguintes:

- Analisar outras métricas de roteamento para redes múltiplos saltos com antenas MIMO, para proposição de algoritmos de roteamento que utilizem a combinação de múltiplas métricas para seleção do melhor caminho.
- Analisar redes múltiplos saltos com maior número de enlaces (utilizando mais nós intermediários), considerando também múltiplos acessos com mais de uma comunicação estabelecida. Isto possibilitará a verificação das conseqüências de vários equipamentos utilizando simultaneamente o mesmo meio.
- Simular sistemas com modulações 64QAM, 128QAM e 256QAM devido sua aplicabilidade nas tecnologias discutidas neste estudo.
- Verificar a atual complexidade do desenvolvimento e implantação de sistemas MIMO (STBC G2 e V-BLAST) adaptativos via RDS (Rádio Definido por *Software*).

ANEXO 1

LEVANTAMENTO DE TAXA DE DADOS DE SISTEMAS MIMO

Tabela 10 – Taxa de dados para sistemas STBC G2 (2,2) e (2,4) com 1MHz de largura de banda.

SNR	STBC 2x2 - Taxa de dados em Mbps					STBC 2x4 - Taxa de dados em Mbps				
	2PSK	4PSK	8PSK	16PSK	16QAM	2PSK	4PSK	8PSK	16PSK	16QAM
1						0,4626216				
2						0,7154378				
3	0,05799					0,8785202				
4	0,18625					0,9544291				
5	0,38556	0,000512				0,9851511	1,028418			
6	0,60138	0,011265				0,9967998	1,53149			
7	0,76293	0,081413				0,9989759	1,81362			
8	0,87788	0,329237	0,000384				1,93574	0,058756		
9	0,93984	0,724782	0,0026883				1,979519	0,432796		
10	0,97465	1,183052	0,0522273				1,995648	1,25576		0,04045
11	0,98861	1,549411	0,2918586				1,999488	2,082949		0,42652
12	0,99462	1,778802	0,845622					2,618664		1,47209
13	0,99834	1,888889	1,5518433					2,867512	0,00614	2,6595
14	0,99974	1,953149	2,157066		0,028674			2,957757	0,13057	3,4342
15		1,979263	2,5433949		0,2657452			2,986943	0,69227	3,80082
16		1,99232	2,7818741		0,9288276			2,996928	1,83154	3,93651
17		1,996928	2,9020737	0,0102408	1,9109064			2,998848	2,93036	3,98208
18		1,998208	2,9558372	0,1054788	2,7562724			2,999616	3,56324	3,9959
19		1,998976	2,9796467	0,5110088	3,345622				3,85868	3,99898
20		1,999488	2,9884793	1,3174604	3,6835638				3,95545	
21		1,999744	2,9953917	2,2616488	3,858679				3,98157	
22			2,9973118	2,9784948	3,93702				3,99744	
23			2,9984639	3,4767024	3,9738863					
24			2,999232	3,7475678	3,9877112					
25				3,8796723	3,9933436					
26				3,9472606						
27				3,9743984						
28				3,9871992						
29				3,9969278						
30				3,9979519						
31				3,9989759						

Tabela 11 - Taxa de dados para sistemas V-BLAST (2,2) e (2,4) com 1MHz de largura de banda.

SNR	VBLAST 2x2 - Taxa de dados em Mbps					VBLAST 2x4 - Taxa de dados em Mbps				
	2PSK	4PSK	8PSK	16PSK	16QAM	2PSK	4PSK	8PSK	16PSK	16QAM
5						0,3945212				
6						0,7252944				
7						1,0706606				
8						1,4001536				
9						1,639529				
10						1,7916026	1,264721			
11						1,8809524	2,03021			
12						1,937532	2,733231	0,023041		
13						1,96851	3,247312	0,138249		
14						1,983615	3,56682	0,582181		
15	0,26933					1,9897593	3,763953	1,459294		
16	0,39375					1,9961598	3,866871	2,648233		
17	0,54762					1,9984639	3,930876	3,738863		
18	0,71889					1,999232	3,960573	4,599079		
19	0,89836					1,999744	3,979007	5,205837		
20	1,05965						3,986687	5,577573	0,89298	5,93139
21	1,20584						3,994368	5,766513	2,1403	6,7998
22	1,34076						3,99744	5,887865	3,75627	7,37327
23	1,46953						3,999488	5,940092	5,27803	7,6723
24	1,56682							5,967742	6,33692	7,8382
25	1,65438							5,983103	7,08244	7,8935
26	1,71685							5,996928	7,51869	7,94675
27	1,77215							5,998464	7,76037	7,97337
28	1,81925	2,778802							7,87506	7,98566
29	1,85228	2,994368							7,92217	7,98976
30	1,87967	3,18638			1,5299536				7,96313	7,99386
31	1,90476	3,344086			2,1710192				7,98566	7,99795
32	1,92601	3,467486	3,5760366		2,81618				7,9959	7,99876
33	1,94112	3,567332	3,9892476		3,5145928				7,99795	7,99895
34	1,95443	3,644649	4,3410138		4,2027648					
35	1,96237	3,708141	4,6666668	2,8469024	4,81106					
36	1,96902	3,773682	4,9477728	3,498208	5,316948					
37	1,97414	3,823861	5,1797238	4,182284	5,7532					
38	1,97926	3,859703	5,3302614	4,7926264	6,130056					
39	1,98464	3,887353	5,4623656	5,2759856	6,4843832					
40	1,98746	3,910394	5,5591398	5,7081416	6,7793136					
41		3,930364	5,6497696	6,12596	6,9841272					
42		3,945725	5,7142857	6,500768	7,1623144					
43		3,953405	5,7695852	6,8284688	7,3364055					
44		3,965182	5,8218126	7,0681	7,4613415					
45		3,97235	5,8602151	7,2524322	7,5739887					
46		3,979007	5,8863287	7,4367639	7,6600102					
47		3,983103	5,9109063	7,5657962	7,7255504					
48		3,988735	5,9354839	7,639529	7,7951869					
49		3,989247	5,9431644	7,6989247	7,827957					
50		3,991807	5,9554532	7,7398874	7,8566308					
51		3,993344	5,9631336	7,8074757	7,8975934					
52		3,994368	5,969278	7,8463902	7,9201229					
53		3,99488	5,9754224	7,8771122	7,9385561					
54		3,99488	5,9754224	7,8996416	7,9467486					
55		3,995392	5,9800307	7,9119304	7,9651818					

ANEXO 2

LEVANTAMENTO DO SER E FER DOS SISTEMAS MIMO

Tabela 12 – SER e FER para sistemas STBC G2 (2,2) e (2,4).

STBC G2 2PSK 2x2 1bpsHz			STBC G2 8PSK 2x2 3bpsHz			STBC G2 16PSK 2x4 4bpsHz		
SNR	SER	FER	SNR	SER	FER	SNR	SER	FER
3	1,12E-02	9,42E-01	10	4,17E-02	1,00E+00	13	2,53E-02	9,98E-01
4	6,60E-03	8,14E-01	11	2,64E-02	9,99E-01	14	1,37E-02	9,67E-01
5	3,74E-03	6,14E-01	12	1,58E-02	9,83E-01	15	6,78E-03	8,27E-01
6	2,00E-03	3,99E-01	13	9,16E-03	9,03E-01	16	3,08E-03	5,42E-01
7	1,06E-03	2,37E-01	14	5,00E-03	7,18E-01	17	1,23E-03	2,67E-01
8	5,10E-04	1,22E-01	15	2,61E-03	4,83E-01	18	4,59E-04	1,09E-01
9	2,45E-04	6,02E-02	16	1,31E-03	2,81E-01	19	1,43E-04	3,53E-02
10	1,01E-04	2,53E-02	17	6,54E-04	1,52E-01	20	4,35E-05	1,11E-02
11	4,45E-05	1,14E-02	18	3,03E-04	7,27E-02	21	1,80E-05	4,61E-03
12	2,10E-05	5,38E-03	19	1,36E-04	3,26E-02	22	2,50E-06	6,40E-04
13	6,50E-06	1,66E-03	20	6,05E-05	1,47E-02	STBC G2 16QASK 2x2 4bpsHz		
14	1,00E-06	2,56E-04	21	2,80E-05	6,78E-03	SNR	SER	FER
STBC G2 2PSK 2x4 1bpsHz			22	1,65E-05	3,84E-03	14	1,93E-02	9,93E-01
SNR	SER	FER	23	6,00E-06	1,54E-03	15	1,09E-02	9,34E-01
1	2,98E-03	5,37E-01	24	3,50E-06	8,96E-04	16	5,91E-03	7,68E-01
2	1,31E-03	2,85E-01	25	2,00E-06	5,12E-04	17	3,01E-03	5,22E-01
3	5,09E-04	1,21E-01	26	1,00E-06	2,56E-04	18	1,51E-03	3,11E-01
4	1,83E-04	4,56E-02	STBC G2 8PSK 2x4 3bpsHz			19	7,23E-04	1,64E-01
5	5,90E-05	1,48E-02	SNR	SER	FER	20	3,30E-04	7,91E-02
6	1,30E-05	3,20E-03	8	1,52E-02	9,80E-01	21	1,47E-04	3,53E-02
7	4,50E-06	1,02E-03	9	7,61E-03	8,56E-01	22	6,40E-05	1,57E-02
STBC G2 4PSK 2x2 2bpsHz			10	3,41E-03	5,81E-01	23	2,70E-05	6,53E-03
SNR	SER	FER	11	1,43E-03	3,06E-01	24	1,25E-05	3,07E-03
8	7,35E-03	8,35E-01	12	5,27E-04	1,27E-01	25	6,50E-06	1,66E-03
9	4,04E-03	6,38E-01	13	1,77E-04	4,42E-02	STBC G2 16QASK 2x4 4bpsHz		
10	2,08E-03	4,08E-01	14	5,50E-05	1,41E-02	SNR	SER	FER
11	1,01E-03	2,25E-01	15	1,70E-05	4,35E-03	10	1,79E-02	9,90E-01
12	4,62E-04	1,11E-01	16	4,00E-06	1,02E-03	11	8,77E-03	8,93E-01
13	2,23E-04	5,56E-02	17	1,50E-06	3,84E-04	12	3,96E-03	6,32E-01
14	9,25E-05	2,34E-02	18	5,00E-07	1,28E-04	13	1,59E-03	3,35E-01
15	4,10E-05	1,04E-02	STBC G2 16PSK 2x2 4bpsHz			14	5,99E-04	1,41E-01
16	1,55E-05	3,84E-03	SNR	SER	FER	15	2,00E-04	4,98E-02
17	6,00E-06	1,54E-03	17	2,45E-02	9,97E-01	16	6,25E-05	1,59E-02
18	3,50E-06	8,96E-04	18	1,47E-02	9,74E-01	17	1,75E-05	4,48E-03
19	2,00E-06	5,12E-04	19	8,45E-03	8,72E-01	18	4,00E-06	1,02E-03
20	1,00E-06	2,56E-04	20	4,54E-03	6,71E-01	19	1,00E-06	2,56E-04
21	5,00E-07	1,28E-04	21	2,34E-03	4,35E-01			
STBC G2 4PSK 2x4 2bpsHz			22	1,18E-03	2,55E-01			
SNR	SER	FER	23	5,59E-04	1,31E-01			
5	2,59E-03	4,86E-01	24	2,58E-04	6,31E-02			
6	1,04E-03	2,34E-01	25	1,20E-04	3,01E-02			
7	3,79E-04	9,32E-02	26	5,30E-05	1,32E-02			
8	1,28E-04	3,21E-02	27	2,50E-05	6,40E-03			
9	4,00E-05	1,02E-02	28	1,25E-05	3,20E-03			
10	8,50E-06	2,18E-03	29	3,00E-06	7,68E-04			
11	1,00E-06	2,56E-04	30	2,00E-06	5,12E-04			

Tabela 13 – SER e FER para sistemas V-BLAST (2,2) e (2,4).

VBLAST 2PSK 2x2 2bpsHz			VBLAST 4PSK 2x4 4bpsHz			VBLAST 16PSK 2x2 8bpsHz		
SNR	SER	FER				SNR	SER	FER
27	5,64E-04	1,14E-01	14	5,31E-04	1,08E-01	44	7,04E-04	1,16E-01
28	4,47E-04	9,04E-02	15	2,87E-04	5,90E-02	45	5,64E-04	9,34E-02
29	3,60E-04	7,39E-02	16	1,59E-04	3,33E-02	46	4,23E-04	7,04E-02
30	2,95E-04	6,02E-02	17	8,05E-05	1,73E-02	47	3,25E-04	5,43E-02
31	2,31E-04	4,76E-02	18	4,50E-05	9,86E-03	48	2,66E-04	4,51E-02
32	1,81E-04	3,70E-02	19	2,35E-05	5,25E-03	49	2,20E-04	3,76E-02
33	1,46E-04	2,94E-02	20	1,45E-05	3,33E-03	50	1,89E-04	3,25E-02
34	1,14E-04	2,28E-02	21	6,50E-06	1,41E-03	51	1,40E-04	2,41E-02
35	9,35E-05	1,88E-02	22	2,50E-06	6,40E-04	52	1,12E-04	1,92E-02
36	7,75E-05	1,55E-02	23	5,00E-07	1,28E-04	53	9,10E-05	1,54E-02
37	6,45E-05	1,29E-02	VBLAST 8PSK 2x2 6bpsHz			54	7,30E-05	1,25E-02
38	5,10E-05	1,04E-02	SNR	SER	FER	55	6,50E-05	1,10E-02
39	3,85E-05	7,68E-03	38	6,64E-04	1,12E-01	56	5,20E-05	8,96E-03
40	3,15E-05	6,27E-03	39	5,30E-04	8,96E-02	57	3,70E-05	6,40E-03
VBLAST 2PSK 2x4 2bpsHz			40	4,30E-04	7,35E-02	58	3,30E-05	5,63E-03
SNR	SER	FER	41	3,42E-04	5,84E-02	59	3,10E-05	5,12E-03
10	4,84E-04	1,04E-01	42	2,77E-04	4,76E-02	60	2,60E-05	4,35E-03
11	2,69E-04	5,95E-02	43	2,25E-04	3,84E-02	61	1,60E-05	3,07E-03
12	1,37E-04	3,12E-02	44	1,74E-04	2,97E-02	62	1,30E-05	2,56E-03
13	6,95E-05	1,57E-02	45	1,34E-04	2,33E-02	63	1,00E-05	1,79E-03
14	3,60E-05	8,19E-03	46	1,11E-04	1,89E-02	64	6,00E-06	1,28E-03
15	2,30E-05	5,12E-03	47	8,70E-05	1,48E-02	65	4,00E-06	7,68E-04
16	9,00E-06	1,92E-03	48	6,30E-05	1,08E-02	VBLAST 16PSK 2x4 8bpsHz		
17	3,50E-06	7,68E-04	49	5,60E-05	9,47E-03	SNR	SER	FER
18	1,50E-06	3,84E-04	50	4,40E-05	7,42E-03	25	5,78E-04	1,15E-01
19	5,00E-07	1,28E-04	51	3,70E-05	6,14E-03	26	2,90E-04	6,02E-02
VBLAST 4PSK 2x2 4bpsHz			52	3,20E-05	5,12E-03	27	1,41E-04	3,00E-02
SNR	SER	FER	53	2,50E-05	4,10E-03	28	7,40E-05	1,56E-02
33	6,02E-04	1,08E-01	54	2,50E-05	4,10E-03	29	4,50E-05	9,73E-03
34	4,94E-04	8,88E-02	55	2,20E-05	3,33E-03	30	2,10E-05	4,61E-03
35	3,96E-04	7,30E-02	56	2,00E-05	3,07E-03	31	8,00E-06	1,79E-03
36	3,06E-04	5,66E-02	57	1,50E-05	2,30E-03	32	2,00E-06	5,12E-04
37	2,40E-04	4,40E-02	58	8,00E-06	1,28E-03	33	1,00E-06	2,56E-04
38	1,92E-04	3,51E-02	59	5,00E-06	7,68E-04	VBLAST 16QASK 2x2 8bpsHz		
39	1,52E-04	2,82E-02	VBLAST 8PSK 2x4 6bpsHz			SNR	SER	FER
40	1,19E-04	2,24E-02	SNR	SER	FER	42	6,40E-04	1,05E-01
41	8,90E-05	1,74E-02	19	6,69E-04	1,32E-01	43	5,10E-04	8,29E-02
42	7,05E-05	1,36E-02	20	3,42E-04	7,04E-02	44	4,13E-04	6,73E-02
43	6,20E-05	1,16E-02	21	1,84E-04	3,89E-02	45	3,21E-04	5,33E-02
44	4,60E-05	8,70E-03	22	8,60E-05	1,87E-02	46	2,56E-04	4,25E-02
45	3,55E-05	6,91E-03	23	4,50E-05	9,98E-03	47	2,09E-04	3,43E-02
46	2,60E-05	5,25E-03	24	2,70E-05	5,38E-03	48	1,59E-04	2,56E-02
47	2,00E-05	4,22E-03	25	1,30E-05	2,82E-03	49	1,31E-04	2,15E-02
48	1,45E-05	2,82E-03	26	2,00E-06	5,12E-04	50	1,09E-04	1,79E-02
49	1,40E-05	2,69E-03	VBLAST 16QASK 2x4 8bpsHz			51	7,60E-05	1,28E-02
50	1,10E-05	2,05E-03	SNR	SER	FER	52	5,90E-05	9,98E-03
51	9,00E-06	1,66E-03	21	8,32E-04	1,50E-01	53	4,70E-05	7,68E-03
52	7,50E-06	1,41E-03	22	4,25E-04	7,83E-02	54	4,10E-05	6,66E-03
53	7,00E-06	1,28E-03	23	2,06E-04	4,10E-02	55	2,90E-05	4,35E-03
54	7,00E-06	1,28E-03	24	9,80E-05	2,02E-02	56	2,60E-05	3,84E-03
55	6,50E-06	1,15E-03	25	6,40E-05	1,33E-02	57	2,20E-05	3,07E-03
			26	3,10E-05	6,66E-03	58	2,00E-05	2,82E-03
			27	1,50E-05	3,33E-03	59	1,80E-05	2,56E-03
			28	8,00E-06	1,79E-03	60	1,50E-05	2,05E-03
			29	6,00E-06	1,28E-03			
			30	3,00E-06	7,68E-04			

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AKYILDIZ, I. F., WANG, X., A survey on wireless mesh networks. **IEEE Communications Magazine**, vol. 43, n. 9, p. S23-S30, September, 2005.
- ALAMGIR, M. Different Multiple Input Multiple Output Systems. **Coursework Master thesis**, Victoria University, 2003.
- ALAMOUTI, S. M. A simple transmit diversity techniques for wireless communications. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, vol. 16, n.8, Oct. 1998, p. 1451-1458, USA.
- BOLCSKEI, H., NABAR, R.U., OYMAN, O. PAULRAJ, A.J. Capacity scaling laws in MIMO relay networks. **IEEE Trans. Wireless Comm.**, v. 5, Issue 6, p. 1433-1444, June 2006.
- BRUNO, R. CONTI, M. e GREGORI, E. Mesh networks: commodity multihop ad hoc networks. **IEEE Communications Magazine**, vol. 43, n. 3, p. 123-131, March, 2005.
- CATREUX, S., DRIESSEN, P.F., GREENSTEIN, L. J. “Attainable Throughput of na Interference-Limited MIMO Systems”, **IEEE Trans. on Comm.**, vol. 49, n. 8, August 2002.
- ERICSON, T. A Gaussian channel with slow fading. **IEEE Trans. Inform. Theory**, vol. 47, p. 2321-2334, 2001.
- FOSCHINI, G. J. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas. **Bell Lab. Tech. J.**, vol. 1, n. 2, p. 41-59, Autumn 1996.

FOSCHINI, G.J., GANS, M.J. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. **Wireless Personal Communications**, vol. 6, n.3, March 1998. Publisher: Kluwer Academic Publishers, Netherlands.

GOLDEN, G. D., FOSCHINI, G.J., VALENZUELA, R. A., WOLNIANSKY, P. W. Detection algorithm and initial laboratory results using the V-BLAST space-time communication architecture. **Electronics Letters**, vol. 35, n.1, Jan. 7, 1999, p. 14-15.

HARES, S., YANIKOMEROGLU, H., HASHEM B., Multi-hop relaying with diversity in peer-to-peer networks, **World Wireless Research Forum (WWRF) meeting n. 9**, Zurich, Switzerland, July 2003.

HAYKIN, S., MOHER, M. Modern Wireless Communications. **Diversity, Capacity, and Space-Division Multiple Access**. p. 339-432. Pearson Education, Upper Saddle River, NJ, 2005.

HOCHWALD, B.M., MARZETTA, T.L. TAROKH, V. Multi-antenna channel-hardening and its implications for rate feedback and scheduling. Submitted to **IEEE Trans. Inform. Theory**, 2003.

IEEE Std 802.11. IEEE Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications - Part 11. Standard 802.11, 1999

IEEE Std 802.16-2004. IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. **Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems**. October 1, 2004.

IEEE Std 802.16e-2005. IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. **Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands and Corrigendum 1**. February 28, 2006.

NAVES, S., CHAN, R., ALTERTI, A. WiMAX – IEEE 802.16: Estudo da Tecnologia e Requisitos para Modelamento e Simulação. **Encontro de Iniciação Científica e Tecnológica (Incitel)**. Santa Rita do Sapucaí, 2005.

- PAULRAJ, A., NABAR, R., GORE, D. Introduction to space-time wireless Communications. Cambridge University Press, New York, 2003.
- SANTOS, M. C. M., GONDIM, P. R. L., AMORIM, G. F., SOBRAL, A. A. Roteamento em Redes de Comunicação Sem Fio Ad Hoc. **In: 3o. Simpósio de Pesquisa Operacional e 4o. Simpósio de Logística da Marinha**, Rio de Janeiro, 1999. **Anais SPOLM-99**, 1999.
- SHANNON, C. E., A mathematical theory of communications. **Bell Systems Technical Journal**, vol. 27, p. 379-423 e 623-656, 1948.
- TAROKH, V., JAFARKHANI, H., CALDERBANK, A. Space-time block codes from orthogonal designs. **IEEE Trans. Inform. Theory**, vol.45, p. 1456-1467, 1999.
- TAROKH, V., SESHADRI N., CALDERBANK, A.R. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction. **IEEE Transactions on Information Theory**, vol. 44, n.2, March 1998, p 744-765, USA.
- TELATAR, E. Capacity of Multiantenna Gaussian Channels. **AT&T Bell Labs**, June 1995.
- THOMPSON, J. S., GRANT, P. M., FAN, Y. An introduction to Multi-hop Multi-antenna Communications, **Frequenz (Journal of RF-Engineering and Telecommunications)**, Vol. 60, Issue 5-6, pp. 103-106, 2006.
- TSE, D., VISWANATH, P. Fundamentals of Wireless Communication, Cambridge University Press, 2005.
- VIEIRA, R. D. Medidas do Canal MIMO *Indoor*: Análise da Capacidade e dos Parâmetros do Canal. **Tese de Doutorado**, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Setembro de 2005.
- VUCETIC, B., YUAN, J. Space - Time Coding. **Layered Space-Time Codes**, p.185-209, Edition 1, April, 2003.

WICKER, S. Error Control Systems for Digital Communication and Storage. Editora Prentice Hall, New Jersey, 1995.

WiMAX Forum. Disponível em: <http://www.wimaxforum.org/>. Acessado em: Julho de 2006.

WiMAX Forum. Mobile WiMAX – Part I: A Technical Overview and Performance Evaluation, Agosto de 2006.

WOLNIANSKY, P. W., FOSCHINI, G., GOLDEN, G., VALENZUELA, R. A. V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. In **Proceedings URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics.**, (IEEE, New York, NY, USA), pp. 295--300, 1998.

Livros Grátis

(<http://www.livrosgratis.com.br>)

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)
[Baixar livros de Matemática](#)
[Baixar livros de Medicina](#)
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)
[Baixar livros de Meteorologia](#)
[Baixar Monografias e TCC](#)
[Baixar livros Multidisciplinar](#)
[Baixar livros de Música](#)
[Baixar livros de Psicologia](#)
[Baixar livros de Química](#)
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)
[Baixar livros de Serviço Social](#)
[Baixar livros de Sociologia](#)
[Baixar livros de Teologia](#)
[Baixar livros de Trabalho](#)
[Baixar livros de Turismo](#)