

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETRÔNICA
CURSO DE ENGENHARIA ELETRÔNICA

CASSIANO MORI VÁLIO

DIVERSIDADE ESPACIAL EM COMUNICAÇÃO SEM FIO COM STBC DE ALAMOUTI

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CAMPO MOURÃO
2018

CASSIANO MORI VÁLIO

DIVERSIDADE ESPACIAL EM COMUNICAÇÃO SEM FIO COM STBC DE ALAMOUTI

Trabalho de conclusão de curso apresentado à disciplina de TCC 2 do curso Superior de Engenharia Eletrônica do Departamento Acadêmico de Eletrônica - DAELN - da Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro em Eletrônica.

Orientador: Prof. Me. Osmar Tormena Junior.

CAMPO MOURÃO

2018

**TERMO DE APROVAÇÃO
DO TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO INTITULADO**

**DIVERSIDADE ESPACIAL EM COMUNICAÇÃO SEM FIO COM STBC
DE ALAMOUTI**

por

Cassiano Mori Válio

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado no dia 23 de Junho de 2016 ao Curso Superior de Engenharia Eletrônica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Campus Campo Mourão. O Candidato foi arguido pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho aprovado.

Prof. Dr. André Luiz Regis Monteiro
(UTFPR)

Prof. Dr. Marcio Rodrigues da Cunha
(UTFPR)

Prof. Me. Osmar Tormena Junior
(UTFPR)
Orientador

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus por me proporcionar força, esperança e determinação; à minha família pelo carinho, suporte e principalmente pela cobrança; à minha namorada que pacientemente me apoiou durante esta longa jornada; a todos os meus amigos que me deram auxílio, em especial a Renan Felipe T. B. Ikeda e a Aline R. Leão que me acolheram, incentivaram e apoiaram. Por fim, ao meu orientador, por compartilhar seu nobre conhecimento e tornar possível o aprendizado durante o desenvolvimento deste trabalho.

RESUMO

Este trabalho apresenta um estudo sobre as dificuldades da transmissão sem fio, bem como as técnicas utilizadas para confrontar tais dificuldades, em especial, a tecnologia de Múltiplas-Entradas-Múltiplas-Saídas (MIMO), e os esquemas de transmissão de combinação de máxima razão na recepção (MRC) e codificação de Alamouti. Os esquemas estudados apresentam um canal com desvanecimento e distribuição de Rayleigh plano e decodificador de máxima verossimilhança. Utilizando o *software* Octave, os esquemas são simulados, os dados obtidos são comparados e comprovados. Em seguida, é realizada uma análise de desempenho entre os esquemas de transmissão, utilizando a modulação BPSK (*Binary Shift Keying*) e QPSK (*Quadrature Phase-Shift Keying*), e a ordem de diversidade é avaliada de acordo com a inclinação das curvas para altos valores da relação sinal-ruído (*Signal-to-Noise Ratio* - SNR). Por fim, foi possível verificar que o esquema de transmissão de Alamouti com duas antenas transmissoras e duas antenas receptoras tem um desempenho superior e suporta maiores taxas de transmissão.

Palavras-chave: Modulação, MIMO, Alamouti.

ABSTRACT

This paper presents a study on the difficulties of wireless transmission, as well as the techniques used to confront such difficulties, especially the Multiple Input-Multiple-Output (MIMO) technology, and the maximal ratio receive combining (MRC) and Alamouti coding. The schemes studied present a channel with fading and Rayleigh flat distribution and maximum likelihood decoder. Using the Octave software, the schemas are simulated, the data obtained is compared and proven. Then, a performance analysis is performed between the transmission schemes using BPSK (Binary Shift Keying) and QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying) modulation, and the diversity order is evaluated according to the slope of the curves for high Signal-to-Noise Ratio (SNR). Finally, it was possible to verify that the transmission scheme of Alamouti with two transmitting antennas and two receiving antennas has a superior performance and supports higher transmission rates.

Key-words: Modulation, MIMO, Alamouti.

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	6
1.1 OBJETIVO GERAL	8
1.1 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	8
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	9
2.1 SISTEMA MIMO	9
2.1.1 Modelo do Canal	11
2.2 COMUNICAÇÃO POR MÚLTIPLAS ANTENAS	13
2.2.1 Ganho de diversidade com comunicação por múltiplas antenas.....	14
2.2.2 Esquema de combinação de máxima razão na recepção (MRC)	14
2.3 ESQUEMA DE TRANSMISSÃO DE ALAMOUTI	17
2.3.1 Dois ramos de diversidade de transmissão com um receptor	19
2.3.2 Diversidade de dois ramos de transmissão com dois receptores.....	21
3 MATERIAIS E MÉTODOS	25
3.1 PROCEDIMENTO E CONDIÇÕES DE SIMULAÇÃO	25
4 RESULTADOS E DISCUSSÕES	28
4.1 RESULTADOS UTILIZANDO MODULAÇÃO BPSK	28
4.1.1 Modo 1: Sem Diversidade, $N_t = 1, N_r = 1$	28
4.1.2 Modo 2: MRC 1x2, $N_t = 1, N_r = 2$	30
4.1.2 Modo 3: Esquemas de Alamouti.....	30
4.2 RESULTADOS UTILIZANDO MODULAÇÃO QPSK.....	31
5 CONCLUSÃO	33
REFERÊNCIAS	35
APÊNDICE A	38
A.1 ESQUEMA DE TRANSMISSÃO SEM DIVERSIDADE	38
A.2 ESQUEMA DE TRANSMISSÃO MRC 1x2.....	39
A.3 ESQUEMA DE TRANSMISSÃO DE ALAMOUTI 2x1	40
A.4 ESQUEMA DE TRANSMISSÃO DE ALAMOUTI 2x2	42
APÊNDICE B	45
B.1 FUNÇÃO QUE CALCULA BER PARA O ESQUEMA SEM DIVERSIDADE E MRC	45
B.2 FUNÇÃO PARA CALCULO DA BER DO ESQUEMA DE ALAMOUTI	46
B.3 PROGRAMA PRINCIPAL	47

1 INTRODUÇÃO

A importância atual dos serviços de comunicação se deve à alta e crescente demanda em parceria com o desenvolvimento da tecnologia, em particular o avanço da comunicação sem fio (*wireless*) nas últimas décadas. Tal demanda exige o aumento da capacidade de transmissão, ou seja, o aumento da taxa de transferência de dados de forma confiável. A qual está relacionada às restrições de potência e largura de banda estabelecidas pelos órgãos reguladores, como a Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL) no Brasil e a Comissão Federal de Comunicações (*Federal Communications Commission - FCC*) nos Estados Unidos (DIAS, 2011).

A largura de banda (B) de um canal é o intervalo de frequências no qual é capaz de transmitir com razoável fidelidade. Já a largura de banda de um sinal é a diferença entre a frequência máxima e frequência mínima utilizadas pelo sinal; por exemplo, se um sinal possui as componentes de frequência que variam de 0 *hertz* (Hz) a 1.000 Hz (1 kHz), então a largura de banda do sinal é de 1 kHz. Para um melhor entendimento de B , considera-se a seguinte proposição: para dobrar a taxa de transmissão é preciso diminuir o tempo de transmissão pela metade, devido a isso a frequência máxima do sinal dobra. Desse modo, a taxa de transmissão que um canal suporta é diretamente proporcional a B . Portanto, se um canal com largura de banda B pode transmitir N pulsos por segundo, para transmitir kN pulsos por segundo com a mesma precisão é necessário um canal com largura de banda kB (LATHI; DING, 2009).

A potência de transmissão de um sinal (P_s) está relacionada à qualidade e ao alcance de transmissão. Uma P_s elevada diminui os efeitos do ruído e a interferência do canal. Sendo assim, a qualidade de um sistema de comunicação depende da relação sinal-ruído (SNR). Já a capacidade de um canal (C) é determinada por B e SNR. Pode-se reduzir B se for possível aumentar a SNR (aumentar P_s) ou pode-se diminuir P_s se um B maior estiver disponível (LATHI; DING, 2009).

A Multiplexação de Divisão de Frequência Ortogonal (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM*) é uma técnica de transmissão de dados que utiliza sua banda dividida em múltiplas portadoras ortogonais, chamadas subportadoras. Por não possuírem sobreposição de frequência, as subportadoras não interferem umas com as outras. A OFDM divide o fluxo de dados serial de alta taxa em sub-fluxos de dados paralelos de baixa taxa, cada um deles é transportado por uma subportadora. Desse

modo ela melhora a resistência do sinal em relação às condições ruins do canal (Rysavy, 2017).

Além da OFDM, a tecnologia de múltiplas-entradas-múltiplas-saídas (MIMO - *Multiple-Input-Multiple-Output*) também oferece benefícios que auxiliam a superar os desafios encontrados pelas deficiências do canal *wireless*, bem como as restrições reguladas para o uso dos recursos. Esta tecnologia utiliza o princípio da multiplexação espacial no canal de rádio para aumentar efetivamente a taxa de dados, mantendo-se limitada à largura de banda (SOUZA, 2013).

Construir um sistema de rádio comunicação demanda muito tempo e experiência, pois o *hardware* necessário é bastante crítico e exige muito cuidado, além de que os equipamentos necessários para o desenvolvimento são extremamente caros e complexos. Uma alternativa para este problema é o conceito de Rádio Definido por *Software* (*Software Defined Radio* - SDR), onde se utiliza programas de computador para substituir o trabalho de parte dos circuitos de um rádio (SOUZA, 2013).

A oferta de serviços baseados em comunicações sem fios cresceu exponencialmente na última década, e hoje possui um papel importantíssimo no desenvolvimento global. Conseqüentemente, devido a todo este crescimento e evolução, as exigências requeridas são cada vez maiores, tanto pelos utilizadores como pelas prestadoras de serviço, tais como: maiores taxas de transmissão de dados e uma melhor qualidade de serviço (*Quality of Service* – QoS), sem comprometer a potência de transmissão ou a largura de banda utilizada (SILVA, 2011).

Para suprir essas exigências é necessário contornar e combater os problemas presentes na comunicação sem fio, que são basicamente o ruído ambiental, interferências e desvanecimento de multipercurso. Sendo assim, a modelagem do canal é um fator indispensável, pois as características de mobilidade e propagação presentes nesse tipo de sistema são responsáveis por distorções ocorridas sobre o sinal transmitido (SILVA, 2004).

Um modelo ideal de canal representa a função de transferência que relaciona o sinal recebido e o sinal enviado. O que se encontra na prática são modelos que se aproximam de um canal real. A modelagem computacional dos canais de comunicação é uma técnica largamente empregada para simular os efeitos aplicados a um sinal entre a transmissão e a recepção. Esta técnica permite reproduzir, em

laboratório, condições ambientais próximas das reais encontradas em um canal de comunicação (PUNNOSE, 2000).

1.1 OBJETIVO GERAL

Analisar a tecnologia MIMO e o esquema de transmissão proposto por Alamouti (1998), considerado uma das técnicas mais utilizadas. Posteriormente, implementar o algoritmo de simulação dos esquemas de transmissão analisados no software Octave, bem como compara-los utilizando o esquema de modulação por chaveamento de fase (*Phase Shift Keying* – PSK).

1.1 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Os objetivos específicos deste trabalho são:

- Analisar os principais esquemas de modulação espacial aplicados a sistemas de comunicação sem fio;
- Simular o esquema de transmissão de Alamouti;
- Comparar o esquema de Alamouti utilizando a modulação *Binary Phase Shift Keying* (BPSK) e *Quadrature Phase Shift Keying* (QPSK);
- Avaliar eficiência espectral e energética dos esquemas de modulação estudados.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Há tempos vem-se tentando uma conciliação entre a comodidade que traz a comunicação sem fio e as elevadas taxas de transmissão. Com o avanço tecnológico, tanto de software quanto de hardware, esta conciliação tem se tornado realidade. Uma das técnicas que está contribuindo de maneira significativa para esta realidade é a técnica de múltiplas antenas (MIMO) (CHIELLA, 2008).

2.1 SISTEMA MIMO

Desenvolvida pelos laboratórios Bell na década de 90, a tecnologia MIMO consiste na utilização de mais de uma antena em cada uma das extremidades de um sistema de comunicação sem fio, ou seja, mais de um elemento transmissor e receptor. Tais sistemas fomentaram muitas pesquisas que mostraram uma alternativa interessante para os desafios de otimização do espectro eletromagnético através de técnicas de diversidade espacial e multiplexação espacial (KESSLER, 2009).

De acordo com Tarokh *et al* (1999), a técnica da diversidade explora os diferentes caminhos possíveis entre o transmissor e o receptor, visto que estes caminhos sofrem diferentes efeitos de desvanecimento. Existe várias formas de implementar a diversidade em sistemas de comunicações sem fios, podendo classificá-la em três tipos: diversidade temporal, diversidade em frequência e diversidade espacial.

Segundo Silva (2011), a diversidade temporal consiste em transmitir várias réplicas do sinal em diferentes instantes de tempo, onde o intervalo de transmissão deve ser maior que o tempo de coerência do canal. A diversidade na frequência aproveita o fato do sinal transmitido em diferentes frequências possui características de multipercurso diferentes. Tais frequências devem ter um espaçamento igual ou maior que a largura de banda de coerência do canal.

Já a diversidade espacial é o método mais eficiente para combater os efeitos de desvanecimento multipercurso. Significa enviar ao receptor o mesmo sinal, mas de pontos distintos, de modo que o sinal percorra caminhos diferentes que sejam descorrelacionados. Esta técnica de diversidade utiliza a tecnologia de múltiplas antenas no transmissor e/ou receptor, entretanto, as antenas adjacentes devem

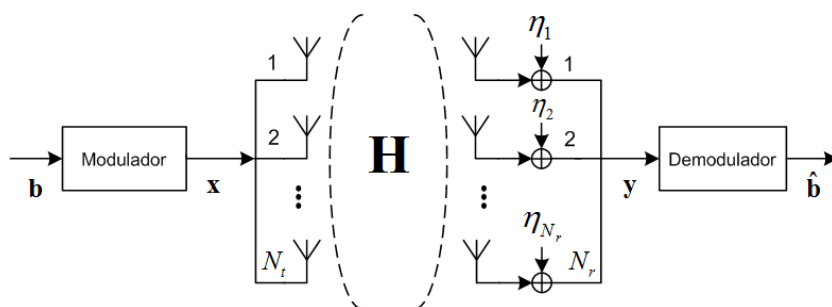
possuir uma distância de pelo menos sete vezes o tamanho da onda transmitida para garantir a decorrelação (SILVA, 2011).

Nos sistemas MIMO, a *beamforming* (formatação de feixe) consiste na formatação de um feixe direcional espacial entre um transmissor e um receptor. Para utilização desta técnica é pressuposto o conhecimento do canal. No *beamforming*, o transmissor com múltiplas antenas faz uma pré-codificação dos dados, ajustando a fase e o ganho em cada antena. Assim, conseguimos maior alcance, redução de interferência e maior taxa de transmissão. Do ponto de vista do receptor, a técnica tem como objetivo receber sinais de uma fonte específica no espaço e atenuar aqueles que são oriundos de outras localidades, os quais são considerados como ruído ou interferências. Apesar das vantagens, esta técnica ainda possui custo um pouco elevado e os equipamentos mais antigos não são compatíveis (ROCHOL, 2018).

Outra técnica empregada nos sistemas MIMO que aumentam o desempenho é a multiplexação espacial. Neste método, a informação é dividida em sequências menores que são moduladas e transmitidas independentemente e simultaneamente pelas antenas do transmissor. Uma das vantagens desta técnica é que não há expansão na largura de banda, entretanto, o número de antenas receptoras deve ser maior ou igual ao número de antenas transmissoras (ARAGÓN, 2006).

Na Figura 1 pode-se observar o modelo topológico para sistemas MIMO com N_t antenas transmissoras e N_r antenas receptoras

Figura 1. Topológico para sistemas MIMO com N_t antenas transmissoras e N_r antenas receptoras.



Fonte: Souza (2013).

Como visto na Figura 1, utilizam-se várias conexões sem fio presentes no canal MIMO. Na qual pode-se observar um modelo genérico para sistemas MIMO, constituídos por N_t antenas transmissoras e N_r antenas receptoras (DIAS, 2011).

Neste sistema, \mathbf{b} é o vetor de dados a ser transmitido e é constituído por n *bits*. \mathbf{x} é o vetor de símbolos a ser transmitido de dimensão $N_t \times 1$. \mathbf{H} é a matriz do canal com dimensões $N_r \times N_t$, onde os elementos de \mathbf{H} representam os coeficientes dos canais formados entre as antenas transmissoras e as receptoras. N_r representa as linhas e N_t representa as colunas da matriz, e η é o ruído aditivo, branco e gaussiano (*Additive White Gaussian Noise - AWGN*) de dimensão $N_r \times 1$. \mathbf{y} é o vetor recebido de dimensão $N_r \times 1$, e $\hat{\mathbf{b}}$ é o vetor de dados recebidos. Estes sistemas MIMO podem ser descritos na forma matricial como:

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

Ou na forma expandida:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_{N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \dots & h_{1,N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1} & \dots & h_{N_r,N_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_{N_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \vdots \\ \eta_{N_r} \end{bmatrix} \quad (2)$$

O bloco modulador presente na Figura 1 pode ser configurado no modo multiplexação espacial, modulação espacial, codificação espaço-temporal (como o esquema codificação em blocos no espaço-tempo, STBC, de Alamouti), entre outros (SOUZA, 2013).

A técnica de modulação espacial é um método de multiplexação espacial em que somente uma antena (entre as N_t) é ativada durante um período de tempo. Assim, obtém alta taxa de dados utilizando o índice da antena ativa na transmissão como parte da codificação da informação (SOUZA, 2013).

A codificação espaço-temporal fornece redundância em espaço através de múltiplas antenas e redundância no tempo através da codificação do canal. O código do canal cria correlação entre as palavras código, tanto em tempo (entre símbolos sucessivos), como em espaço (entre as diferentes antenas) (ARAGÓN, 2006).

2.1.1 Modelo do Canal

Para entender o correto funcionamento dos sistemas MIMO, assim como todos os aspectos a estes associados, é fundamental perceber a natureza do seu canal.

Uma das características dos canais MIMO é o fato de que há inúmeros caminhos diferentes entre o transmissor e o receptor. Nos sistemas, compostos por várias antenas para transmissão e recepção, o número de caminhos entre emissor e receptor é igual ao produto entre o número de antenas emissoras pelo número de antenas receptoras. Este fato resulta na recepção de várias versões do sinal transmitido e todos esses sinais recebidos se acumulam criando um ruído AWGN (SILVA, 2011).

O Modelo do canal AWGN assume que a única distorção presente é o ruído gaussiano branco aditivo com largura de banda finita. Esse modelo ideal acomoda aplicações com canal sem distorção e provê um limite superior de desempenho para canais genéricos sujeitos a distorções (LATHI; DING, 2009).

A comunicação entre o transmissor e o receptor frequentemente não ocorre em linha de visada direta devido aos obstáculos existentes entre ambos. Esses obstáculos geram diversas réplicas do sinal transmitido que chegam ao receptor, dando origem à terminologia desvanecimento por múltiplos percursos. Há dois tipos de desvanecimento que caracterizam um canal no domínio do tempo: o desvanecimento em larga escala e o em pequena escala. Com o desvanecimento em larga escala é possível estimar a perda de potência média em relação à distância entre o transmissor e o receptor (SILVA, 2008).

Já o desvanecimento em pequena escala é caracterizado por causar três efeitos no sinal. Um destes efeitos causa rápidas mudanças na amplitude e na fase do sinal ao longo de uma pequena distância percorrida ou intervalo de tempo. Outro efeito do desvanecimento em pequena escala é a geração de frequências de modulação aleatória devido ao efeito Doppler nos diferentes multipercursos. E, por fim, a dispersão temporal (ecos) é causada por atrasos na propagação dos múltiplos caminhos (JINKARAMAN, 2004).

O efeito Doppler é resultante do movimento de um dispersor (obstáculo); ou do movimento do transmissor ou receptor; ou a movimentação de ambos. Ele causa alterações das características do canal ao longo do tempo, e deste modo a distribuição da envoltória do sinal não segue mais a distribuição de Rayleigh. O efeito Doppler depende de feixes específicos do sinal e dos finitos multipercursos realizados por ele (CARAZZA, 2015). Devido a isto, ele não será tratado nas simulações deste trabalho.

Um canal com desvanecimento em pequena escala possui uma faixa de frequência onde ele pode ser considerado plano. Tal intervalo possui um parâmetro denominado banda de coerência. Nessa faixa, a resposta em frequência do canal

possui fase linear e o mesmo ganho em todas as componentes de frequência do sinal. No desvanecimento plano, quando a largura de banda do sinal a ser transmitido for menor que a largura de banda de coerência do canal, o sinal será apenas atenuado e não distorcido (SILVA, 2008).

O efeito de desvanecimento é causado pela interferência de duas ou mais versões do sinal que chegam no receptor em tempos diferentes. A soma dessas versões pode ter uma ação construtiva ou destrutiva, o que depende dos atrasos e das fases dessas versões. Por esta razão, torna-se necessário o uso de diferentes modelos estatísticos para representar o canal sem fio. Um desses modelos estatísticos utilizados é chamado de modelo de desvanecimento de Rayleigh (LISBOA, 2011).

O desvanecimento de Rayleigh se encaixa muito bem com dados experimentais para sistemas móveis quando não existe linha de visada direta (*LOS - Line of Sight Propagation*) entre as antenas transmissora e receptora, o que caracteriza um ambiente sem uma onda dominante. Este modelo assume que a magnitude do sinal que passa por um canal de comunicação varia aleatoriamente de acordo com a distribuição de Rayleigh, a qual é utilizada para descrever o nível do sinal recebido em função da variação temporal, ou a amplitude das componentes de multipercursos individuais (ATAIDES, 2015).

2.2 COMUNICAÇÃO POR MÚLTIPLAS ANTENAS

De acordo com Dias (2011), o principal fator de interferência na comunicação wireless é o desvanecimento de multipercurso, pois o espalhamento das ondas eletromagnéticas no ambiente gera cópias do sinal enviado ao receptor. Estas cópias chegam com diferentes alterações em suas fases e/ou com atrasos de tempo e/ou diferentes frequências.

A potência do sinal recebido está em torno de um valor médio devido à superposição aleatória das perturbações das componentes de multipercurso. Tais flutuações aleatórias no nível do sinal, conhecidas como desvanecimento, podem afetar severamente a qualidade e a confiabilidade da comunicação *wireless*. As restrições impostas pela limitação de potência e largura de banda dificultam a tarefa de desenvolver um sistema *wireless* com alta taxa de dados e confiabilidade (SOUZA, 2013).

2.2.1 Ganho de diversidade com comunicação por múltiplas antenas

Segundo Lisboa (2011), a diversidade espacial é a mais atrativa dentre as três já que não há perda na eficiência espectral. Essa diversidade pode ser alcançada no sistema de múltiplas antenas, utilizando mais de uma antena no transmissor, no receptor ou em ambos, dependendo das distâncias entre as antenas, como discutido anteriormente. Para aumentar a ordem da diversidade e o desempenho, pode-se aplicar diversos tipos de codificação. A ordem da diversidade do sistema pode ser definida pela inclinação da curva da taxa de erro de bit *versus* SNR, na região de alto SNR, de acordo com a equação (3), onde SNR é representado por γ .

$$D = - \lim_{\gamma \rightarrow \infty} \frac{\log_{10} BER(\gamma)}{\log_{10} \gamma} \quad (3)$$

Como visto anteriormente, com o uso da diversidade espacial várias cópias do sinal transmitido chegam no receptor. Desse modo é necessário combinar todas essas cópias com objetivo de conseguir uma maior SNR no receptor e atingir uma menor taxa de erro após a decodificação do sinal. Uma das técnicas de combinação de sinal é a combinação de máxima razão na recepção (MRC) ou apenas combinação de máxima razão (MRC). Esta técnica será apresentada a seguir.

2.2.2 Esquema de combinação de máxima razão na recepção (MRC)

Neste esquema é atribuído um peso a cada sinal presente no receptor de acordo com sua SNR para um determinado instante. Em seguida, é realizado um alinhamento de fase entre os sinais sendo que o sinal final recebido será a soma de todos os sinais, levando em conta os pesos atribuídos.

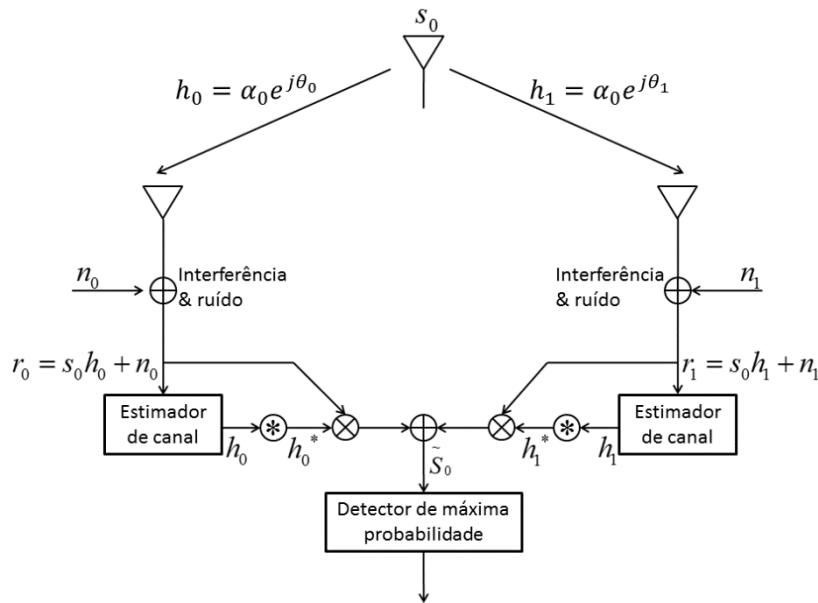
A Figura 2 mostra a representação de banda base do clássico MRC de dois ramos.

Num determinado momento, um sinal s_0 é enviado a partir do transmissor. O canal, os efeitos da transmissão, a conexão aérea e a sequência recebida podem ser modeladas por uma distorção multiplicativa complexa composta por uma resposta de magnitude e uma resposta de fase. O canal entre a antena de transmissão e a antena

de recepção zero é denotado por h_0 e entre a antena de transmissão e a antena de recepção um é denotado h_1 onde:

$$\begin{aligned} h_0 &= \alpha_0 e^{j\theta_0} \\ h_1 &= \alpha_0 e^{j\theta_1} \end{aligned} \quad (4)$$

Figura 2. MRC de dois ramos.



Fonte: Adaptado (Alamouti, 1998).

O ruído e a interferência são adicionados aos dois receptores. Os sinais de banda base resultantes recebidos são:

$$\begin{aligned} r_0 &= h_0 s_0 + n_0 \\ r_1 &= h_1 s_0 + n_1 \end{aligned} \quad (5)$$

onde n_0 e n_1 representam ruído complexo (AWG) e a interferência.

Assumindo que n_0 e n_1 obedecem à uma distribuição Gaussiana, a regra de probabilidade máxima de decisão no receptor para estes sinais recebidos é escolher o sinal s_i se e somente se:

$$d^2(r_0, h_0 s_i) + d^2(r_1, h_1 s_i) \leq d^2(r_0, h_0 s_k) + d^2(r_1, h_1 s_k), \quad \forall i \neq k \quad (6)$$

$d^2(x, y)$ é a distância Euclidiana ao quadrado entre os sinais x e y , sendo que x^* e y^* são os sinais x e y conjugados. d^2 pode ser calculado pela seguinte expressão:

$$d^2(x, y) = (x - y)(x^* + y^*) \quad (7)$$

A detecção para o receptor de dois ramos MRC é:

$$\begin{aligned} s_0 &= h_0^* r_0 + h_1^* r_1 \\ &= h_0^*(h_0 s_0 + n_0) + h_1^*(h_1 s_0 + n_1) \\ &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1^* n_1 \end{aligned} \quad (8)$$

Expandindo (4) usando (5) e (6) e escolhendo s_i se e somente se

$$\begin{aligned} (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) |s_i|^2 - \tilde{s}_0 s_i^* - \tilde{s}_0^* s_i &\leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) |s_k|^2 - \tilde{s}_0 s_k^* - \tilde{s}_0^* s_k, \\ \forall i \leq k \end{aligned} \quad (9)$$

ou equivalente: Escolhendo s_i .

$$\begin{aligned} (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1) |s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_i) &\leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1) |s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_k), \\ \forall i \leq k \end{aligned} \quad (10)$$

Para sinais PSK (constelações de energia igual):

$$|s_i|^2 = |s_k|^2 = E_s, \quad i \leq k \quad (11)$$

Onde E_s é a energia do sinal.

Portanto, para sinais PSK, a regra de decisão em (7) pode ser simplificada escolhendo s_i se e somente se:

$$d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_0, s_k), \quad \forall i \leq k \quad (12)$$

O combinador de relação máxima pode então construir o sinal s_0 , como mostrado na Figura 2, de modo que o detector de probabilidade máxima pode produzir \hat{s}_0 , que é uma estimativa de probabilidade máxima de s_0 .

Este esquema apresenta um ganho de diversidade no receptor e conseqüentemente bons resultados. Entretanto, tem uma desvantagem que é a difícil implementação, devido ao algoritmo de atribuição dos pesos aos sinais, bem como a necessidade de compensação da fase de cada um dos sinais para que a soma destes seja coerente (JANKIRAMAN, 2004).

2.3 ESQUEMA DE TRANSMISSÃO DE ALAMOUTI

Este tópico e seus subseqüentes foram baseados no artigo de Alamouti “*A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications*” (Uma Técnica de Transmissão Simples para Diversidade de Comunicações sem Fio).

O aumento da qualidade ou a redução da taxa de erro efetiva de um canal de trajetórias múltiplas com desvanecimento é extremamente difícil. No AWGN, usando modulação e esquemas de codificação típicos, a redução da taxa de erro de bit efetiva (BER) de 10^{-2} para 10^{-3} requer uma melhoria entre 1 ou 2 dB em relação à SNR mais elevada. No entanto, alcançar o mesmo em um ambiente de desvanecimento de multipercursos pode exigir até 10 dB de melhoria na SNR. Tal melhora na SNR não pode ser alcançada por uma maior potência de transmissão ou largura de banda adicional, visto que essas condições acarretariam em custos elevados. Portanto, é crucial combater ou reduzir o efeito de desvanecimento sem um gasto de energia adicional ou sacrifício na largura de banda.

Uma das técnicas mais eficazes para atenuar esse desvanecimento é o controle de potência do transmissor. Se as condições do canal experimentadas pelo receptor são conhecidas, o transmissor pode pré distorcer o sinal a fim de superar o efeito do canal no receptor. O grande problema é o alcance dinâmico exigido pelo transmissor. Para este ultrapassar um determinado nível de desvanecimento, é necessário aumentar sua potência por esse mesmo nível, o que na maioria dos casos não é prático por causa das limitações de potência de radiação e o tamanho e o custo dos amplificadores. O segundo problema é que o transmissor não tem conhecimento do canal. Assim, a informação do canal tem de ser transmitida de volta a partir do receptor para o transmissor, o que resulta na degradação do rendimento e

considerável complexidade adicional tanto para o transmissor como para o receptor. Além disso, em algumas aplicações pode não haver uma ligação para realimentar as informações do canal.

Outras técnicas eficazes são a diversidade de tempo e de frequência. Intercalação de tempo, juntamente com a codificação da correção de erro, pode proporcionar uma melhoria na diversidade. O mesmo vale para espalhamento espectral. No entanto, a intercalação de tempo resulta em grandes atrasos quando o canal está variando lentamente. Equivalentemente, técnicas de espalhamento espectral são ineficazes quando a largura de banda do canal é maior do que o espalhamento da largura de banda ou, de forma equivalente, onde há relativamente um pequeno atraso na propagação do canal.

Na maioria dos ambientes de espalhamento, a diversidade de antena é prática e eficaz, portanto é amplamente aplicada para reduzir o efeito de desvanecimento nos sinais. A abordagem clássica é a utilização de múltiplas antenas no receptor e efetuar a combinação ou seleção e comutação, a fim de melhorar a qualidade do sinal recebido. O grande problema com o uso da abordagem de diversidade do receptor é o custo, tamanho e potência das unidades remotas. O uso de múltiplas antenas de RF em sequência (ou seleção e circuitos de comutação) faz com que as unidades remotas sejam maiores e mais caras.

Como resultado, as técnicas de diversidade têm sido quase exclusivamente aplicadas às estações de base para melhorar a sua qualidade de recepção. Uma estação base comumente serve à centenas ou milhares de unidades remotas. Desta forma, é mais econômico adicionar equipamento às estações base em vez das unidades remotas. Por esta razão, os métodos de diversidade de transmissão são muito atraentes. Por exemplo, uma antena e uma sequência de transmissão podem ser adicionadas a uma estação de base para melhorar a qualidade de recepção de todas as unidades remotas na área de cobertura. Uma alternativa é adicionar mais antenas receptoras para todas as unidades remotas. A primeira solução é definitivamente mais econômica.

A técnica proposta no trabalho de Alamouti (1998) é um esquema de diversidade de transmissão simples, o que melhora a qualidade do sinal no receptor por processamento simples entre as duas antenas de transmissão. A ordem de diversidade obtida é igual à aplicação da combinação de máxima razão na recepção (MRC) com duas antenas no receptor. O esquema de Alamouti pode ser generalizado

para duas antenas de transmissão e M antenas de recepção para fornecer uma ordem de diversidade de $2M$. Isto é feito sem qualquer realimentação a partir do receptor para o transmissor e com pequena complexidade computacional. O esquema não requer expansão da largura de banda, já que a redundância é aplicada no espaço através de múltiplas antenas, não no tempo ou frequência.

O esquema de diversidade de transmissão pode melhorar o desempenho do erro, taxa de dados, ou a capacidade dos sistemas de comunicação sem fio. A diminuição da sensibilidade ao desvanecimento pode permitir a utilização de melhores esquemas de modulação para aumentar a taxa de dados efetiva, ou fatores de reutilização menores em um ambiente multicelular para aumentar a capacidade do sistema. O esquema pode também ser usado para aumentar o alcance ou a área de cobertura do sistema sem fio.

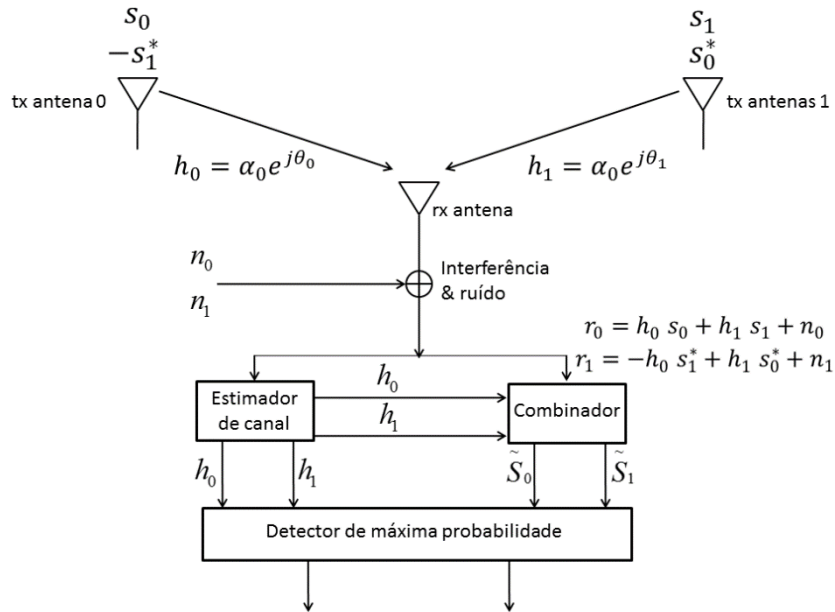
Em outras palavras, o método é eficaz em todas as aplicações onde a capacidade do sistema é limitada pelo desvanecimento de multipercurso e, portanto, pode ser uma maneira simples e de baixo custo para atender às demandas do mercado de qualidade e eficiência, sem uma reformulação completa dos sistemas. O esquema reduz efetivamente o efeito do desvanecimento nas unidades remotas usando várias antenas de transmissão para as estações de base.

2.3.1 Dois ramos de diversidade de transmissão com um receptor

A Figura 3 mostra a representação de banda base do sistema de dois ramos de diversidade de transmissão. O sistema usa duas antenas de transmissão e uma antena de recepção e pode ser definido por: transmissão de símbolos de informação no transmissor; o esquema de combinação no receptor; e critério de decisão para a detecção de máxima verossimilhança. Como será visto a seguir.

1) *A Sequência Codificação e Transmissão*: Num dado período de símbolo, dois sinais são transmitidos simultaneamente a partir de duas antenas. O sinal transmitido a partir da antena t_x0 é denotado por s_0 , e da antena t_x1 por s_1 . Durante o período do próximo símbolo $-s_1^*$ é transmitido a partir da antena t_x0 , e o sinal s_0^* é transmitido a partir da antena t_x1 onde $*$ é o complexo conjugado de operação. Esta sequência é apresentada na Tabela 1.

Figura 3. Esquema de diversidade de transmissão com dois transmissores e um receptor.



Fonte: Adaptado de Alamouti (1998).

Na Tabela 1, a codificação é realizada no espaço e no tempo (codificação espaço-tempo). A codificação, no entanto, pode também ser feita no espaço e frequência. Ao invés de dois períodos de símbolos adjacentes, pode-se utilizar dois transportadores adjacentes (codificação espaço-frequências).

Tabela 1 - Sequência de codificação e transmissão para o esquema de diversidade de dois ramos.

	antena 0	antena 1
tempo t	s_0	s_1
tempo t + T	$-s_1^*$	s_0^*

Fonte: Alamouti (1998).

O canal no tempo t pode ser modelado por uma distorção multiplicativa complexa h_0 para antena transmissora zero e h_1 para a antena transmissora um. Assumindo que o desvanecimento é constante através de dois símbolos consecutivos, podemos escrever:

$$\begin{aligned} h_0(t) &= h_0(t + T) = h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0} \\ h_1(t) &= h_1(t + T) = h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1} \end{aligned} \quad (13)$$

onde T é a duração de símbolo.

Os sinais recebidos podem ser expressos como:

$$\begin{aligned} r_0(t) &= r(t) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\ r_1(t) &= r(t + T) = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \end{aligned} \quad (14)$$

onde r_0 e r_1 são os sinais recebidos no tempo t e $t + T$ e n_0 e n_1 são variáveis aleatórias complexas que representam ruído do receptor e interferência.

II) O Esquema de combinação: O combinador mostrado na Figura 3 constrói os dois sinais seguintes combinados que são enviados para o detector de probabilidade máxima:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0(t) &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* \\ \tilde{s}_1(t) &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^* \end{aligned} \quad (15)$$

É importante observar que este esquema de combinação é diferente do MRC em (7). Substituindo (13) e (14) em (15) obtém-se:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* \\ \tilde{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_1 - h_0 n_1^* + h_1^* n_0 \end{aligned} \quad (16)$$

III) A Decisão da Regra de Máxima Probabilidade: Estes sinais combinados são então enviados para o detector de probabilidade máxima que, para cada um dos sinais s_0 e s_1 , utiliza a regra de decisão expressa em (10) ou (12) para os sinais PSK.

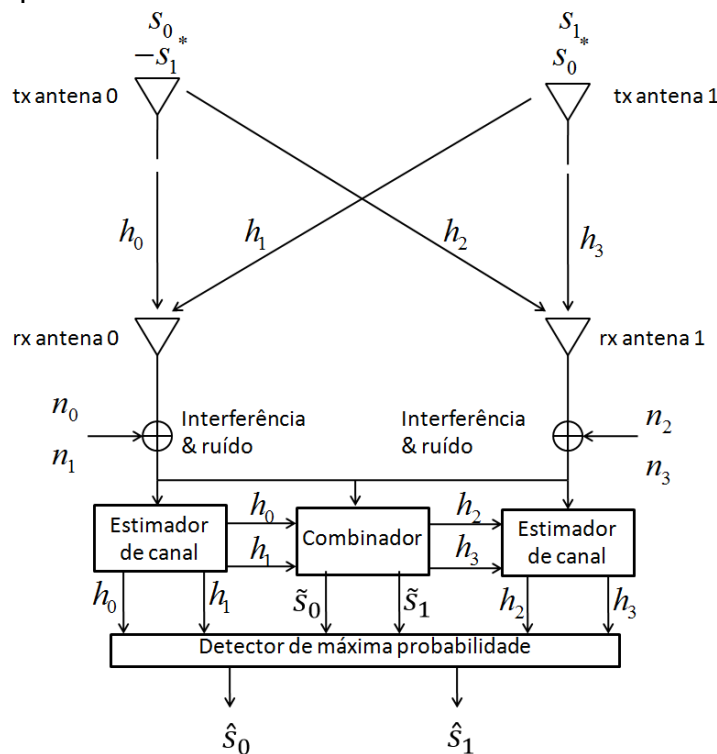
Os sinais combinados resultantes em (16) são equivalentes aos obtidos a partir de dois ramos MRC em (8). A única diferença é a rotação de fase sobre os componentes de ruído, que não degradam a SNR efetiva. Portanto, a ordem da diversidade resultante deste esquema é igual a do esquema MRC.

2.3.2 Diversidade de dois ramos de transmissão com dois receptores

Há aplicações em que é necessária uma ordem superior de diversidade e múltiplas antenas receptoras para que as unidades remotas funcionem de forma satisfatória. Em tais casos, é possível fornecer uma ordem de diversidade de $2M$ com duas antenas de transmissão e de M antenas de recepção. Para ilustração, é apresentado o caso especial de duas antenas de transmissão e duas antenas receptoras em detalhes.

A Figura 4 mostra a representação de banda base do novo esquema com duas antenas transmissoras e duas antenas receptoras.

Figura 4. O novo método de dois ramos de diversidade de transmissão com dois receptores.



Fonte: Adaptado de Alamouti (1998).

A sequência de codificação e transmissão dos símbolos de informação para esta configuração é idêntica para o caso de um único receptor, ilustrado na Tabela 1. A Tabela 2 define os canais entre as antenas de transmissão e recepção.

Tabela 2 - A definição de canais entre as antenas transmissoras e receptoras.

	rx antena 0	rx antena 1
tx antena 0	h_0	h_3
tx antena 1	h_1	h_4

Fonte: Alamouti (1998).

A Tabela 3 define a notação para o sinal recebido nas duas antenas receptoras.

Tabela 3 - A notação para os sinais recebidos nas duas antenas receptoras.

	rx antena 0	rx antena 1
tx antena 0	r_0	r_3
tx antena 1	r_1	r_4

Fonte: Alamouti (1998).

Onde:

$$\begin{aligned}
 r_0 &= h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\
 r_1 &= -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \\
 r_2 &= h_2 s_0 + h_3 s_1 + n_2 \\
 r_3 &= -h_2 s_1^* + h_3 s_0^* + n_3
 \end{aligned} \tag{17}$$

Sendo n_0 , n_1 , n_2 e n_3 são variáveis aleatórias complexas que representam o ruído térmico recebido. O combinador na Figura 4 constrói os dois sinais seguintes que são enviados para o detector de probabilidade máxima:

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* + h_2^* r_3 + h_3 r_3^* \\
 \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 + h_0 r_1^* + h_3^* r_2 + h_2 r_3^*
 \end{aligned} \tag{18}$$

Substituindo a equação (17) em (18) obtém-se:

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* + h_2^* r_2 + h_3 r_3^* \\
 \tilde{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_1 + h_0 n_1^* + h_1^* n_0 s_1 - h_2 n_3^* + h_3^* n_2
 \end{aligned} \tag{19}$$

Estes sinais combinados são, então, enviados para o decodificador de probabilidade máxima, que para o sinal s_0 utiliza os critérios de decisão expressos em (20) ou (21) para sinais PSK.

$$\begin{aligned} (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1)|s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_i) \\ \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1)|s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_k) \end{aligned} \quad (20)$$

Escolhendo s_i .

$$d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_0, s_k), \quad \forall i \neq k \quad (21)$$

Da mesma forma, para s_i utilizando a regra de decisão para escolher sinal s_i se e somente se:

$$\begin{aligned} (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1)|s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s_i) \\ \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1)|s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_1, s_k) \end{aligned} \quad (22)$$

Ou para sinais PSK

$$d^2(\tilde{s}_1, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_1, s_k), \quad \forall i \neq k \quad (23)$$

É interessante notar que os sinais combinados a partir das duas antenas receptoras são a adição simples dos sinais combinados de cada antena de recepção, *i.e.*, o regime de combinação é idêntico ao caso com uma única antena de recepção. Portanto, pode-se concluir que, usando duas antenas de transmissão e M antenas de recepção, pode-se utilizar o combinador para cada antena de recepção e, em seguida, simplesmente adicionar os sinais combinados de todas as antenas de recepção para obter a mesma ordem de diversidade de 2M de MRC. Em outras palavras, utilizando duas antenas no emissor, o esquema dobra a ordem da diversidade dos sistemas com um transmissor e múltiplas antenas receptoras.

3 MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo serão apresentados os métodos utilizados para simular os esquemas de transmissão vistos no capítulo 2.

3.1 PROCEDIMENTO E CONDIÇÕES DE SIMULAÇÃO

Para reproduzir os dados dos modos de transmissão apresentados, utilizou-se de simulações no programa Octave. O procedimento de simulação visa gerar curvas de erro de bit (BER) em função da relação sinal-ruído (SNR), variando os seguintes parâmetros:

- Modo de transmissão;
- Tipo de modulação;
- Ordem da modulação;
- Modelo de canal;
- Valores da SNR.

A SNR pode ser calculada com relação a energia de bit dividida pela energia do ruído (E_b/N_0) ou pela potência média do sinal dividida pela potência média do ruído (P_s/P_r). Neste trabalho, utilizou-se a primeira maneira de calcular a SNR, visto que utilizou-se ordens diferentes de modulação e assim é possível comparar os desempenhos de um modo mais adequado. A equação 23 relaciona a energia de *bit* com a SNR, onde k representa o número de bits por símbolo.

$$SNR = \frac{E_b}{N_0} + 10 \times \log_{10} k \quad (24)$$

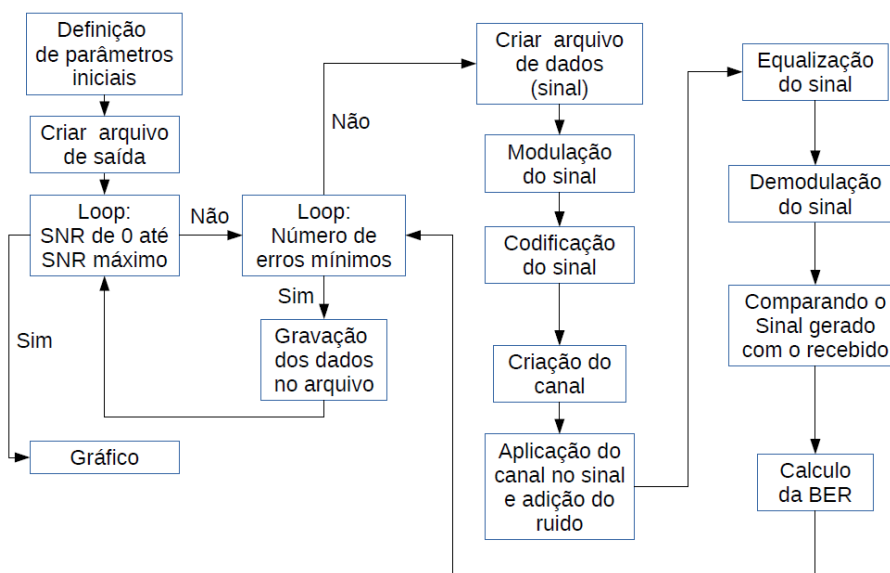
Primeiramente foram definidos os parâmetros para as simulações. Começando com a cardinalidade da modulação: BPSK e QPSK. Número de *bits* por símbolo. Tamanho do bloco de dados a ser transmitido. Quantidade de antenas transmissoras e receptoras: variando de uma a duas em ambos os casos. A potência de transmissão: fixada em 1 watt para todas as simulações. Modelos de transmissão: Sem diversidade (uma antena de transmissão e uma de recepção), MRC 1x2, Alamouti 2x1 e Alamouti 2x2. E por fim os valores de SNR, começando em 0 dB com intervalos de 1 dB até o

valor máximo desejado, o qual foi ajustado de acordo com o desempenho da BER de cada modo de transmissão.

As simulações foram realizadas de forma independente para cada modo de transmissão, porém utilizando a mesma modulação e o mesmo canal. Durante a simulação os valores obtidos de BER foram gravados em um arquivo, juntamente com os valores respectivos de SNR. Desse modo, após simulado os quatro modos de transmissão, foi possível gerar um gráfico com as quatro curvas de BERxSNR e assim comparar o desempenho dos modos de transmissão.

Primeiramente foi utilizada uma programação estruturada, com o tamanho do bloco de dados igual a 2, o número de erros mínimos foi definido em 100, o número de iterações máximas foi definido em um milhão, modulação BPSK e canal AWG com equalização perfeita, de modo a facilitar aprendizagem e o entendimento do código. Apesar da utilização de diferentes topologias de transmissão, a estrutura do código é basicamente a mesma. A Figura 5 apresenta o diagrama de blocos com a representação gráfica do algoritmo utilizado:

Figura 5. Diagrama de blocos com a representação gráfica do algoritmo



Fonte: Autoria própria (2018).

Observando a Figura 5, percebe-se que o algoritmo possui dois pontos cruciais, o loop para os valores de SNR e o loop para o número de erros mínimos. O primeiro loop faz com que o algoritmo repita todas as operações, contidas no loop, para cada valor de SNR, de 0 até a SNR máxima desejada. Já o segundo loop, que é responsável

pela BER, repete as operações até que o número mínimo de erros seja atingido, o número de repetições desse loop aumenta conforme os valores da SNR também aumentam, pois quanto maior a SNR menor será a BER (número de erros diminui), desse modo serão necessárias mais operações para atingir a condição de saída, que é a obtenção de um número mínimo de erros.

Após as simulações verificou-se que, utilizando a programação procedimental juntamente com o canal AWG com equalização perfeita e com o tamanho pequeno do bloco de dados, o tempo requerido pela simulação para obtenção de uma BER igual a 10^{-6} , de apenas um modo de transmissão com uma modulação, foi de aproximadamente 24h, o que era inviável. Desse modo, foram realizadas alterações no modo de programação e o canal utilizado.

A estrutura do código foi preservada, entretanto, a programação foi alterada para a orientada a objeto e o canal utilizado foi alterado para o de Rayleigh com estimador de canal. Essas alterações levaram a uma redução extremamente considerável do tempo demandado pela simulação, já que o tempo médio ficou em torno de 5 minutos. Os códigos utilizados para as simulações estão presentes nos APÊNDICES A e B.

4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo serão apresentados os resultados obtidos nas simulações bem como uma breve análise dos desempenhos dos modos de transmissão.

4.1 RESULTADOS UTILIZANDO MODULAÇÃO BPSK

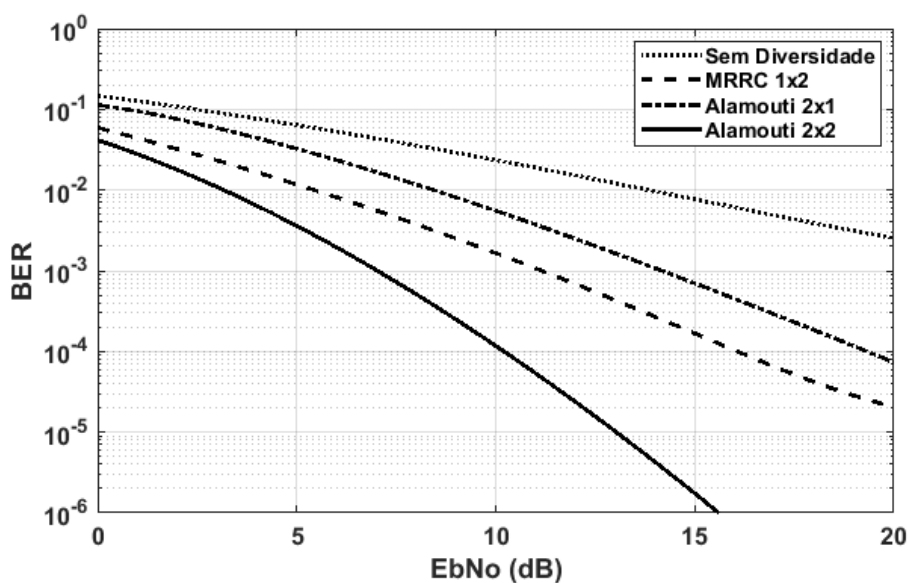
Nos subtópicos a seguir serão apresentados os resultados obtidos nas simulações utilizando a modulação BPSK.

4.1.1 Modo 1: Sem Diversidade, $N_t = 1$, $N_r = 1$

Este é o modo de transmissão mais simples, possui apenas uma antena de transmissão e uma antena de recepção, não possui codificação nem diversidade. Foi utilizado apenas para comparação com os demais modos de transmissão e validação de resultados em comparação com Alamouti.

Na Figura 6 podemos observar o desempenho da BER para os quatro esquemas de transmissão utilizados, utilizando modulação BPSK e canal Rayleigh com estimação de canal.

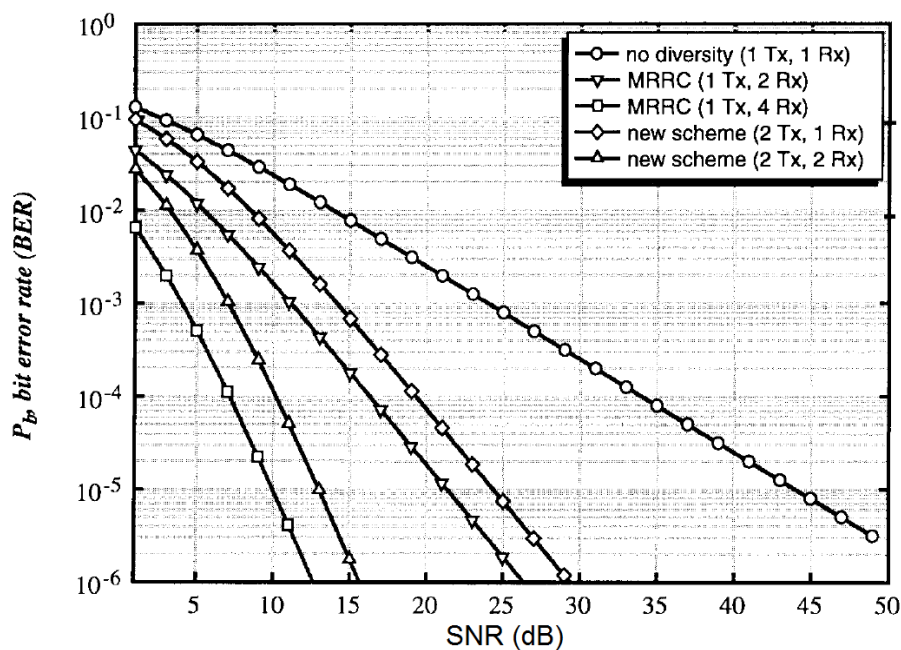
Figura 6. Esquemas de Transmissão simulados



Fonte: Autoria própria (2018).

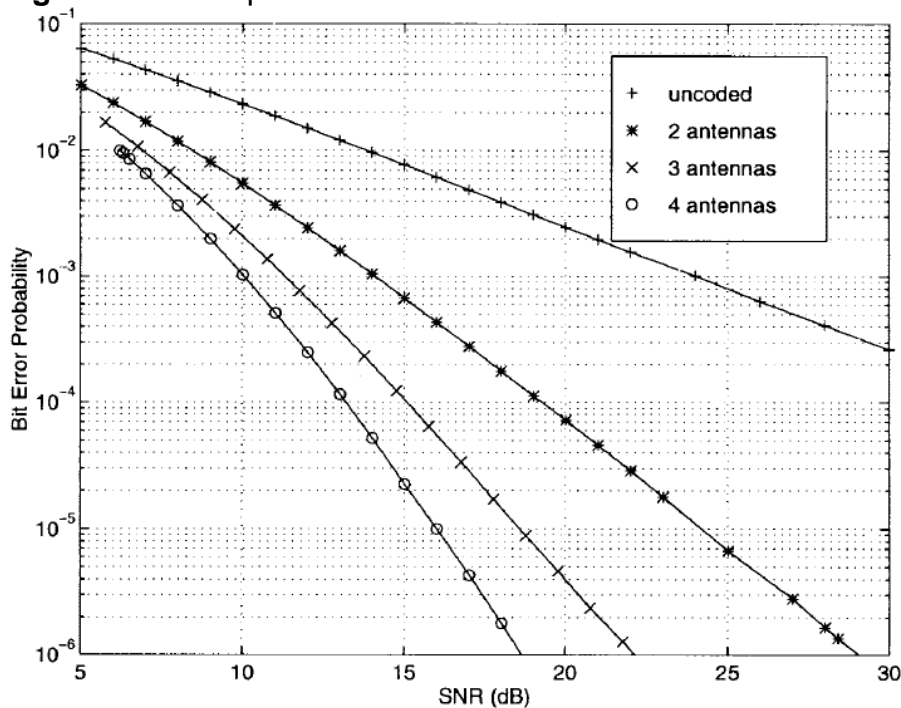
Na Figura 7 apresenta-se os resultados encontrados por Alamouti (1998) e na Figura 8 os resultados encontrados por Tarokh *et al* (1999), para a mesma esquema de transmissão e modulação BPSK.

Figura 7. Comparação de desempenho da BER de BPSK coerente com MRC e diversidade de transmissão de dois ramos no desvanecimento de Rayleigh.



Fonte: Alamouti (1998).

Figura 8. Desempenho da taxa de erro de bit.



Fonte: Tarokh *et al* (1999).

Observando a Figura 6, a curva “*No diversity*” da figura 7 e a curva “*uncoded*” da Figura 8, nota-se que as três curvas de desempenho da BER estão bem semelhantes. Desse modo, pode-se validar os resultados obtidos pela simulação, deste modo de transmissão.

4.1.2 Modo 2: MRC 1x2, $N_t = 1$, $N_r = 2$

Como visto anteriormente, este esquema de transmissão utiliza uma antena de transmissão e duas antenas para recepção, ou seja, possui diversidade e codificação no receptor. Na Figura 6, observa-se a curva de desempenho da BER, para este esquema, obtida via simulação.

Comparando as curvas “Sem Diversidade” e “MRRC 1x2” da Figura 6, é possível verificar uma melhoria considerável no desempenho da BER, principalmente em valores altos da SNR, onde é possível calcular a ordem da diversidade do sistema.

Observando a curva “MRRC 1x2” da Figura 6 e a curva “MRRC (1 Tx, 2 Rx)” da Figura 7, nota-se que as duas curvas de desempenho da BER estão bem semelhantes. Desse modo, pode-se novamente validar os resultados obtidos pela simulação.

4.1.2 Modo 3: Esquemas de Alamouti

O esquema de Alamouti pode variar de um até N receptores. Neste trabalho, foram estudados os dois esquemas, os mesmos apresentados por Alamouti, ou seja, o primeiro esquema com $N_t = 2$ e $N_r = 1$, e o segundo esquema com $N_t = 1$ e $N_r = 2$.

Comparando os resultados apresentados na curva “Alamouti 2x1” da Figura 6, com a curva “*New scheme (2 Tx, 1 Rx)*” da Figura 7 e a curva “*2 antennas*” da Figura 8, verifica-se que as três curvas são bem semelhantes. Desse modo, podemos novamente validar os resultados obtidos pela simulação. Após a validação dos resultados, é inevitável a comparação do esquema MRC com o esquema de Alamouti 2x1, tal comparação pode ser realizada na Figura 6.

Observando as curvas “MRC 1x2” e “Alamouti 2x1” na Figura 6, nota-se que o esquema de Alamouti 2x1 é 3 dB pior do que o esquema MRC, pois para que ambos possuam o mesmo valor da BER, o esquema de Alamouti precisa de uma SNR maior em 3 dB. Apesar de possuírem a mesma ordem de diversidade, isso já era esperado,

como visto em Alamouti (1998). Esse desempenho inferior do esquema de Alamouti é consequência da divisão da potência de transmissão entre as duas antenas transmissoras, ou seja, cada antena transmissora possui metade da potência, desse modo é garantido que a potência total de transmissão é igual no caso do esquema MRC que possui apenas uma antena transmissora. De acordo com Alamouti (1998), uma redução de 3 dB na potência de transmissão, significa uma redução no custo dos amplificadores de potência utilizados, o que é um fator muito importante e desejável em alguns casos.

Analisando os resultados apresentados na curva “Alamouti 2x2” da Figura 6, com a curva “*New scheme (2 Tx, 2 Rx)*” da Figura 7, nota-se que as duas curvas são bem semelhantes. Sendo assim, podemos validar os resultados obtidos pela simulação para o segundo esquema de Alamouti ($N_t = 2, N_r = 2$). Desse modo, podemos comparar o segundo esquema com o primeiro ($N_t = 2, N_r = 1$).

Observando a Figura 6, nota-se que o desempenho da BER do esquema de Alamouti com duas antenas receptoras melhorou em relação ao esquema com apenas uma antena receptora. Tal melhora no desempenho pode ser observada principalmente com elevados valores da SNR, onde a ordem da diversidade pode ser calculada com a equação 2.3.

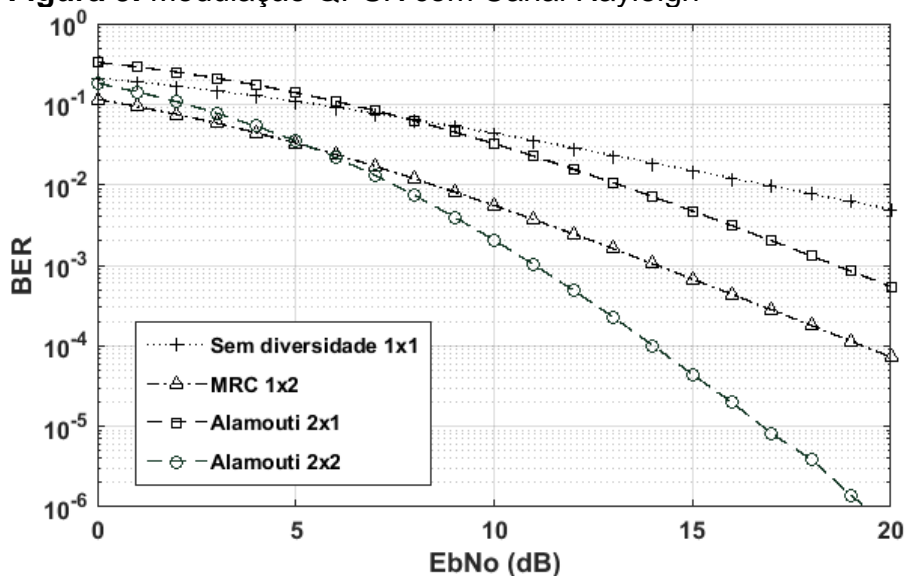
De acordo com Lisboa (2011), a curva do esquema com um antena de recepção apresenta ordem de diversidade igual a $D_{1Nr} = N_t \times N_r = 2$, e o esquema com duas antenas de recepção apresenta ordem igual a $D_{2Nr} = N_t \times N_r = 4$. Sendo assim, conclui-se que a diferença de desempenho entre os dois sistemas é devida a um ganho de diversidade do esquema com duas antenas receptoras em relação ao esquema com apenas uma. O aumento na ordem de diversidade aumenta a inclinação na curva da BER, ou seja, melhora o desempenho da curva da BER.

4.2 RESULTADOS UTILIZANDO MODULAÇÃO QPSK

Após a comparação e validação dos resultados utilizando a modulação BPSK, dos quatro esquemas de transmissão, é possível alterar a modulação e realizar uma nova análise, bem como uma comparação do desempenho da BER com as diferentes modulações.

Na Figura 9 apresenta-se os 4 esquemas de transmissão já utilizados, porém agora com modulação QPSK.

Figura 9. Modulação QPSK com Canal Rayleigh



Fonte: Autoria própria (2018).

Observando as Figuras 6 e 9, a partir de aproximadamente 7 dB, percebe-se que a relação entre as curvas da BER dos esquemas utilizados continuou a mesma, confirmando mais uma vez a melhora de desempenho promovida pelo ganho de diversidade. Nota-se também que com a modulação QPSK o desempenho foi um pouco inferior, em torno de 3 a 4 dB, isso decorre da diferença de *bits* por símbolos enviados em cada modulação, QPSK são enviados 2 *bits* por símbolo e BPSK é enviado apenas 1 *bit* por símbolo, ou seja, a probabilidade de errar um *bit* é maior quando utilizada a modulação QPSK, entretanto a taxa de transmissão de dados é maior, o que pode ser algo desejável em alguns casos, mesmo com o desempenho inferior, como visto anteriormente.

5 CONCLUSÃO

Os sistemas de comunicações sem fio buscam permanente por altas taxas de transmissão de dados, sempre visando utilizar as taxas com uma qualidade de serviço dentro das especificações que permitam confiabilidade na transmissão de dados. Isto significa maior eficiência espectral e simultaneamente maior fortalecimento no canal sem fio. Para o primeiro ponto foram mencionados os sistemas de multiplexação espacial, dentro dos sistemas MIMO. Com relação à proteção dos dados no desafiador meio sem fio, foram citados os sistemas de diversidade.

A tecnologia MIMO vem oferecer principalmente dois tipos de ganhos: ganho de diversidade espacial, que através da exploração do domínio espacial permite combater os efeitos do desvanecimento multi-percurso; ganho de multiplexagem espacial, que aumenta a capacidade de transmissão sem recorrer a qualquer aumento da largura de banda ou da potência de transmissão.

Um dos modos de aumentar a diversidade de um sistema foi visto no esquema de MRC, o qual utiliza diversidade na recepção e possui bons resultados no desempenho da BER. Entretanto, possui algumas limitações como a difícil implementação, devido ao algoritmo de atribuição dos pesos aos sinais e a necessidade de compensação da fase de cada um dos sinais para que a soma destes seja coerente.

A codificação de Alamouti, outro modo e objetivo principal deste estudo, é uma codificação espaço-temporal, através da qual se consegue obter uma ordem de diversidade espacial máxima utilizando apenas processamento linear. Possui simplicidade no processo de decodificação e potência de transmissão unitária, porém não suporta sistemas com mais de duas antenas de transmissão. Isto acaba impossibilitando sua utilização para os sistemas que requerem mais antenas transmissoras, com objetivo de atingir uma taxa de transmissão e ordem de diversidade maior.

De acordo com os resultados obtidos após as simulações do código de Alamouti, foi possível notar as diferenças no desempenho do código de Alamouti com $N_r = 1$ antena de recepção e $N_t = 2$ antenas de recepção. Observou-se que o segundo esquema obtém um melhor desempenho e uma maior ordem de diversidade em relação ao primeiro esquema. Percebeu-se também que o incremento do número de antenas receptoras produz uma melhora da BER, e as modulações de níveis mais

elevados apresentam piores valores de BER para SNR mais elevadas, entretanto aumentam a taxa de transmissão de dados.

De um modo geral, com este trabalho foi possível compreender as características, particularidades e dificuldades dos sistemas de transmissão sem fio, bem como as técnicas comumente utilizadas para melhorar o desempenho da transmissão de dados. Também foi possível compreender a importância da tecnologia MIMO, da determinação do canal de transmissão e dos esquemas clássicos de transmissão. Também foi apresentada a modelagem matemática que possibilitou o entendimento dos tópicos estudados.

Por fim, foi possível concluir que os sistemas de transmissão possuem um grande desafio, o de atender as expectativas dos usuários na qualidade e alta demanda na taxa de transmissão de dados. Ao mesmo tempo, devem buscar um equilíbrio entre seus principais parâmetros, os quais são: potência de transmissão, largura de banda, taxa de transmissão e quantidade de antenas utilizadas.

Tais parâmetros são regulamentados e interferem diretamente no custo da transmissão. Um possível trabalho neste sentido seria relacionar os parâmetros apresentados de modo a alcançar um melhor custo benefício. Outra forma de abordar este mesmo tema seria a utilização de outras modelagens de canal como Rice e Nakagami, ou a utilização de diferentes topologias de transmissão como a OFDM.

REFERÊNCIAS

- ARAGÓN, JOSÉ R. C. **Um Estudo Sobre o Impacto da Codificação Espaço-Temporal e da Multiplexação em Sistemas de Comunicação Sem Fio**. 2006. 103 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Paraná, Curitiba, 2006.
- ALAMOUTI, Siavash M. A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications. **IEEE JOURNAL ON SELECT AREAS IN COMMUNICATIONS**. v 16, n 8, out. 1998.
- ATAIDES, K. P. **Análise de Desempenho de Diversidade de Multiusuário com Modulação Adaptativa em Canais em Desvanecimento**. 2015. 61 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade de Brasília, Brasília, 2015.
- CARAZZA, Vitor A. de. **Capacidade e Predição de Canais sem Fio em Ondas Milimétricas Para Redes Celulares de Quinta Geração**. 2015. 67 f. Trabalho de Graduação (Engenheiro de Redes de Comunicação) – Universidade de Brasília, Brasília, 2015
- CHIELLA, Charlene S. **Utilização de Múltiplas Antenas no Padrão IEEE 802.16**. 2008. 50 f. Monografia (Tecnólogo em Sistemas de Telecomunicações) – Centro Federal de Educação Tecnológica de Santa Catarina, São José, 2008.
- DIAS, Cláudio F. **Esquema de Transmissão Alamouti Implementado em Rádio Definido por Software**. 2011. 87 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2011.
- JANKIRAMAN, M., **Space-Time Codes and MIMO Systems**, Artech House, Boston-London, UK, 2004
- KESSLER, Marcelo S. **Estudo de Múltiplas Antenas para Sistemas de Comunicação Móvel**. 2009. 48 f. TCC (Bacharel em Engenharia Elétrica) – Universidade de Brasília, Brasília, 2009.

LATHI, B. P.; Dhin, Z. **Sistemas de Comunicações Analógicos e Digitais Modernos**. 4. ed. Tradução de Souza J. R., Revisão Técnica de Nalon, J. A. Rio de Janeiro: LTC, 2012.

LISBOA, F. A. **Esquemas Espaço-Temporais em Sistemas de Comunicação MIMO**. 2011. 81 f. Monografia (Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual de Londrina, Londrina, 2011.

PUNNOSE, Ratish J. et all. **Efficient Simaltion of Ricean Fading whitin a Packet Simulator**. Vehicular Tecnology Conference.2000.

ROCHOL, J. **Sistemas de comunicações sem fio: conceitos e aplicações**. Instituto de Informática UFRGS, Porto Alegre, Bookman, 2018.

Rysavy Research. **LTE to 5G: Cellular and Broadband Innovation**. 5G Américas. Ago 2017.

SILVA, Lígia M. L. da. **Valorização das Amostras Aplicada à Simulação de Sistemas de Comunicação Digital em Canal AWGN, Rayleigh e com Códigos de Bloco**. 2008. Dissertação (Mestrado em Telecomunicações) - Instituto Nacional de Telecomunicações, Santa Rita do Sapucaí, 2008.

SILVA, Jorge T. P. M. da. **Receptor MIMO em FPGA baseado no esquema de Alamouti**. 2011. 122 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Eletrônica e Telecomunicações) – Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, Lisboa, 2011.

SILVA, Vanderlei A. da. **Modelagem Computacional de Canais de Comunicação Móvel**. 2004. 177 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2004.

SOUZA, Reginaldo N. de. **Modulação Espacial em Sistemas de Comunicação sem Fio: Compromisso Complexidade-Desempenho**. 2013. 80 f. Dissertação

(Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual de Londrina, Londrina, 2013.

TAROKH, V. Jafarkhani, H. and Calderbank, A. R. "Space-time block coding for wireless communications: performance results". **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, v. 17, n 3, mar 1999.

APÊNDICE A

Scripts utilizados para simulação dos esquemas de transmissão com canal AWGN.

A.1 Esquema de transmissão sem diversidade

```

%% 1x1
clear
close all
format short
format compact
clc

%% Parâmetros para simulação
M = 2; % Ordem da modulação PSK
Nbps = log2(M); % Numero de bits por simbolo
EbNo = (0:10); % Valores de EbNo
SNR = EbNo+10*log10(Nbps); % Valore de SNR
errmin = 100; % Minimo de bits errados para
cálculo da BER
block = 2^6; % Numero de simbolos por itercao
maxiter = 1e8; % Numero maximo de iteracoes

%% Criando arquivo de saida
RES = fopen('1x1.dat','w+');

%% Simulação
for i = 1:length(SNR)
    err = 0; % Erro inicial igual
    a 0
    iter = 0; % Número de iterações
    while err<errmin && iter<maxiter % Loop para mínimo de
    erros
        iter = iter+1;
        % Transmissão
        tbits = randi([0 1],Nbps,block); % Criando sinal
        x =
        qammod(tbits,M,'InputType','bit','UnitAveragePower',true);
        % Canal
        h = exp(1i*2*pi*rand(1)); % Criando canal
        r = x*h; % Passando sinal pelo canal
        r = awgn(r,SNR(i),'measured'); % Adicionando o ruído

        % Receptor
        y = r*conj(h); % Equalizador
        rbits =
        qamdemod(y,M,'UnitAveragePower',true,'OutputType','bit');
        [n,~] = biterr(tbits,rbits); % Calculando erros
        err = err+n;
    end
end

```



```

    end
    if iter>=maxiter
        break
    end
    empber = err/(iter*block*Nbps);          % Calculando BER
    fprintf(RES, '%d\t%.15e\n',EbNo(i),empber); % Gravando
    dados no arquivo
    fprintf('%d\n',i)

    if empber<=1e-6
        break
    end
end

end

%% Fechando o arquivo
fclose('all');

```

A.2 Esquema de transmissão MRC 1x2

```

%% MRC 1x2
clear
close all
format short
format compact
clc

%% Parâmetros da simulação
M = 2;          % Ordem da modulação PSK
Nbps = log2(M); % Numero de bits por simbolo
EbNo = (0:10); % Valores de EbNo
SNR = EbNo+10*log10(Nbps); % Valore de SNR
errmin = 100;  % Minimos de bits errados para
cálculo da BER
block = 2^9;   % Numero de simbolos por itercao
maxiter = 1e10; % Numero maximo de iterações

%% Criando arquivo de saida
RES = fopen('1x2.dat','w+');

%% Simulação
for i = 1:length(SNR)
    err = 0; % Erro inicial igual
    a 0
    iter = 0; % Número de iterações
    while err<errmin && iter<maxiter % Loop para mínimo de
    erros
        iter = iter+1;
        % Transmissao
        tbits = randi([0 1],Nbps,block); % Criando sinal
        x =
        gammod(tbits,M,'InputType','bit','UnitAveragePower',true);
    end
end

```

```

        % Canal
        h1 = exp(1i*2*pi*rand(1,length(block)))/sqrt(2);
%Canal entre %antena T e R1
        h2 = exp(1i*2*pi*rand(1,length(block)))/sqrt(2);
%Canal entre %antena T e R2
        % Recepção
        r1 = awgn(x.*h1,SNR(i),'measured');
        r2 = awgn(x.*h2,SNR(i),'measured');
        % Receptor
        y = (conj(h1).*r1 + conj(h2).*r2);
        rbits =
qamdemod(y,M,'UnitAveragePower',true,'OutputType','bit');
        [n,~] = biterr(tbits,rbits);          % Calculando número
de erros
        err = err+n;
    end
    if iter>=maxiter
        break
    end
    empber = err/(iter*block*Nbps);          % Calculando a BER
    fprintf(RES,'%d\t%.15e\n',EbNo(i),empber); % Gravando
dados no arquivo

    if empber<=1e-6
        break
    end
end

%% Fechando arquivo de saida
fclose('all');

```

A.3 Esquema de transmissão de Alamouti 2x1

```

%% MRC 1x2
clear
close all
format short
format compact
clc

%% Parâmetros da simulação
M = 2; % Ordem da modulação PSK
Nbps = log2(M); % Numero de bits por simbolo
EbNo = (0:5); % Valores de EbNo
SNR = EbNo+10*log10(Nbps); % Valore de SNR
errmin = 100; % Minimos de bits errados para
cálculo da BER
block = 2; % Numero de simbolos por iterção
maxiter = 1e8; % Numero maximo de iterações

```

```

%% Criando arquivo de saida
RES = fopen('2x1.dat','w+');

%% Simulação
for i = 1:length(SNR)
    err = 0; % Erro inicial igual a 0
    iter = 0; % Número de iterações
    while err<errmin && iter<maxiter % Loop para erro mínimo
        iter = iter+1;
        % Transmissao
        tbits = randi([0 1],Nbps,block); % Criando sinal
        x =
        gammod(tbits,M,'InputType','bit','UnitAveragePower',true);
        % Sinais enviados pela Antena T1
        s_T1 = zeros(1,length(x));
        s_T1(1:2:end) = x(1:2:end); %Posições impares
        [S1,0,S3,0,S5 ...]
        s_T1(2:2:end) = -conj(x(2:2:end)); %Posições pares
        conjugadas %[S1,-S2*,S3,-S4*,S5,-S6* ...]

        % Sinais enviados pela Antena T2
        s_T2 = zeros(1,length(x));
        s_T2(1:2:end) = x(2:2:end); %Posições pares
        [S2,0,S4,0,S6 ...]
        s_T2(2:2:end) = conj(x(1:2:end));%Posições impares
        conjugadas %[S2,S1*,S4,S3*,S6,S5* ...]

        % Canal
        h1 = exp(1i*2*pi*rand(1)); %Canal entre antena T1 e R
        h2 = exp(1i*2*pi*rand(1)); %Canal entre antena T2 e R
        % Aplicando o canal
        T1 = s_T1*h1;
        T2 = s_T2*h2;
        % Matrix de Alamouti
        M_A = [T1;T2];
        % Recepção
        R = sum(M_A,1);
        r1 = zeros(1,length(x)/2);
        r2 = r1;
        r1(1:1:end) = R(1:2:end);
        r2(1:1:end) = R(2:2:end);
        r1 = awgn(r1,SNR(i),'measured');
        r2 = awgn(r2,SNR(i),'measured');
        % Combinador
        y = [r1;conj(r2)];
        % Canal combinador
        HC = [conj(h1) h2;
              conj(h2) -h1];
    end
end

```

```

        y12 = (HC*y)/2;
        yf = zeros(1,length(x));
        yf(1:2:end) = y12(1,1:1:end);
        yf(2:2:end) = y12(2,1:1:end);
        rbits =
gamdemod(yf,M,'UnitAveragePower',true,'OutputType','bit');
        [n,~] = biterr(tbits,rbits);      % Calculando erros
        err = err+n;
    end
    if iter>=maxiter
        break
    end
    empber = err/(iter*block*Nbps);      % Calculando a BER
    fprintf(RES,'%d\t%.15e\n',EbNo(i),empber);

    if empber<=1e-6
        break
    end
end

end

%% Close output file
fclose('all');

```

A.4 Esquema de transmissão de Alamouti 2x2

```

%% Alamouti 2x2
clear
close all
format short
format compact
clc

%% Parâmetros da simulação
M = 2; % Ordem da modulação PSK
Nbps = log2(M); % Número de bits por simbolo
EbNo = (0:10); % Valores de EbNo
SNR = EbNo+10*log10(Nbps); % Valore de SNR
errmin = 100; % Numero minimos de bits errados
para estimacao da BER
block = 2; % Número de simbolos por iterção
maxiter = 1e8; % Número maximo de iterações

%% Criando arquivo de saida
RES = fopen('2x2.dat','w+');

%% Simulação
for i = 1:length(SNR)
    err = 0;
    iter = 0;
    while err<errmin && iter<maxiter
        iter = iter+1;

```

```

% Transmissao
tbits = randi([0 1],Nbps,block);
x =
gammod(tbits,M,'InputType','bit','UnitAveragePower',true);
% Sinais enviados pela Antena T1
s_T1 = zeros(1,length(x));
s_T1(1:2:end) = x(1:2:end); %Posições impares
[S1,0,S3,0,S5 ...]
s_T1(2:2:end) = -conj(x(2:2:end)); %Posições pares
conjugadas %[S1,-S2*,S3,-S4*,S5,-S6* ...]
% Sinais enviados pela Antena T2
s_T2 = zeros(1,length(x));
s_T2(1:2:end) = x(2:2:end); %Posições pares
[S2,0,S4,0,S6 ...]
s_T2(2:2:end) = conj(x(1:2:end)); %Posições impares
conjugadas %[S2,S1*,S4,S3*,S6,S5* ...]
% Canal
h1 = exp(1i*2*pi*rand(1)); %Canal entre antena T1 e
R1
h2 = exp(1i*2*pi*rand(1)); %Canal entre antena T2 e
R1
h3 = exp(1i*2*pi*rand(1)); %Canal entre antena T1 e
R2
h4 = exp(1i*2*pi*rand(1)); %Canal entre antena T2 e
R2
% Aplicando o canal
T11 = s_T1*h1;
T21 = s_T2*h2;
T12 = s_T1*h3;
T22 = s_T2*h4;
% Matrix de Alamouti
M_A1 = [T11;T21];
M_A2 = [T12;T22];
% Recepção
R12 = sum(M_A1,1);
R34 = sum(M_A2,1);
r1 = zeros(1,length(x)/2);
r2 = r1;
r1(1:1:end) = R12(1:2:end);
r2(1:1:end) = R12(2:2:end);
r3 = r2;
r4 = r3;
r3(1:1:end) = R34(1:2:end);
r4(1:1:end) = R34(2:2:end);
r1 = awgn(r1,SNR(i),'measured'); % Adicionando o ruído
r2 = awgn(r2,SNR(i),'measured');
r3 = awgn(r3,SNR(i),'measured');
r4 = awgn(r4,SNR(i),'measured');
% Combinador
y = [r1;conj(r2);r3;conj(r4)];
% Canal combinador

```

```

        HC = [conj(h1) h2 conj(h3) h4;
              conj(h2) -h1 conj(h4) -h3];
        y12 = (HC*y)/4;
        yf = zeros(1,length(x));
        yf(1:2:end) = y12(1,1:1:end);
        yf(2:2:end) = y12(2,1:1:end);
        % Demodulando
        rbits =
qamdemod(yf,M,'UnitAveragePower',true,'OutputType','bit');
        [n,~] = biterr(tbits,rbits);
        err = err+n;
    end
    if iter>=maxiter
        break
    end
    empber = err/(iter*block*Nbps);          % Calculando a BER
    fprintf(RES,'%d\t%.15e\n',EbNo(i),empber);

    if empber<=1e-6
        break
    end
end
end

%% Fechando arquivo
fclose('all');

```

APÊNDICE B

Scripts utilizados para os esquema de transmissão com canal de Rayleigh.

B.1 Função que calcula BER para o esquema sem diversidade e MRC

```
function BER1m = mrc_psk(nR, M, frLen, numPackets, EbNo)
% MRC para 1xM antena
%% Parâmetros para simulação
% Criando os objetos comm.PSKModulator e comm.PSKDemodulator
P = M; % Ordem da modulação
pskMod =
comm.PSKModulator('ModulationOrder',M,'BitInput',true);
pskDemod =
comm.PSKDemodulator('ModulationOrder',M,'BitOutput',true,'OutputDataType','double');

% Criando objeto comm.AWGNChannel
chan = comm.AWGNChannel('NoiseMethod','Signal to noise ratio (Eb/No)','SignalPower',1);

% Criando objeto para cálculo da BER comm.ErrorRate
errorCalc = comm.ErrorRate;

%% Pre-allocando variáveis
ber_MaxRatio = zeros(3,length(EbNo));
h = waitbar(0, 'Porcentagem Completada');
set(h, 'name', 'Por favor aguarde...');
wb = 100/length(EbNo);

% Loop para Valores de EbNo
for idx = 1:length(EbNo)
    reset(errorCalc);
    chan.EbNo = EbNo(idx); % Passando valor de EbNo para o canal

    % Loop para o número de pacotes
    for packetIdx = 1:numPackets
        % Gerando o sinal
        data = randi([0 1], log2(M)*frLen, 1);
        % Modulando
        tx = pskMod(data);
        % Repetindo para todas as Rx antenas
        tx_M = tx(:, ones(1,nR));
        % Criando canal Rayleigh
        H = (randn(length(tx_M), nR) + 1i*randn(length(tx_M), nR))/sqrt(2);
        % Recebendo sinal para cada antena Rx
        r = chan(H.*tx_M);
        % Combinador
        z = sum(r .* conj(H), 2);
        % Demodulando
```

```

        demod1m = pskDemod(z);
        % Determinando valores da BER para cada EbNo
        ber_MaxRatio(:,idx) = errorCalc(data, demod1m);
    end

    str_bar = [num2str(wb) '% Completado'];
    waitbar(wb/100, h, str_bar);
    wb = wb + 100/length(EbNo);
end
BER1m = ber_MaxRatio(1,:);
close(h);
% [EOF]

```

B.2 Função para calculo da BER do esquema de Alamouti

```

function BER2m = alamouti_psk(nR, M, frLen, numPackets, EbNo)
% Alamouti para 1 e 2 antenas receptoras
%% Parametros da simulação
P = M;          % Ordem da modulação
N = 2;          % Numero de antenas transmissoras
rate = 1;       % Taxa de transmissão STBC
blkLen = 2;     % Tamanho do bloco STBC

% Criando objetos comm.PSKModulator e comm.BPSKDemodulator
pskMod = comm.PSKModulator('ModulationOrder',M);
pskDemod =
comm.PSKDemodulator('ModulationOrder',M,'OutputDataType',...
'double');

% Criando objetos comm.OSTBCEncoder e comm.OSTBCCombiner
ostbcEnc = comm.OSTBCEncoder;
ostbcComb = comm.OSTBCCombiner('NumReceiveAntennas', nR);

% Criando objeto comm.AWGNChannel
chan = comm.AWGNChannel('NoiseMethod', 'Signal to noise ratio
(Eb/No)', 'SignalPower', 1);

% Criando objeto para calculo da ber comm.ErrorRate
errorCalc = comm.ErrorRate;

%% Pre-allocando variaveis
ber_Alamouti = zeros(3,length(EbNo));
h = waitbar(0, 'Percentage concluida');
set(h, 'name', 'Por favor aguarde...');
wb = 100/length(EbNo);

%% Loop para valores de EbNo
for idx = 1:length(EbNo)
    reset(errorCalc);
    chan.EbNo = EbNo(idx);

```



```

% Loop para número de pacotes
for packetIdx = 1:numPackets
    % Gerando sinal
    data = randi([0 P-1], frLen, 1);
    % Modulando
    tx = pskMod(data);
    % Codificação de Alamouti
    txEnc = ostbcEnc(tx);
    % Criando canal de Rayleigh
    H = (randn(frLen/rate/blkLen, N, nR) + ...
        1i*randn(frLen/rate/blkLen, N, nR))/sqrt(2);
    % Canal constante para periodo de 1 simbolo
    H = H(kron((1:frLen/rate/blkLen),
ones(blkLen,1)), :, :);
    % Normalizando a potência do sinal
    chanOut = squeeze(sum(H .* repmat(txEnc, [1,1,nR]),
2))/sqrt(N);
    % Adicionando o ruído
    rxSig = chan(chanOut);
    % Combinador de Alamouti
    rxDec = ostbcComb(rxSig, H);
    % Demodulando
    demod2m = pskDemod(rxDec);
    % Determinando valores da BER para cada EbNo
    ber_Alamouti(:,idx) = errorCalc(data, demod2m);
end

str_bar = [num2str(wb) '% Completo'];
waitbar(wb/100, h, str_bar);
wb = wb + 100/length(EbNo);
end

BER2m = ber_Alamouti(1,:);
close(h);
% [EOF]

```

B.3 Programa principal

```

%% BER 1x1 1x2 2x1 2x2

clear
close all
format short
format compact
clc

%% Parametros

frLen = 100;           % Tamanho do frame
numPackets = 1000;    % Número de pacotes
EbNo = 0:1:10;        % Valores de EbNo

```

```
M = 2;                                % Ordem da Modulação

ber11 = mrc_psk(1,M,frLen,numPackets,EbNo);
ber12 = mrc_psk(2,M,frLen,numPackets,EbNo);
ber21 = alamouti_psk(1,M,frLen,numPackets,EbNo);
ber22 = alamouti_psk(2,M,frLen,numPackets,EbNo);
```