



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Departamento de Engenharia Elétrica
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Dissertação de Mestrado

**Diversidade de Modulação Aplicada a Canais
com Múltiplos Percursos**

Raphael Tavares de Alencar

Marcelo Sampaio de Alencar
Orientador

Campina Grande
Agosto de 2014

Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Departamento de Engenharia Elétrica
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Diversidade de Modulação Aplicada a Canais com Múltiplos Percursos

Raphael Tavares de Alencar

Dissertação de Mestrado submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Informação/Comunicações.

Marcelo Sampaio de Alencar
Orientador

Campina Grande
©Raphael Tavares de Alencar

Agradecimentos

Agradeço à minha mãe, Silvana, à minha avó Guia e aos meus irmãos, Marcella e Thiago. Que jamais desvançam.

Sou vastamente grato aos professores Waslon T. A. Lopes e Marcelo S. de Alencar, pela orientação e paciência que diminuem as taxas de erros.

À constelação de amigos e colegas do Iecom, sempre solícitos e inspirados, Ísis, Raissa, Felipe, Rafael, Paulo, Daniel, Fabrício, Danilo, Portela. Agradecimentos especiais também a Matheus, ponto fora da curva.

À fortuita diversidade de companheiros, Yonatha, Daphne, Camila, Tiago e Fabrício.

Agradecimentos a Ângela, a Adail, a Tchai e a Pedro, cujas interferências são sempre positivas.

Agradeço aos professores José Ewerton, Wamberto, Jerônimo que se fazem presentes nos múltiplos percursos de minha vida acadêmica.

E certamente faço a transmissão de meus agradecimentos ao Iecom, à Copele, ao CNPq e à UFCG.

“O degrau da escada não foi inventado para repousar, mas apenas para sustentar o pé o tempo necessário para que o homem coloque o outro pé um pouco mais alto.”

—ALDOUS HUXLEY

Resumo

O canal sem fio tem características de desvanecimento devido ao multipercurso, visto que há reflexões e espalhamentos ao longo do caminho percorrido pelo sinal. O desvanecimento é considerado uma das principais causas de degradação do desempenho em um sistema de comunicações móveis, visto que depende fortemente do canal em que se propaga o sinal transmitido. A diversidade de modulação é uma técnica eficiente em termos de utilização de banda de frequência, que consiste na rotação da constelação do sinal digital transmitido, associado ao entrelaçamento das componentes de modulação em fase e em quadratura da constelação do sinal. O objetivo da diversidade em modulação é mitigar os efeitos do desvanecimento em comunicações sem fio. Esta dissertação aborda o estudo da diversidade de modulação no cenário de múltiplos raios de propagação. Os resultados apresentam simulações de cenários com múltiplos raios, isto é, o sinal é transmitido por múltiplos percursos, cada um associado a um fator de desvanecimento e um atraso aleatórios. São feitas comparações entre as taxas de erros para oito cenários com e sem interferência intersimbólica, de um a seis raios, com e sem linha de visada, para os esquemas de modulação digital 4-PSK e 8-PSK. São apresentadas as comparações entre os resultados de taxas de erros com e sem o uso da técnica de diversidade de modulação, com a intenção de avaliar o ganho desta técnica nestes cenários. Também é feita uma análise para obter o ângulo de rotação ótimo para as constelações mencionadas, considerando diferentes cenários de multipercurso. Para tanto, são empregados os conceitos de esquemas de modulação digital, múltiplos percursos, distribuições de probabilidade, canais de comunicação e técnicas de diversidade.

Palavras-chave: Desvanecimento; Múltiplos percursos; Canal de transmissão; Diversidade de modulação; Modulação digital.

Abstract

The wireless channel has characteristics of multipath fading, due to reflections and scattering that the signal suffers over the propagation path. Fading is considered one of the main causes of performance degradation of a mobile communications system, as it strongly depends on the channel through which the signal is transmitted. Modulation diversity is a bandwidth-efficient technique that consists on the rotation of the digital signal constellation, associated with the interleaving of the in-phase and quadrature modulation components. The objective of the modulation diversity technique is to mitigate the effects of fading in wireless communications. The results present simulations of multipath scenarios, that is, the signal is transmitted through multiple channels, each one associated with a stochastic fading factor and random delay. Bit error rates are evaluated and compared for eight different scenarios with and without intersymbolic interference, from one to six paths, with and without line of sight, for 4-PSK and 8-PSK digital modulation schemes. Transmission bit error rate values, with and without the use of modulation diversity are compared, as to evaluate the gain of this diversity technique for such scenarios. Also, an analysis is performed to obtain the optimum rotation angle for the mentioned constellations, considering the different multipath scenarios. In this regard, concepts of digital modulation schemes, multiple paths, probability distributions, communication channels and diversity techniques are used.

Keywords: Multipath fading; Transmission channel; Modulation diversity; Digital modulation.

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Objetivos	2
1.2	Organização do Texto	3
2	Canais com Desvanecimento	5
2.1	Modulação Digital	5
2.1.1	<i>M-Phase Shift Keying (M-PSK)</i>	6
2.1.2	<i>M-Pulse Amplitude Modulation (M-PAM)</i>	8
2.1.3	<i>M-Quadrature Amplitude Modulation (M-QAM)</i>	8
2.2	Efeitos de Multipercurso	9
2.2.1	Desvanecimento Lento	10
2.2.2	Desvanecimento Rápido	11
2.3	Distribuições do Desvanecimento	11
2.3.1	Distribuição de Rayleigh	11
2.3.2	Distribuição de Rice	15
2.3.3	Distribuição de Nakagami- <i>m</i>	19
2.4	Técnicas de Diversidade	20
2.4.1	Diversidade Espacial	20
2.4.2	Diversidade de Polarização	20
2.4.3	Diversidade de Ângulo	21
2.4.4	Diversidade de Frequência	21
2.4.5	Diversidade Temporal	21
2.4.6	Diversidade por Saltos	21
3	Diversidade de Modulação	22
3.1	Modelo do Sistema	24
3.1.1	Rotação e Entrelaçamento de Componentes	24
3.1.2	Canal com múltiplos raios	27

4	Simulações e Resultados	29
4.1	Resultados de Simulação	32
4.1.1	Interferência Intersimbólica	32
4.1.2	Perfis de Potência	33
4.1.3	Rotação do Esquema 4-PSK	36
4.1.4	Rotação do Esquema 8-PSK	40
5	Conclusões e Trabalhos Futuros	44
5.1	Trabalhos Futuros	45
5.2	Produção Acadêmica	46
	Referências Bibliográficas	47

Lista de Figuras

2.1	Diagrama de constelação, para a modulação em quadratura. $\frac{\pi}{4}$ -QPSK. O $\frac{\pi}{4}$ refere-se ao ângulo de referência, com relação ao eixo I	7
2.2	Diagrama de constelação da modulação 8-PSK.	7
2.3	Diagrama de constelação para modulação digital 4-PAM.	8
2.4	Diagrama de constelação para a modulação 16-QAM.	9
2.5	Variações de amplitude devidas ao desvanecimento rápido e ao desvanecimento lento.	11
2.6	Modelo estático de um meio aleatório.	12
2.7	Função densidade de probabilidade de Rayleigh.	15
2.8	Função cumulativa de probabilidade de Rayleigh.	15
2.9	Ilustração da propagação para o caso em que há um raio principal que chega à recepção somado a reflexões do sinal.	16
2.10	Distribuição de Rice para diferentes valores de $a^2/2\sigma^2$	18
3.1	Efeito do desvanecimento em uma das componentes da constelação $\frac{\pi}{4}$ -QPSK.	23
3.2	Constelação QPSK rotacionada transmitida por um canal apenas com ruído branco. A distância euclidiana entre os pontos não é afetada pela rotação.	24
3.3	Modelo do sistema de comunicações, com canal de transmissão sujeito a desvanecimento rápido e ruído branco aditivo.	25
3.4	Modelo do canal com multipercurso em que cada raio é associado a um fator α_i de desvanecimento e um tempo de atraso τ_i [24].	28
4.1	Modelo de sistema de comunicações com um canal sujeito a desvanecimento rápido e ruído aditivo gaussiano.	30
4.2	Modelo de canal com múltiplos percursos, em que cada percurso, i , é associado a um fator de desvanecimento diferente, α_i , e um atraso temporal τ_i	31
4.3	Curvas de BER x SNR para os perfis de 1 a 6, para um esquema 4-PSK, sem computar o efeito da interferência intersimbólica.	33
4.4	Curvas de BER x SNR para os perfis de 1 a 6, para um esquema 4-PSK, levando em conta o efeito da interferência intersimbólica.	34

4.5	Resultados dos Valores de BER <i>versus</i> SNR para o canal com múltiplos raios, dos 6 perfis de potência não-severos, sem rotação da constelação 4-PSK.	35
4.6	Resultados dos Valores de BER <i>versus</i> SNR para o canal com múltiplos raios, dos 6 perfis de potência não-severos, sem rotação da constelação 8-PSK.	35
4.7	Valores de BER para diferentes ângulos de rotação da constelação 4-PSK.	36
4.8	Valores de BER para diferentes ângulos de rotação da constelação 4-PSK, para canais com desvanecimento mais severo.	37
4.9	Valores de BER para diferentes ângulos de rotação da constelação 4-PSK, utilizando o terceiro perfil da potência (caso não-severo) no canal de múltiplos raios.	38
4.10	Valores de BER para diferentes ângulos de rotação da constelação 4-PSK, utilizando o terceiro perfil da potência (caso severo) no canal de múltiplos raios.	38
4.11	Comparação das taxas de erro para o caso em que há três raios, com atrasos aleatórios de variância 3000 símbolos e 1 símbolo, para o esquema de modulação digital 4-PSK, rotacionado em 20°	39
4.12	Valores de BER para diferentes ângulos de rotação da constelação 8-PSK, com 3 e 4 raios (caso não-severo).	40
4.13	Valores de BER para diferentes ângulos de rotação da constelação 8-PSK, para canais com desvanecimento mais severo, com 3 e 4 raios.	41
4.14	Valores de BER para diferentes ângulos de rotação da constelação 8-PSK, utilizando o terceiro perfil da potência (caso não-severo).	41
4.15	Valores de BER para diferentes ângulos de rotação da constelação 8-PSK, utilizando o terceiro perfil da potência (caso severo).	42
4.16	Comparação das taxas de erro para o caso em que há três raios, com atrasos aleatórios de variância 3000 símbolos e 1 símbolo, para o esquema de modulação digital 8-PSK rotacionado em 22°	43

Lista de Tabelas

4.1	Perfis de Potência para Múltiplos Raios.	29
-----	--	----

Lista de Siglas

Lista de Abreviaturas

ATTC	<i>Advanced Television Test Center</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
DM	Diversidade de Modulação
DVB-T2	<i>Digital Video Broadcast – Terrestrial 2nd Generation</i>
EM	Estação Móvel
ERB	Estação Radio Base
FCP	Função Cumulativa de Probabilidade
FDP	Função Densidade de Probabilidade
ISI	<i>Intersymbolic Interference</i>
LMS	<i>Least Mean Square</i>
LOS	<i>Line of Sight</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
MRC	<i>Maximum Ratio Combination</i>
NLOS	<i>Non Line of Sight</i>
PAM	<i>Pulse Amplitude Modulation</i>
PLL	<i>Phase-Lock Loop</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
WSS	<i>Wide-Sense Stationary</i>

CAPÍTULO 1

Introdução

As comunicações móveis apresentaram um grande avanço nas últimas décadas. No Brasil, em 2012, 100% dos municípios contava com serviços de comunicações móveis, e 85,3% da população tinha acesso a serviços móveis de banda larga.

EM 2013, atingiu-se um número de 1,35 acessos móveis por habitante do país, e o investimento total das empresas de serviços móveis foi de US\$ 13,4 bilhões [3].

A comunicação móvel é uma tarefa complexa, que envolve a transmissão de sinais por meio de ondas de radiofrequência. Há diversas variáveis nesse tipo de sistema que são levadas em conta, a partir do ponto em que o sinal é transmitido e deve passar pelo canal de transmissão. Além do tipo de modulação a ser utilizado pelo sistema, os efeitos do canal são essenciais no estudo da comunicação, visto que limitam a taxa de transmissão do canal [34].

Com o desenvolvimento de tecnologias de transmissão, o avanço dos sistemas digitais e sua predominância no mercado crescente de dispositivos móveis, se faz necessário o estudo de maneiras de aprimorar o desempenho do sistema. Quando não há codificação de canal, o desempenho de um esquema PSK (*Phase Shift Keying*) depende principalmente da relação sinal-ruído (SNR) [45], o que não é totalmente confiável para aplicações de comunicações digitais modernas.

O desvanecimento é considerado uma das principais causas de degradação do desempenho em um sistema de comunicações móveis, visto que depende fortemente do canal em que se propaga o sinal transmitido. Ele é basicamente um tipo de ruído multiplicativo, causado pelos obstáculos e multipercurso do sinal transmitido [5, 4].

Há várias maneiras de mitigar os efeitos do desvanecimento presente em sistemas sem fio, a fim de melhorar seu desempenho. Dentre elas, as técnicas de diversidade, modulação codificada e uso da transformada *wavelet* na codificação [24, 15, 27].

O método de diversidade consiste em repetir o sinal enviado por caminhos de rádio independentes (ou que sejam fortemente descorrelacionados), gerando redundâncias no sinal obtido na recepção, para depois associá-los de forma conveniente de modo que a informação seja recuperada e que os efeitos do desvanecimento sejam compensados [1, 39].

As principais técnicas de diversidade são [20]: espacial, de polarização, angular, frequencial, temporal, diversidade por saltos em frequência e tempo. A codificação também pode inserir redundância no sinal transmitido [40].

No caso da diversidade espacial, a informação é enviada de forma redundante por ramos diferentes, referentes a antenas diferentes espaçadas na recepção. Assim, mesmo sendo enviado apenas um sinal, devido ao espalhamento chegam ao receptor vários sinais. Cada antena é associada à soma de diferentes sinais recebidos e deve-se verificar aqueles que experimentam desvanecimentos independentes, de forma que a correlação entre os sinais seja determinada.

Por sua vez, a diversidade em frequência refere-se ao envio do mesmo sinal em duas ou mais frequências distintas. A independência entre os ramos de diversidade é obtida se as frequências das portadoras forem suficientemente espaçadas para que os desvanecimentos sejam descorrelacionados, isto é, a separação em frequência deve ser várias vezes maior que a largura de banda de coerência do canal. Isso de fato exige um espectro de frequência maior, nem sempre disponível [50]. O espalhamento espectral também pode ser considerado um tipo de diversidade em frequência [32]. Contudo, essas técnicas acabam por aumentar a banda passante, ou por diminuir as taxas de informação do sistema.

A diversidade em modulação, por sua vez, é caracterizada pela escolha criteriosa para a rotação do ângulo de referência de uma constelação M-PSK (*M-ary Phase Shift Keying*), combinada com o entrelaçamento independente das componentes dos símbolos transmitidos [24]. Esta é uma técnica eficiente em termos do uso de banda [12].

A constelação rotacionada é uma das inovações do DVB-T2 (*Digital Video Broadcast – Terrestrial 2nd Generation, 2ª Geração de Difusão Terrestre de Televisão Digital*), o mais avançado sistema de transmissão digital terrestre, sendo um atributo opcional para melhorar o desempenho em canais seletivos em frequência, eficaz em canais com desvanecimento com ou sem apagamento, e adotado para as constelações QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) com 2, 4, 16, 64 e 256 símbolos no padrão DVB-T2 [35], [30]. Constelações rotacionadas diminuem a diferença de desempenho entre as situações de canais com desvanecimento, enquanto mantém o desempenho e a capacidade para canais com ruído gaussiano branco (canais AWGN).

Alguns modelos de diversidade de modulação, para canais específicos foram pesquisados, havendo principalmente modelos de apenas um raio, isto é, o desvanecimento é modelado por um ruído multiplicativo cuja distribuição de probabilidade segue o modelo de Rayleigh [12, 22, 24, 44, 6].

1.1 Objetivos

Os sistemas de comunicações sem fio sofrem os efeitos inerentes do multipercurso e ruído no canal de transmissão, sendo sensíveis ao desvanecimento. Com o avanço dos sistemas digitais e sua atual predominância em um mercado crescente de dispositivos móveis, torna-se necessário o desenvolvimento de maneiras de aprimorar o desempenho destes sistemas.

Desta forma, ao mitigar os efeitos do desvanecimento, os sistemas sem fio podem permitir transmissões com taxas mais elevadas e reduzida perda de informação. E com constelações rotacionadas é possível explorar taxas de código mais elevadas.

O objetivo deste trabalho é estudar e verificar o desempenho da diversidade de modulação em um cenário de canal com múltiplos percursos, cada percurso associado a um fator de desvanecimento com distribuição de probabilidade de Rayleigh e um atraso aleatório com distribuição Gaussiana.

Apresenta-se um estudo comparativo dos resultados de taxas de erro de bit (*Bit Error Rate*, BER) do sistema desenvolvido em função de variações na SNR, da ordem da constelação e do ângulo de referência da constelação M-PSK.

Também, verifica-se o efeito da variação do número de raios no sistema, assim como o comportamento do sistema e da técnica de diversidade em modulação diante de cenários de multipercurso com e sem linha de visada.

1.2 Organização do Texto

Este documento encontra-se organizado da seguinte forma. O Capítulo 2 trata do desvanecimento, do canal com multipercurso, distribuições de probabilidade do desvanecimento, dos efeitos que ele causa no sinal transmitido e das formas de mitigá-lo. Inicialmente, são apresentadas técnicas de modulação digital comumente utilizadas em associação com suas constelações. Em sequência, são descritos os efeitos de multipercurso no sinal transmitido, detalhando os diferentes tipos de desvanecimento e fazendo-se uma análise probabilística do sistema. Obtêm-se as expressões para o desvanecimento de Rayleigh, Rice e Nakagami- m . Em seguida, são explicados os métodos usuais de mitigação do desvanecimento rápido, compreendendo diferentes técnicas de diversidade.

O Capítulo 3 é reservado ao detalhamento da técnica de Diversidade de Modulação e à descrição do modelo proposto para o sistema de comunicação sem fio sujeito aos múltiplos percursos. Ainda, os diferentes cenários de simulação são evidenciados, sendo caracterizados por diferentes quantidades de percursos, de um a seis, e pela severidade do cenário, com ou sem linha de visada.

No Capítulo 4 encontram-se as simulações detalhadas, os parâmetros utilizados e a análise dos resultados. Foram simulados oito cenários de multipercurso diferentes, para os esquemas de modulação digital 4-PSK e 8-PSK, variando-se a potência do transmissor, o ângulo de rotação das constelações, o número de percursos simulados, e a variância dos atrasos aplicados entre os raios. Assim como é feita a comparação com outros resultados, de modo a buscar validação dos cenários e técnicas simulados, é feita a análise dos ganhos ao utilizar a técnica de diversidade de modulação, ângulos de rotação ótimos para cada esquema e para cada cenário de múltiplos percursos.

No Capítulo 5 são apresentadas as conclusões referentes aos resultados obtidos, e são propostos trabalhos futuros relativos à pesquisa no tema da dissertação.

CAPÍTULO 2

Canais com Desvanecimento

O desvanecimento é considerado uma das principais causas de degradação de desempenho em um sistema de comunicações móveis [34]. O ruído multiplicativo, decorrência do desvanecimento, é uma das peculiaridades do sistema móvel de comunicações, e pode ser classificado em desvanecimento a longo prazo (ou lento) e a curto prazo (rápido). Este conceito é relativo ao tempo de coerência – definido como o inverso do espalhamento Doppler – que se refere ao período de tempo no qual processo de desvanecimento é correlacionado [6].

Devido ao comportamento aleatório dos dois tipos de desvanecimento, não se pode tratar seus efeitos de forma determinística, sendo então descrito estatisticamente, com distribuições de probabilidade específicas.

Nesta seção, é feito um resumo a respeito da modulação digital, de suas equações e diagramas de constelação para esquemas M -PSK, M -PAM e M -QAM. Em seguida, trata-se dos efeitos de multipercurso, indicando os tipos de desvanecimento em canais sem fio e classificando-os de acordo com as características do canal, sendo descritas as distribuições de probabilidade de Rayleigh, Rice e Nakagami- m .

Ainda, são apresentadas técnicas usuais de diversidade para a mitigação do efeito de multipercurso, detalhando a técnica de diversidade de modulação para em seguida apresentar o modelo do sistema a ser trabalhado.

2.1 Modulação Digital

O sinal modulado em quadratura, a partir de dois sinais de entrada, $b(t)$ e $d(t)$, é dado por

$$s(t) = b(t) \cos(\omega_c t + \phi) + d(t) \sin(\omega_c t + \phi), \quad (2.1)$$

em que ω_c é a frequência da portadora, ϕ é a fase da portadora, $b(t)$ é a componente em fase do sinal modulante e $d(t)$ é a componente em quadratura.

O sinal modulado em quadratura $s(t)$ pode ser também expresso como

$$s(t) = a(t) \cos(\omega_c t + \theta(t) + \phi), \quad (2.2)$$

em que $a(t) = \sqrt{b(t)^2 + d(t)^2}$ e $\theta(t) = -\arctan\left[\frac{d(t)}{b(t)}\right]$.

Em modulação digital, os sinais $b(t)$ e $d(t)$ assumem valores discretos, b_n e d_n , e representam símbolos em passos de duração T , de modo que uma sequência de símbolos pode ser escrita em termos de $b(t)$ e $d(t)$, como

$$b(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n p(t - nT), \quad (2.3)$$

$$d(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n p(t - nT), \quad (2.4)$$

de maneira que o sinal de modulação digital em quadratura tem a forma geral

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n p(t - nT) \cos(\omega_c t + \phi) + \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n p(t - nT) \sin(\omega_c t + \phi) \quad (2.5)$$

em que $p(t)$ é a função pulso definida como $p(t) = 1$ se $0 < t < T$ e $p(t) = 0$ caso contrário.

A representação do sinal modulado pode ser feita em um diagrama de constelação, em que há dois eixos, relativos às componentes em fase (I) e quadratura (Q). Na Figura 2.1 vê-se um exemplo de diagrama de constelação para um sinal $\frac{\pi}{4}$ -QPSK.

Alguns esquemas de modulação são o M -PSK, M -QAM e M -PAM, que são descritos a seguir.

2.1.1 M -Phase Shift Keying (M -PSK)

No esquema de modulação M -PSK transmite-se o sinal $s(t)$ de amplitude constante, A , alterando a fase, de forma que cada símbolo corresponde a uma fase diferente. O inteiro M corresponde ao número de pontos da constelação. Sendo assim, a separação angular entre os pontos é dada por $\frac{2\pi}{M}$. Então, para este tipo de modulação, a Equação 2.1 pode ser reescrita como

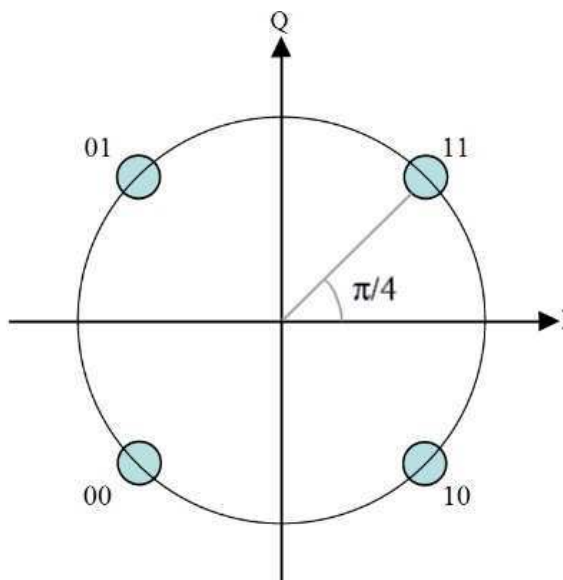


Figura 2.1 Diagrama de constelação, para a modulação em quadratura. $\frac{\pi}{4}$ -QPSK. O $\frac{\pi}{4}$ refere-se ao ângulo de referência, com relação ao eixo I

$$s(t) = A \cos \left(\omega_c t - \frac{2\pi}{M}(n-1) \right), n = 1, 2, \dots, M. \quad (2.6)$$

Na Figura 2.2 pode-se ver um exemplo da modulação 8-PSK em que a separação angular entre os pontos é $\frac{2\pi}{8} = \frac{\pi}{4}$.

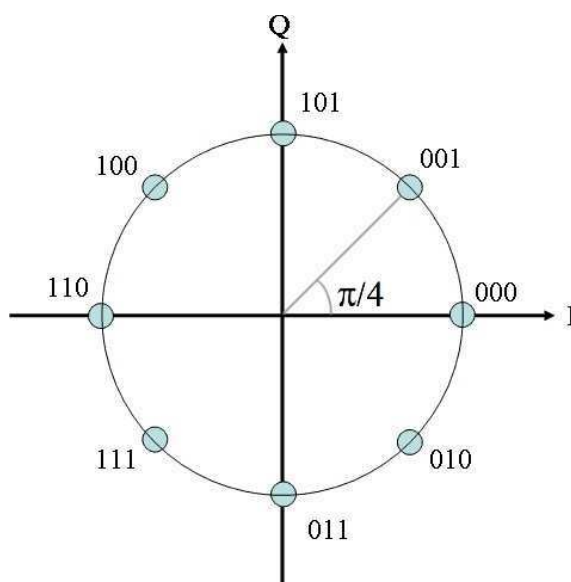


Figura 2.2 Diagrama de constelação da modulação 8-PSK.

Normalmente, os *bits* são alocados seguindo o código Gray [48], de forma que, dado um símbolo em uma sequência, os *bits* representado o símbolo seguinte e o símbolo anterior a ele diferem em apenas um dígito [51].

2.1.2 *M-Pulse Amplitude Modulation (M-PAM)*

Nesse esquema de modulação digital a informação é codificada na amplitude do sinal, havendo apenas variação em um eixo da constelação, isto é, $d_n = 0$. De forma que b_n varia em um conjunto de valores discretos. A forma geral da modulação é

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n p(t - nT) \cos(\omega_c t), b_n \in \{\pm A_1, \pm A_2, \dots, \pm A_n\}. \quad (2.7)$$

Na Figura 2.3 vê-se um exemplo de constelação para 4-PAM, em que A_n assume valores de -3, -1, 1 e 3.

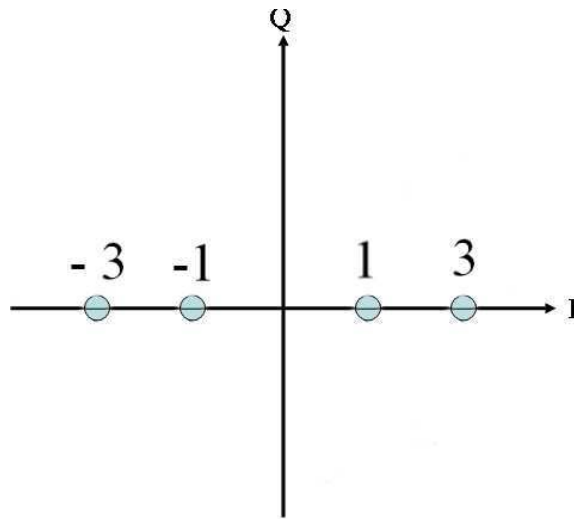


Figura 2.3 Diagrama de constelação para modulação digital 4-PAM.

2.1.3 *M-Quadrature Amplitude Modulation (M-QAM)*

A modulação em amplitude em quadratura, por sua vez, pode ser vista como a combinação de dois sinais *M-PAM*, um com portadora cosseno (sinal b_n) e outro com portadora seno (sinal d_n). O resultado é a expressão

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n p(t - nT) \cos(\omega_c t) + \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n p(t - nT) \sin(\omega_c t) \quad b_n, d_n \in \{\pm A_1, \pm A_2, \dots, \pm A_n\}. \quad (2.8)$$

Um exemplo de constelação 16-QAM pode ser visto na Figura 2.4. Neste caso, foi usado o código Gray de 4 bits e as amplitudes de b_n e d_n variam entre ± 1 e ± 3 .

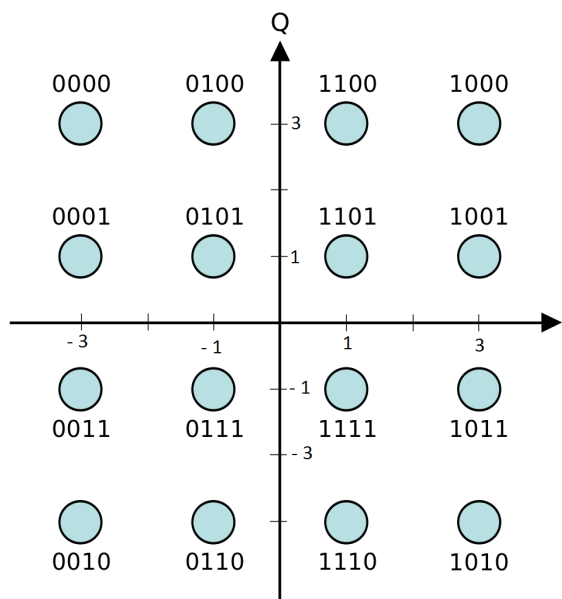


Figura 2.4 Diagrama de constelação para a modulação 16-QAM.

2.2 Efeitos de Multipercurso

O desempenho de um sistema de comunicações depende do canal pelo qual se propaga o sinal transmitido. Tipicamente, em sistemas de comunicação sem fio, o canal consiste de múltiplos percursos entre o transmissor e receptor, tendo cada percurso uma característica de atenuação e atraso própria devido às diferentes distâncias ao longo de cada caminho percorrido. Há também o efeito de sombreamento, que se refere a flutuações da potência do sinal devido a objetos obstruindo o caminho de propagação [16].

Para certos sinais transmitidos, pode haver um desvanecimento profundo, caracterizado por forte atenuação do sinal, devido ao multipercurso destrutivo, assim como os sinais de multipercurso podem se combinar de forma construtiva, resultando em amplitudes maiores. De maneira geral, a envoltória, fase e frequência de sinais recebidos em sistemas móveis variam aleatoriamente e podem ser modeladas por algumas distribuições conhecidas, essas distribuições são detalhadas nas seções de Distribuição de Rayleigh e Distribuição de Rice e Distribuição de Nakagami- m .

O canal de propagação tem também outros efeitos sobre o sinal transmitido, como a perda de propagação, relacionada à distância. E para o caso em que há uma velocidade relativa significativa entre o transmissor ou estação radiobase (ERB) e o receptor, ou estação móvel (EM), pode ser verificado o efeito Doppler, que é uma causa do desvanecimento rápido e se refere ao aparente deslocamento em frequência da portadora, quando por exemplo uma comunicação é feita com um veículo que em movimento [47].

Devido à propagação por múltiplos caminhos, as cópias do sinal chegam na recepção com tempos de propagação diferentes. Se for enviado um pulso de amplitude a , $ag(t)$, o sinal

recebido é a soma de diversos pulsos deslocados no tempo e com amplitudes variadas, inferiores à amplitude inicial devido à atenuação

$$r(t) = \sum_{i=1}^n a_i g(t - T_i),$$

em que n é o número de sinais espalhados, a_i é a amplitude do pulso recebido devido ao i -ésimo caminho e T_i é o atraso do i -ésimo impulso. Isso resulta no alargamento ou estreitamento do pulso no tempo na recepção. Quando ocorre estreitamento, diz-se que no canal há desvanecimento plano, em que a largura de banda de coerência (isto é, a banda de frequência em que o canal tem um comportamento similar) é maior que a taxa de transmissão. Quando ocorre o alargamento do pulso, normalmente há desvanecimento seletivo em frequência, em que a largura de banda de coerência é menor que a taxa de transmissão.

Na prática, o espalhamento do atraso varia de frações de microsegundos até vários microsegundos. Em áreas urbanas, os atrasos são normalmente mais longos ($> 3\mu s$) enquanto em áreas suburbanas e abertas ele é mais curto ($< 0.5\mu s$) [50]. A caracterização do espalhamento de atraso é importante para sistemas de comunicações digitais, em que a interferência intersimbólica pode ocorrer, e limita a taxa de transmissão do sistema.

O desvanecimento faz o sinal transmitido ser modulado por um ruído aleatório, causado pelos obstáculos e multipercurso. Os diferentes tipos de desvanecimento são abordados a seguir, sendo classificados como desvanecimento lento e desvanecimento rápido, de acordo com a natureza variante no tempo do canal, ou rapidez do mecanismo de desvanecimento [7, 29].

2.2.1 Desvanecimento Lento

Também chamado de desvanecimento de longo prazo, ocorre quando uma onda se propagando em um meio dispersivo é atenuada por diversos obstáculos com tamanhos e constantes dielétricas distintas [50].

Geralmente é dito que um canal introduz desvanecimento lento se a largura de banda de coerência é maior que a taxa de transmissão. Nesse caso, o canal se comporta de maneira correlacionada durante um tempo longo comparado à transmissão do símbolo. Assim, espera-se que o estado do canal se mantenha praticamente sem modificações durante o tempo em que o símbolo é transmitido. A principal degradação causada por um canal de desvanecimento lento, assim como para o desvanecimento plano, é a perda em relação sinal ruído (SNR) [43]. A função densidade de probabilidade (fdp) da envoltória de um sinal recebido com desvanecimento lento segue a distribuição normal,

$$p_R(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{r - \mu}{\sigma} \right)^2 \right], \quad (2.9)$$

em que r é a envoltória do sinal, μ é a média e σ é o desvio padrão.

2.2.2 Desvanecimento Rápido

Esse tipo de desvanecimento (conhecido também como desvanecimento de curto prazo) é consequência direta do efeito de propagação por multipercurso. O resultado é que o sinal na recepção é a soma dos sinais chegando no receptor por muitos caminhos, com amplitudes e fases aleatórias que podem reforçar, ou destruir o sinal em alguns instantes.

O termo "rápido" caracteriza os canais em que a largura de banda de coerência é menor que a taxa de transmissão, tendo uma condição na qual o canal se comporta de maneira correlacionada durante um tempo curto comparado ao tempo de símbolo. Portanto, espera-se que a característica de desvanecimento do canal mude várias vezes enquanto um símbolo é propagado, resultando em distorção do formato do pulso, o que tende a causar um limiar de taxa de erro irreduzível. Os desvanecimentos de Nakagami, Rayleigh e Rice são caracterizados como rápidos [43, 31].

Na Figura 2.5, pode-se ver as variações devidas ao desvanecimento rápido e ao desvanecimento lento para uma propagação sem fio típica.

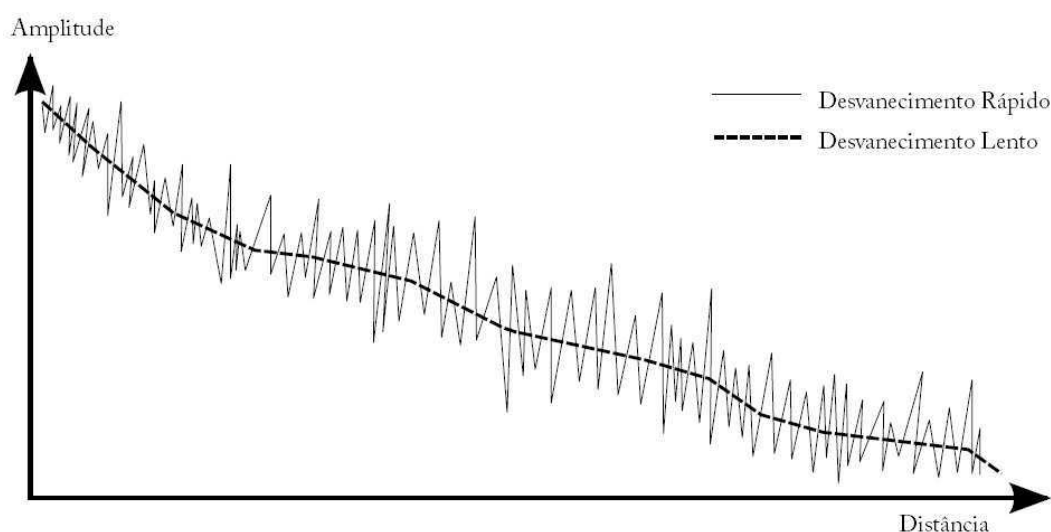


Figura 2.5 Variações de amplitude devidas ao desvanecimento rápido e ao desvanecimento lento.

2.3 Distribuições do Desvanecimento

2.3.1 Distribuição de Rayleigh

Comumente, um sinal recebido em uma EM é o resultado da combinação de sinais que se propagam por múltiplos percursos. Neste caso, não há predominância da magnitude de nenhum dos percursos. O modelo estático do meio aleatório é mostrado na Figura 2.6. Variados

mecanismos podem ser responsáveis pela propagação por multipercursos: múltiplas reflexões devido à não-homogeneidade ao longo do caminho de propagação, reflexões em descontinuidades, presença de diversos espalhadores físicos, variações de constante dielétrica, entre outros. O raio é convertido em vários raios densamente espaçados, tendo amplitudes e fases aleatórias.

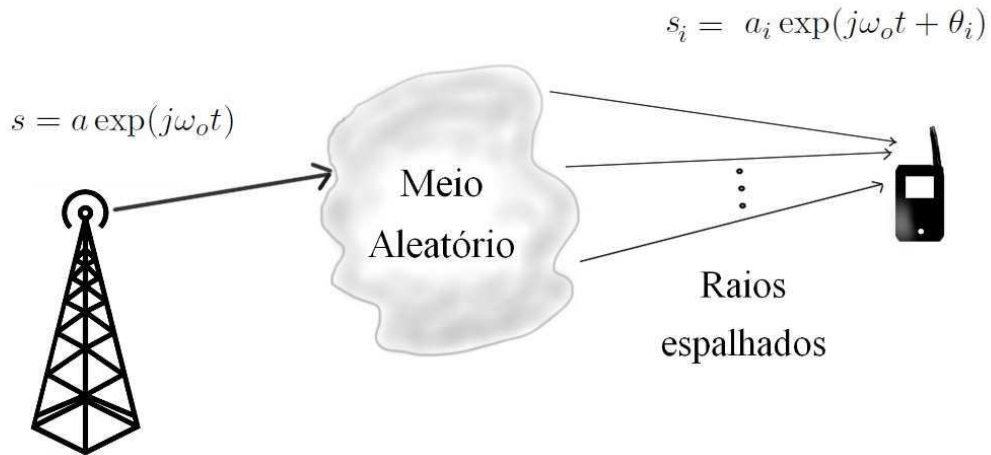


Figura 2.6 Modelo estático de um meio aleatório.

Dado o modelo apresentado, como não se conhece a distribuição das fases dos sinais espalhados, θ_i , é plausível admitir que elas são uniformemente distribuídas de 0 a 2π radianos, e que as amplitudes e fases são estatisticamente independentes umas das outras.

Assim, pode-se esperar que em dados instantes as ondas tenham a mesma fase e produzam uma interferência construtiva do sinal. Enquanto em outro instante, pode haver ter uma interferência destrutiva, resultando em um sinal de pequena amplitude [50].

A avaliação do desvanecimento com distribuição de Rayleigh serve à compreensão e comparação com a distribuição de Rice, deste modo, são determinadas as características estatísticas do desvanecimento do sinal nessas condições. Seja a portadora $s(t)$, na frequência ω_o e com amplitude a , escrita na forma exponencial

$$s(t) = a \exp(j\omega_o t). \quad (2.10)$$

O sinal real, isto é, aquele que pode ser reproduzido em um osciloscópio, é obtido tomando a parte real (ou a imaginária) do sinal complexo dado pela expressão anterior. Note ignorada a velocidade do sinal, visto que todos os raios viajam supostamente na mesma velocidade média, resultando no modelo estático do canal da Figura 2.6. Seja a_i e θ_i a amplitude e fase da i -ésima onda espalhada, respectivamente. O sinal resultante, s_r na EM é a soma das n ondas espalhadas

$$s_r(t) = \sum_{i=1}^n a_i \exp(j\omega_o t + \theta_i). \quad (2.11)$$

E de maneira equivalente, tem-se

$$s_r(t) = r \exp(j\omega_o t + \theta) \quad (2.12)$$

em que r é a envoltória aleatória do sinal recebido e

$$r \exp(j\theta) = \sum_{i=1}^n a_i \exp(j\theta_i)$$

Contudo,

$$r \exp(j\theta) = \sum_{i=1}^n a_i \cos \theta_i + j \sum_{i=1}^n a_i \sen \theta_i \triangleq x + jy. \quad (2.13)$$

Então,

$$x \triangleq \sum_{i=1}^n a_i \cos \theta_i$$

e

$$y \triangleq \sum_{i=1}^n a_i \sen \theta_i,$$

em que

$$r^2 = x^2 + y^2,$$

$$x = r \cos \theta,$$

$$y = r \sen \theta,$$

O valor de n é normalmente grande, as amplitudes individuais, a_i , são aleatórias e, como foi assumido, as fases θ_i têm distribuição uniforme. A partir do Teorema Central do Limite (que afirma que quando o tamanho da amostra aumenta, a distribuição amostral da sua média aproxima-se cada vez mais de uma distribuição gaussiana) X e Y são variáveis aleatórias gaussianas com média zero e variâncias $\sigma_x^2 = \sigma_y^2 \triangleq \sigma^2$ que é igual à soma das variâncias das amplitudes a_i .

Assim, as distribuições são [50]

$$p_X(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_X} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_X^2}\right) \quad (2.14)$$

e

$$p_Y(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_Y} \exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma_Y^2}\right). \quad (2.15)$$

Pode ser mostrado que as variáveis aleatórias x e y são independentes, sendo assim, a distribuição conjunta $p_{XY}(x, y)$ é dada por

$$p_{XY}(x, y) = p_X(x)p_Y(y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2\sigma^2}\right). \quad (2.16)$$

A distribuição $p_{R\Theta}(r, \theta)$ pode ser obtida a partir de $p_{XY}(x, y)$ pela transformação [2]

$$p_{R\Theta}(r, \theta) = |J|p_{XY}(x, y), \quad (2.17)$$

em que $|J|$ é o determinante do Jacobiano da transformação das variáveis X, Y em R, Θ , dado por

$$J = \begin{vmatrix} \partial x/\partial r & \partial x/\partial \theta \\ \partial y/\partial r & \partial y/\partial \theta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ r \sin \theta & r \cos \theta \end{vmatrix} = r. \quad (2.18)$$

Obtém-se então

$$p_{R\Theta}(r, \theta) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right). \quad (2.19)$$

E para obter a fdp $p_R(r)$, encontra-se a média de $p_{R\Theta}(r, \theta)$ na faixa de variação de θ , 0 a 2π . Então

$$p_R(r) = \int_0^{2\pi} p_{R\Theta}(r, \theta) d\theta = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), & r \geq 0 \\ 0, & r < 0 \end{cases} \quad (2.20)$$

A Equação 2.20 é função densidade de probabilidade de Rayleigh, e sua função cumulativa de probabilidade é dada por

$$P(r_o) = P(r \leq r_o) = \int_0^{r_o} p_R(r) dr = \begin{cases} 1 - \exp\left(-\frac{r_o^2}{2\sigma^2}\right), & r \geq 0 \\ 0, & r < 0 \end{cases}. \quad (2.21)$$

Os gráficos das Funções 2.20 e 2.21 são mostradas na Figura 2.7 e 2.8 [50, 34].

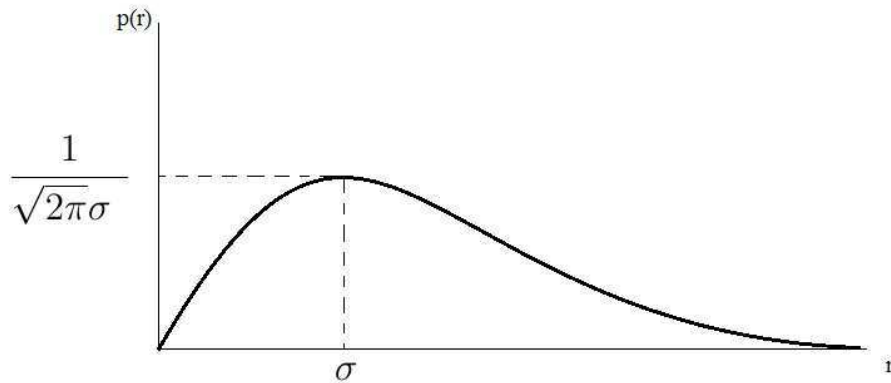


Figura 2.7 Função densidade de probabilidade de Rayleigh.

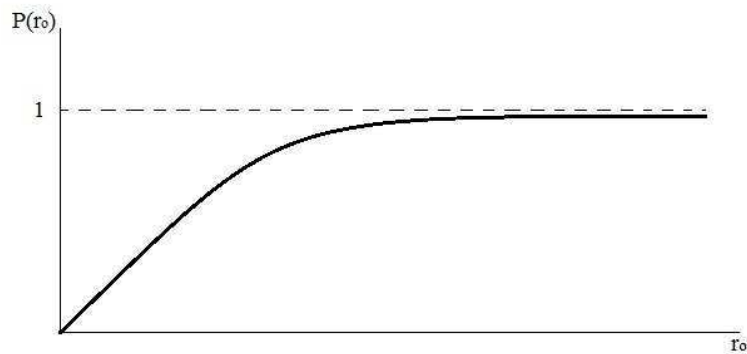


Figura 2.8 Função cumulativa de probabilidade de Rayleigh.

2.3.2 Distribuição de Rice

Foi visto que a envoltória do sinal recebido em um ambiente com propagação por múltiplos percursos, sem linha de visada, é caracterizada pela distribuição de Rayleigh. Contudo, quando há propagação com linha de visada (LOS, *Line-of-Sight*), como ilustrado na Figura 2.9, a distribuição de Rice é mais apropriada ao estimar a variação envoltória aleatória do sinal na recepção, como para o caso de comunicação ionosférica [50].

O desenvolvimento matemático para a obtenção da distribuição de probabilidade resultante é similar ao caso anterior, que resultou no desvanecimento com distribuição de Rayleigh. Para esse caso, seja o sinal recebido s_r dado pela adição do raio principal, $a \exp(j\omega_o t)$ e a soma

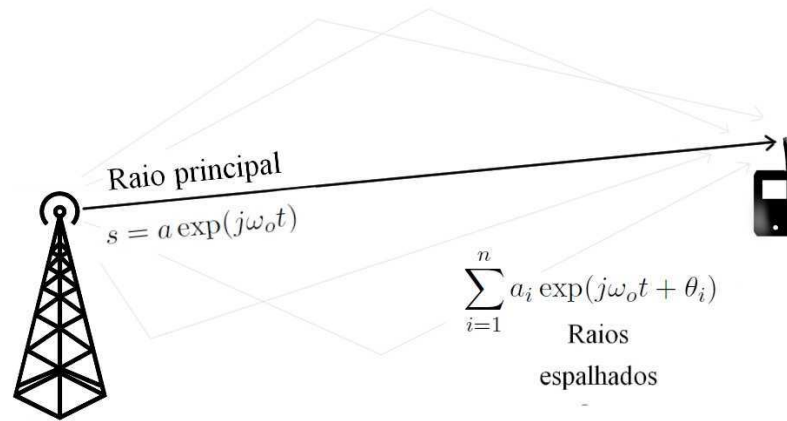


Figura 2.9 Ilustração da propagação para o caso em que há um raio principal que chega à recepção somado a reflexões do sinal.

dos raios refletidos, $\sum_{i=1}^n a_i \exp(j\theta_i)$, ou como mostrado na seção anterior, $r \exp[j(\omega_o t + \theta)]$, então

$$s_r(t) = r \exp[j(\omega_o t + \theta)] + a \exp(j\omega_o t), \quad (2.22)$$

ou, equivalentemente,

$$s_r(t) = [(x + a) + jy] \exp(j\omega_o t). \quad (2.23)$$

Nota-se que para esse caso,

$$r^2 = (x + a)^2 + y^2 \quad (2.24)$$

$$x + a = r \cos(\theta) \quad (2.25)$$

$$y = r \text{sen}(\theta) \quad (2.26)$$

Fazendo considerações similares àquelas no caso de desvanecimento Rayleigh, em que n é grande, que as amplitudes individuais a_i os θ_i têm distribuição uniforme, conclui-se pela aplicação do Teorema Central do Limite que X e Y têm distribuição gaussiana, com variâncias $\sigma_X^2 = \sigma_Y^2 \triangleq \sigma^2$. Considerando o termo $X + a$ somente, nota-se que a soma representa uma

variável aleatória gaussiana com média a e mesma variância σ . Substituindo a soma pelo novo parâmetro X' ,

$$x' = x + a,$$

tem-se [13]

$$p_{X'}(x') = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(x' - a)^2}{2\sigma^2}\right). \quad (2.27)$$

A envoltória do sinal recebido é então dada por

$$r^2 = x'^2 + y^2 = (x + a)^2 + y^2, \quad (2.28)$$

e a fase é

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{y}{x}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{y}{x' - a}\right). \quad (2.29)$$

Tem-se, como no caso do desvanecimento Rayleigh, uma portadora recebida que tem tanto a amplitude quanto a fase moduladas por termos aleatórios. Pode-se obter as distribuições para a amplitude e fase pela transformação em coordenadas polares. Isso resulta na distribuição da saída de um detector de envoltória assim como da saída de um detector de fase. Com X' e Y variáveis aleatórias independentes relacionadas a R e Θ pelas transformações mostradas nas Equações 2.24, 2.25 e 2.26, tem-se:

$$drd\theta p_{R\Theta}(r, \theta) = dx'dyp_{X'Y}(x', y) = dx'dyp_{X'}(x')p_Y(y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{(x' - a)^2 + y^2}{2\sigma^2}\right) dx'dy, \quad (2.30)$$

que pode ser reescrita ainda como

$$drd\theta p_{R\Theta}(r, \theta) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2 + (r^2 - 2ra \cos \theta)}{2\sigma^2}\right) drd\theta. \quad (2.31)$$

Nota-se que não é possível escrever $p_{R\Theta}(r, \theta)$ como o produto $p_R(r)p_\Theta(\theta)$. Isso indica que r e θ são variáveis dependentes. Vê-se que se $a \rightarrow 0$, estas variáveis se tornam novamente independentes (o que representa o caso descrito de desvanecimento de Rayleigh).

Obtém-se $p_R(r)$ integrando em θ , o que resulta em

$$p_R(r) = \int_0^{2\pi} p_{R\Theta}(r, \theta) d\theta = \frac{r}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2 + r^2}{2\sigma^2}\right) \int_0^{2\pi} \exp\left(\frac{ra \cos \theta}{\sigma^2}\right) d\theta. \quad (2.32)$$

A integral da Equação 2.32 não pode ser avaliada em termos de funções elementares. Todavia, a integral tem formato similar à função modificada de Bessel de ordem zero, dada por [50]

$$I_0(z) \equiv \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp z \cos \theta d\theta. \quad (2.33)$$

Essa função pode ser encontrada em forma tabelada ou pode ser avaliada numericamente por [50]

$$I_0(z) = \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{x^i}{i!2^i}\right).$$

E em termos de $I_0(z)$, a fdp $p_R(r)$ pode ser escrita como

$$p_R(r) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2 + r^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{ra}{\sigma^2}\right). \quad (2.34)$$

A envoltória da Fórmula 2.34 tem distribuição de Rice, cujo gráfico pode ser visto na Figura 2.10.

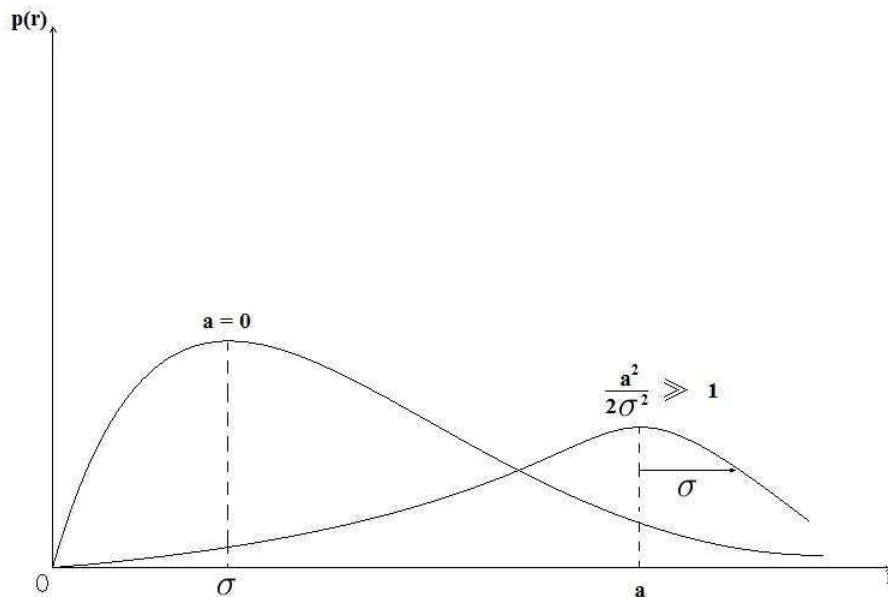


Figura 2.10 Distribuição de Rice para diferentes valores de $a^2/2\sigma^2$.

Note que se $a = 0$, tem-se a distribuição de Rayleigh. E se a razão a/σ , chamado fator de Rice, K , é grande o suficiente (isto é, a razão da potência do raio principal com relação à potência seja dos termos em quadratura ou em fase), a componente em fase ($x + a$) será predominante sobre a componente em quadratura y do sinal. Assim, a distribuição $p_R(r)$, de $r = x + a$, é aproximadamente igual àquela de $p_X(x)$ (gaussiana), mas com um valor médio igual a a , ou seja, a distribuição do nível do sinal recebido se concentra próximo ao valor da componente estável, ou principal. Nesse caso, as perturbações remanescentes são mais evidenciadas como sendo flutuações de fase [50, 37].

2.3.3 Distribuição de Nakagami- m

Por sua vez, a distribuição de Nakagami é o resultado da análise empírica da distribuição do sinal dado o desvanecimento que ocorre durante propagação ionosférica. O modelo é interessante por sua capacidade de modelar uma maior gama de efeitos do canal, tendo apenas um parâmetro, dito fator de forma, dado por m .

A distribuição de Nakagami descreve a amplitude do sinal recebido após a combinação de máxima razão (MRC), entre k ramos, com sinais com desvanecimento Rayleigh. De forma que $m = k$, sendo então a distribuição da soma de múltiplos sinais com desvanecimento Rayleigh independentes e identicamente distribuídos.

No caso em que $m = 1$, obtém-se a distribuição de Rayleigh. Para $m > 1$, a severidade das flutuações do sinal se reduzem. Os modelos de Nakagami e de Rice se comportam de maneira aproximadamente equivalente próximo à média, para valores de $m > 1$.

A fdp da envoltória com distribuição Nakagami- m pode ser expressa por [17]

$$p_R(r) = \frac{2m^m r^{2m-1}}{P^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{mr^2}{P}\right) \quad (2.35)$$

em que r é a amplitude do canal, P é a potência de desvanecimento média e é dada pela média quadrática de r , $E[r^2]$. E $\Gamma(\cdot)$ é a função gama. Como mencionado, m é o fator de forma, que indica a severidade do desvanecimento, sendo dado por

$$m = \frac{E(r^2)^2}{\text{Var}(r^2)}. \quad (2.36)$$

O valor de m é maior que 0,5, e quando $m \rightarrow \infty$, o canal converge para um modelo de canal estático [36, 31].

2.4 Técnicas de Diversidade

Os métodos de combate ao desvanecimento rápido são baseados em diversidade microscópica, termo relacionado às distâncias envolvidas na obtenção de caminhos independentes [46]. A diversidade microscópica se apoia no fato de que sinais independentes têm baixa probabilidade de ter desvanecimentos profundos no mesmo instante de tempo. Basicamente, o método consiste em repetir a informação por caminhos de rádio independentes (que sejam fortemente descorrelacionados) e depois associá-los de forma conveniente para que a informação seja recuperada e que os efeitos do desvanecimento sejam fortemente atenuados. As técnicas de diversidade exploradas são principalmente espacial, de polarização, angular, em frequência, temporal e diversidade por saltos em frequência e tempo [41, 50, 53].

2.4.1 Diversidade Espacial

Nesse caso a informação é enviada de forma redundante por ramos diferentes, e recombinadas a partir de antenas diferentes e adequadamente espaçadas na recepção. Cada antena é associada à soma de diferentes sinais recebidos, e entre estes, deve-se verificar aqueles que experimentam desvanecimentos independentes, de forma que a correlação entre os sinais seja determinada. Nota-se que apesar de haver uma separação curta entre as antenas na recepção, ainda há uma forte descorrelação entre os sinais de cada antena. Isto acontece porque a estação móvel recebe sinais vindos de todos os lados. A diversidade espacial pode ser obtida comfeita tendo-se antenas espaçadas no transmissor e antenas espaçadas no receptor, como nos sistemas MIMO [11, 21].

2.4.2 Diversidade de Polarização

A diversidade de polarização aproveita a ortogonalidade das componentes de onda polarizadas. Apesar de ambas as componentes viajarem pelo mesmo caminho, os obstáculos encontrados têm natureza de espalhamento distintas, o que implica que cada uma chega ao destino tendo sofrido de forma diferente o efeito do multipercurso [14]. A ortogonalidade entre as ondas, somada à aleatoriedade das amplitudes e fases, contribui bastante para que as duas componentes tenham uma descorrelação significativa. A diversidade de polarização pode ser realizada usando antenas com polarizações ortogonais, como por exemplo uma antena *whip* e uma antena *loop*. A desvantagem dessa técnica é que só há dois ramos de diversidade, o eixo de polarização na direção do campo elétrico e outra na direção do campo magnético. Outra desvantagem é que como o sinal é dividido para ser transmitido por duas antenas, sua potência é reduzida à metade.

2.4.3 Diversidade de Ângulo

Este tipo de diversidade é obtido restringindo o raio de iluminação da antena, ou seja, usando antenas mais diretivas. Dessa forma, quanto mais diretivas as antenas, menor o número de raios detectados, reduzindo os efeitos do desvanecimento no sinal recebido. É importante manter o sinal recebido acima de um limiar aceitável, o que pode ser obtido pelo monitoramento constante do sinal e, ainda, pelo uso de arranjos inteligentes de antenas, que voltam seu lóbulo principal para a posição com o sinal mais adequado [1].

2.4.4 Diversidade de Frequência

Esse tipo de diversidade refere-se ao envio do mesmo sinal em duas ou mais frequências distintas [46]. A independência entre os ramos de diversidade é obtida se as frequências das portadoras forem suficientemente separadas para que os desvanecimentos que ocorrem nos sinais sejam descorrelacionados, isto é, a separação em frequência deve ser várias vezes maior que a largura de banda de coerência do canal.

Isso de fato exige um espectro de frequência maior, nem sempre disponível. Uma alternativa para economizar espectro é usar o chamado "Chaveamento de proteção 1: N ". Nessa técnica uma frequência livre é usada para prover diversidade para N portadoras. As N portadoras carregam tráfego independente e quando a diversidade é necessária para uma portadora específica, seu tráfego é chaveado para a portadora livre [1].

2.4.5 Diversidade Temporal

Essa técnica consiste em repetir a mensagem, ou parte dela, de acordo com algum critério. Se o tempo entre transmissões for escolhido convenientemente, os sinais recebidos podem ter desvanecimentos independentes. Assim como na transmissão de dados, sinais de voz podem ser amostrados e atrasados apropriadamente para serem usados como ramos de diversidade. Na recepção as amostras ou dados podem ser guardados por um período de tempo igual ao atraso requerido, então a melhor informação pode ser selecionada. O intervalo de tempo entre amostras ou mensagens deve exceder o tempo de coerência do canal [1].

2.4.6 Diversidade por Saltos

Corresponde à diversidade por saltos em frequência (também chamada de chaveamento em frequência) ou em janelas de tempo. O objetivo é que a informação salte de uma frequência/janela de tempo para outra de modo que seja transmitida passando por desvanecimentos independentes. A técnica de saltos em frequência é normalmente implementada para redes GSM (*Global System for Mobile Communications*) [8].

Outra técnica de diversidade é a diversidade de modulação, que é detalhada no próximo capítulo.

CAPÍTULO 3

Diversidade de Modulação

A diversidade de modulação corresponde à técnica de introdução de redundância por meio da escolha criteriosa do ângulo de referência de uma dada constelação, por exemplo, M -PSK, combinada com o entrelaçamento independente das componentes dos símbolos a serem transmitidos [24]. Esta é uma técnica eficiente em termos do uso do espectro disponível [11].

O desempenho de um sistema pode ser afetado pela escolha do ângulo de referência de uma constelação. Na Figura 3.1 pode-se ver o exemplo de como a rotação da constelação $\frac{\pi}{4}$ -QPSK melhora a detecção da constelação transmitida, após sofrer o efeito do canal de comunicações com desvanecimento, visto que a distância entre as projeções dos pontos recebidos nos eixos é maior para o caso da constelação rotacionada. O desempenho do esquema de diversidade de modulação é diretamente relacionado à distância entre as projeções da constelação. Assim, a escolha do ângulo de rotação é um critério importante no projeto, além disso, o ângulo de rotação depende do esquema de modulação escolhido e do tipo de canal [22].

Na Figura 3.1(a) é apresentada a constelação do sinal QPSK não rotacionado, enquanto na Figura 3.1 (b) vê-se o sinal rotacionado de um ângulo θ . Nota-se que o efeito do desvanecimento se traduz na Figura 3.1 como a aproximação do ponto para o eixo I , neste caso, considerado apenas o desvanecimento na componente em quadratura, todavia ele afeta aleatoriamente ambas as componentes.

O desvanecimento independente entre as componentes em fase e quadratura pode ser obtido pelo uso de múltiplas antenas ou entrelaçamento independente das componentes [12, 44]. Ele pode ser utilizado tanto na estação radiobase quanto na estação móvel, porém introduz atraso no sistema [24].

A transmissão de um sinal digital QPSK, como foi visto na seção 2.1, pode ser representada pela transmissão de duas componentes independentes em quadratura, assim

$$s(t) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n p(t - nT) \cos(\omega_c t) + A \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n p(t - nT) \sin(\omega_c t), \quad (3.1)$$

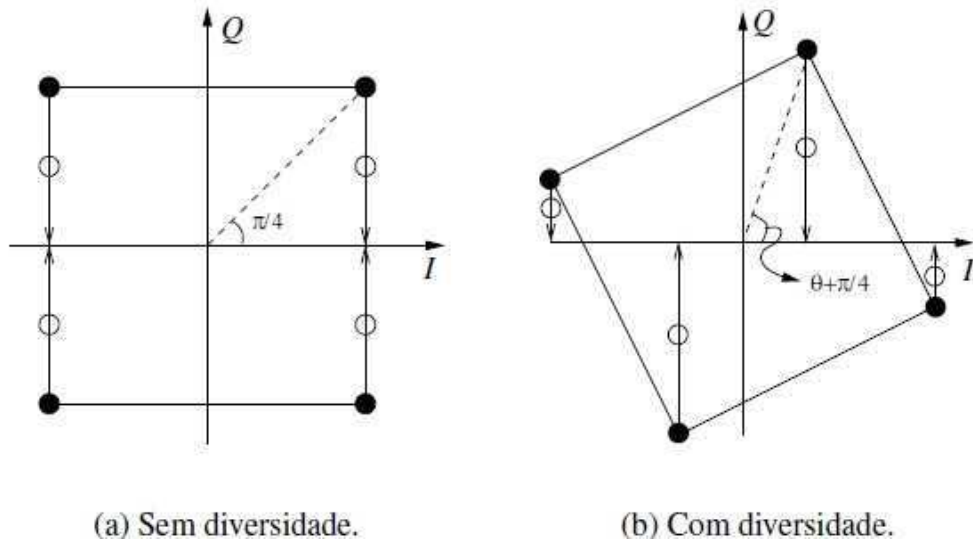


Figura 3.1 Efeito do desvanecimento em uma das componentes da constelação $\frac{\pi}{4}$ -QPSK.

tal que $b_n, d_n = \pm 1$ com mesma probabilidade e $p(t)$ é a função pulso de transmissão, definida como $p(t) = 1$ se $0 < t < T$ e $p(t) = 0$ caso contrário, sendo T o período de um símbolo, ω_c é a frequência e A é a amplitude da portadora.

Observa-se que a transmissão das componentes independentes b_n e d_n em canais com desvanecimento independente pode introduzir um ganho de diversidade se houver redundância entre as duas componentes. Essa redundância pode ser obtida pela escolha criteriosa do ângulo de referência da constelação transmitida, com o entrelaçamento das componentes. A constelação rotacionada pode ser expressa por

$$s(t) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n p(t - nT) \cos(\omega_c t) + A \sum_{n=-\infty}^{\infty} y_{n-k} p(t - nT) \sin(\omega_c t), \quad (3.2)$$

sendo k um inteiro que representa o atraso, em quantidade de símbolos, introduzido pelo entrelaçamento entre as componentes em fase e quadratura. Nesse caso,

$$x_n = b_n \cos(\theta) - d_n \sin(\theta) \quad (3.3)$$

e

$$y_n = b_n \sin(\theta) + d_n \cos(\theta) \quad (3.4)$$

são os novos símbolos da constelação QPSK.

Com este tipo de diversidade, pode-se explorar uma taxa de código maior e solucionar potenciais problemas em canais seletivos. A complexidade desse sistema é levemente maior que

do sistema convencional, havendo apenas a inserção de entrelaçadores no transmissor (como visto na Figura 3.1, considerando que os *bits* de entrada podem ser diretamente mapeados na constelação desejada. Todavia, na recepção há um maior número de regiões de decisão para os estimadores de canal, aumentando a complexidade do receptor. No caso da constelação QPSK, ao passo que a transmissão convencional tem quatro regiões, a rotacionada apresenta $4 \times 4 = 16$ regiões de decisão [22].

O ganho de desempenho advém do fato de que os picos de desvanecimento são profundos e de curta duração, de forma que esta técnica evita que seja perdida a informação em ambas as componentes simultaneamente, pois são transmitidas as componentes de um mesmo símbolo em tempos distintos e existe redundância entre as componentes em fase e quadratura [33].

Observa-se que a eficiência espectral é mantida, pois 2 *bits* são enviados por intervalo de sinalização, independente do ângulo de referência. Ao considerar um canal com apenas ruído branco (canal AWGN), o esquema rotacionado não tem influência, visto que a distância euclidiana entre os símbolos não é modificada pela escolha do ângulo θ , como pode ser visto na Figura 3.2.

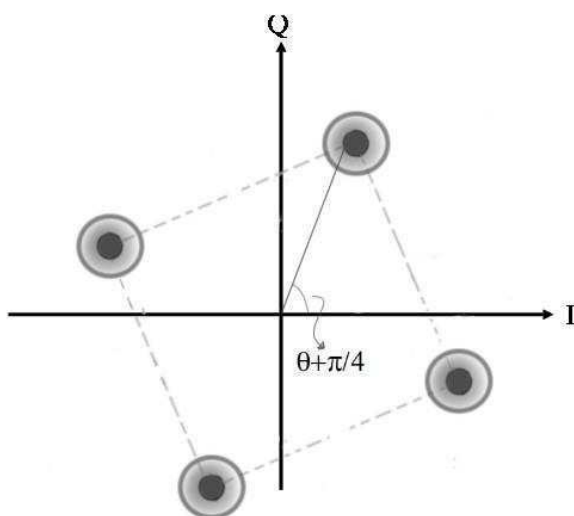


Figura 3.2 Constelação QPSK rotacionada transmitida por um canal apenas com ruído branco. A distância euclidiana entre os pontos não é afetada pela rotação.

3.1 Modelo do Sistema

3.1.1 Rotação e Entrelaçamento de Componentes

Seja o modelo do sistema de comunicações como mostrado na Figura 3.3 [25]

Considerando o canal de comunicações móveis caracterizado por desvanecimento rápido e plano, o sinal recebido pode ser dado por

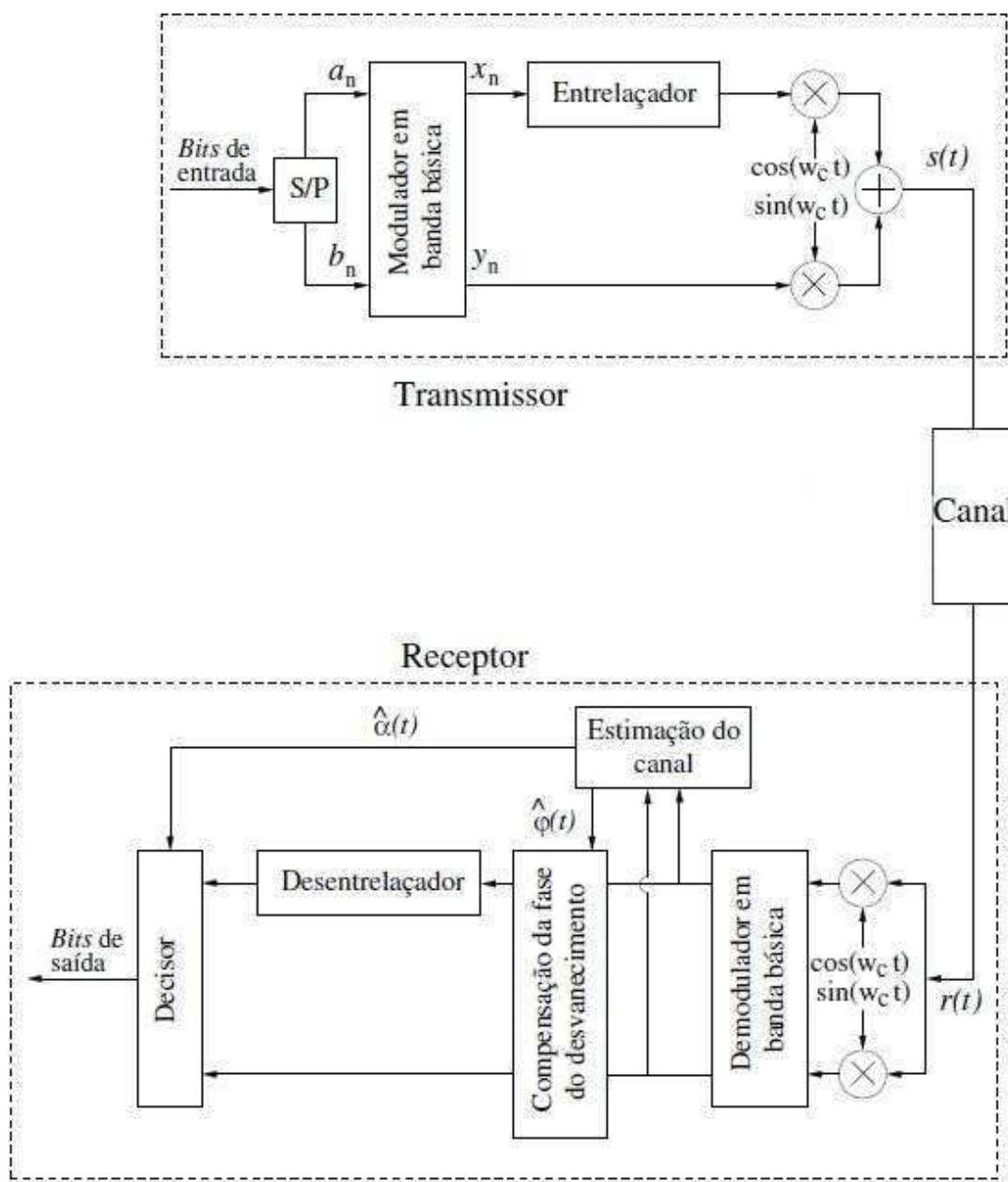


Figura 3.3 Modelo do sistema de comunicações, com canal de transmissão sujeito a desvanecimento rápido e ruído branco aditivo.

$$r(t) = \alpha(t)s(t) + \eta(t), \tag{3.5}$$

em que $\eta(t)$ representa o ruído aditivo gaussiano branco e o fator $\alpha(t)$ representa um processo WSS e corresponde ao desvanecimento. A autocorrelação do desvanecimento no tempo é dada por [2]

$$R_{AA}(T) = E[\alpha^*(t)\alpha(t+T)]. \quad (3.6)$$

Seja $\alpha_n(t)$ o desvanecimento para um intervalo de sinalização n , que pode ser modelado por um processo gaussiano estacionário no sentido amplo com densidade espectral de potência dada por [24]

$$S(f) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{1-(\frac{f}{f_D})^2}}, & |f| < f_D \\ 0, & |f| \geq f_D \end{cases}. \quad (3.7)$$

em que f_D é o máximo desvio Doppler, ou, como descrito na Seção 2.2, é a largura de banda de coerência, dessa forma, a função de autocorrelação $R_{AA}(T)$ passa a ser $J_0(2\pi f_D T)$, em que $J_0(\cdot)$ é a função de Bessel de ordem zero e T é o tempo de separação entre as amostras.

Na recepção, o sinal $r(t)$ é inicialmente convertido para banda básica, de forma a obter o sinal $r_n(t)$ em um intervalo de sinalização n

$$r_n(t) = |\alpha_n(t)| \exp j\phi_n(t)s_n(t) + \eta_n(t), \quad nT_s \leq t \leq (n+1)T_s, \quad (3.8)$$

em que $\eta_n(t)$ representa o ruído gaussiano complexo, $\phi_n(t)$ é o deslocamento de fase provocado pelo canal, $s_n(t)$ é o equivalente passa-baixas do sinal transmitido e $|\alpha_n(t)|$ é o fator do desvanecimento no instante de tempo t , dado pela resposta impulsiva do canal nesse instante.

Após sincronizar a fase (multiplicando $r(t)$ por $e^{j\theta}$) o vetor recebido no n -ésimo intervalo de sinalização é

$$\tilde{\mathbf{r}}_n(\mathbf{t}) = \alpha_n(\mathbf{t})\mathbf{s}_n(\mathbf{t}) + \eta_n(\mathbf{t}), \quad (3.9)$$

em que $s_n(t)$ é a representação vetorial do sinal transmitido no intervalo de sinalização nT_s , dada por

$$\mathbf{s}_n = \mathbf{x}_n + \mathbf{j}\mathbf{y}_{n-k}. \quad (3.10)$$

Após o desentrelaçamento, o vetor recebido é

$$\mathbf{r}_n = [\alpha_n\mathbf{x}_n + \text{Re}[\eta_n]] + \mathbf{j}[\alpha_{n+k}\mathbf{y}_n + \text{Im}[\eta_{n+k}]], \quad (3.11)$$

em que $\text{Re}[\eta_n]$ e $\text{Im}[\eta_{n+k}]$ são a parte real e imaginária do ruído complexo η nos intervalos nT_s e $(n+k)T_s$, respectivamente.

Assim, o decisor, a partir da estimação de $|\alpha_n|$, determina qual símbolo foi transmitido [24].

Observa-se que, considerando descorrelação entre $\alpha_n(t)$ e $\alpha_{n+k}(t)$, há então a possibilidade de recuperação de sinal, mesmo que para dado intervalo nT_s haja perda da informação, pois para uma distância de entrelaçamento apropriada, k , de maneira que não haja desvanecimento profundo no intervalo $(n+k)T_s$, recupera-se o sinal y_{n+k} , que contém tanto a componente em fase quanto em quadratura, sendo possível recuperar completamente o sinal transmitido.

3.1.2 Canal com múltiplos raios

Diferentemente de trabalhos encontrados na literatura, para a presente pesquisa, o canal é modelado por L raios, chegando com tempos de atraso diferentes, τ_i , assim, o sinal recebido, dado o modelo com múltiplos raios é [38]

$$r(t) = \sum_{i=1}^L \alpha_i(t)s(t - \tau_i) + \eta(t), i = 1, \dots, L \quad (3.12)$$

sendo L o número de raios, ou percursos, α_i o desvanecimento no percurso i , τ_i o atraso no percurso i e $\eta(t)$ o ruído total. O modelo do canal pode ser visto na Figura 3.4

A correlação entre os desvanecimentos $\alpha_i(t)$ varia de acordo com as características inseridas no modelo, sendo dada por

$$R_{AA}(j) = E[\alpha_i^* \alpha_{i+j}] \quad (3.13)$$

em que i e j representam índices para cada raio atribuído a caminhos distintos.

Para considerar o canal com múltiplos raios, com o uso da técnica de diversidade de modulação descrita, deve-se levar em conta a correlação entre os diferentes raios.

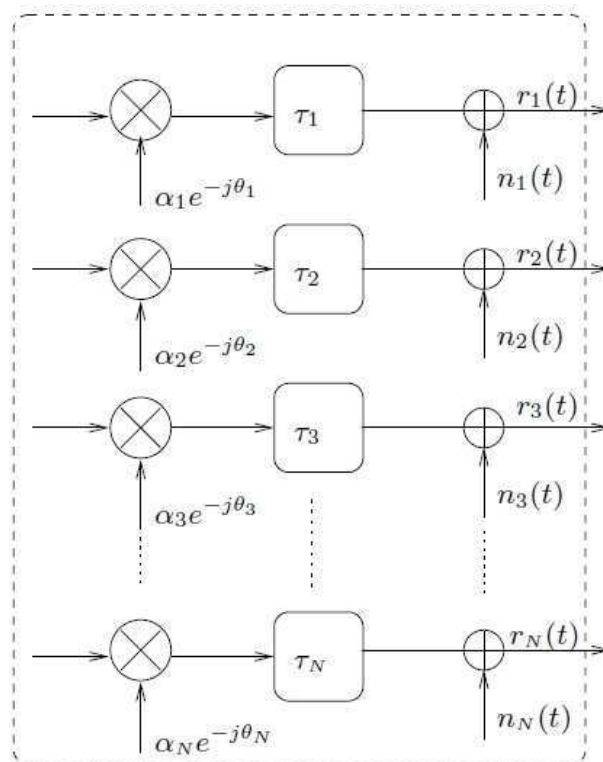


Figura 3.4 Modelo do canal com multipercursos em que cada raio é associado a um fator α_i de desvanecimento e um tempo de atraso τ_i [24].

CAPÍTULO 4

Simulações e Resultados

Canais com desvanecimento devido a multipercursos são geralmente modelados como sistemas que possuem um ruído multiplicativo, $\alpha(t)$, com distribuição de probabilidade de Rayleigh, e ruído aditivo gaussiano com média nula, $\eta(t)$ [1, 23, 27, 24].

Neste trabalho, o modelo de canal possui L caminhos, ou raios, distintos. O i -ésimo raio chega à recepção com um atraso τ_i e com ruído multiplicativo $\alpha_i(t)$. De forma que o sinal recebido para este modelo é dado por

$$r(t) = \sum_{i=1}^L \alpha_i(t) s(t - \tau_i) + \eta(t). \quad (4.1)$$

Cada parâmetro aleatório $\alpha_i(t)$ é modelado por uma distribuição de Rayleigh, e os atrasos correspondentes a cada caminho τ_i , são modelados por distribuições gaussianas com um valor médio (RMS) de $1 \mu s$ [15].

Oito cenários são considerados, variando de um a seis raios cada, alguns sem um raio correspondente a uma linha de visada (casos mais severos). Os perfis de potência são mostrados na Tabela 4.1, sendo seus valores de ganho normalizados.

Tabela 4.1 Perfis de Potência para Múltiplos Raios.

Perfil / Potência do raio	P ₁	P ₂	P ₃	P ₄	P ₅	P ₆
1	1.00					
2	0.90	0.10				
3	0.80	0.15	0.05			
3 (severo)	0.50	0.30	0.20			
4	0.75	0.15	0.05	0.05		
4 (severo)	0.50	0.30	0.10	0.10		
5	0.70	0.10	0.10	0.05	0.05	
6	0.65	0.10	0.10	0.05	0.05	0.05

Os cenários são consistentes com o modelo de formato *spike-plus-exponential*, discutido por Erceg (1999), em que há um raio correspondente à linha de visada direta (o *spike*), com o

maior ganho relativo, enquanto que para os outros caminhos, quanto maior for o atraso, mais baixo é o ganho relativo associado àquele raio (decrecendo exponencialmente) [15]. Dois casos, ditos severos (perfis 3 e 4), também são considerados, os quais são improváveis, porém apresentam perfis úteis para análise do modelo do canal.

O modelo do sistema é apresentado na Figura 4.1, e o modelo de canal proposto pode ser visto na Figura 4.2.

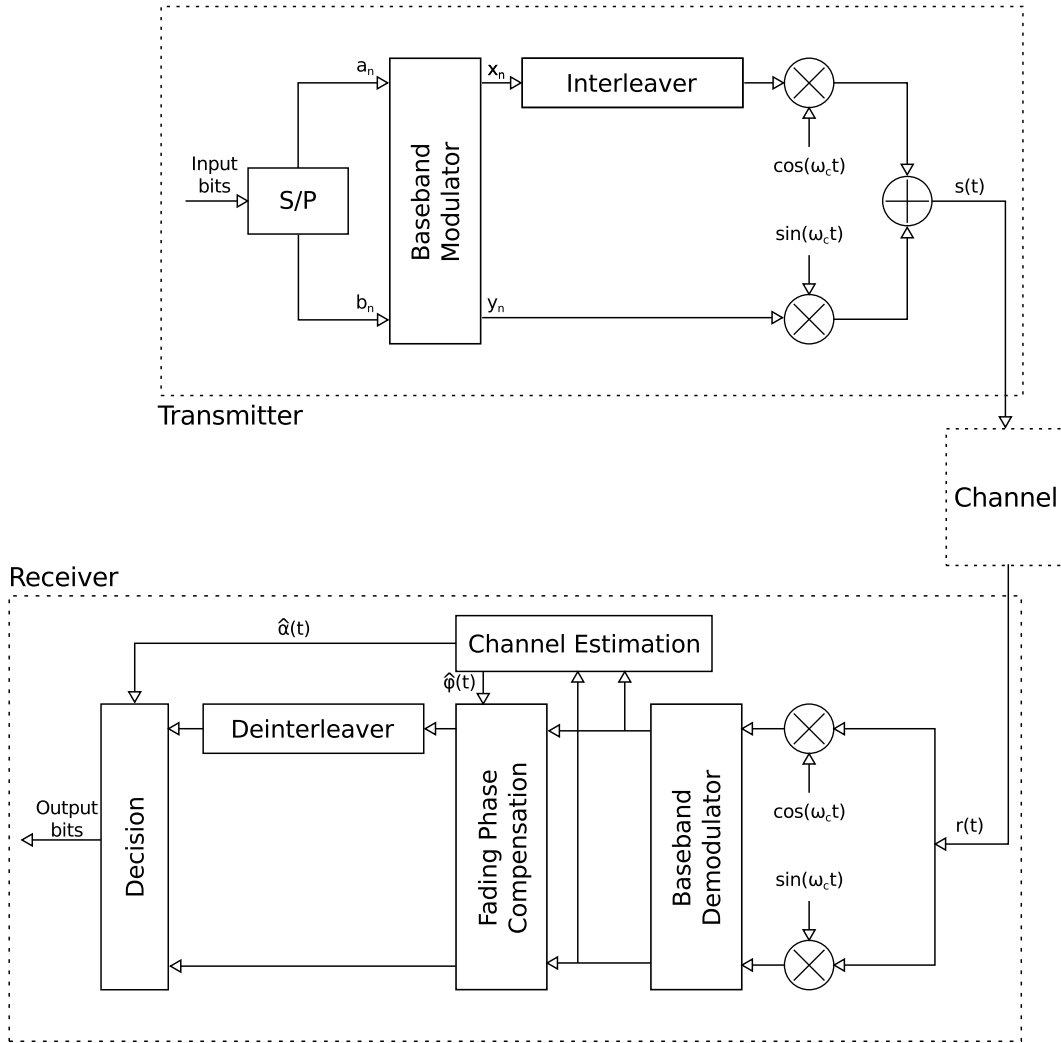


Figura 4.1 Modelo de sistema de comunicações com um canal sujeito a desvanecimento rápido e ruído aditivo gaussiano.

No transmissor, o sinal é mapeado diretamente para a constelação rotacionada, e modulado para a frequência da portadora, ω_c . Após passar pelo canal da Figura 4.2, no receptor, $r(t)$ é inicialmente convertido para banda básica no receptor e o equivalente passa-baixas $r_n(t)$, em um intervalo de sinalização pode ser escrito como

$$r(t) = \sum_{i=1}^L |\alpha_{n,i}(t)| e^{j\theta_{n,i}} s_n(t) + \eta_{n,i}(t), nT_s \leq t \leq (n+1)T_s, \quad (4.2)$$

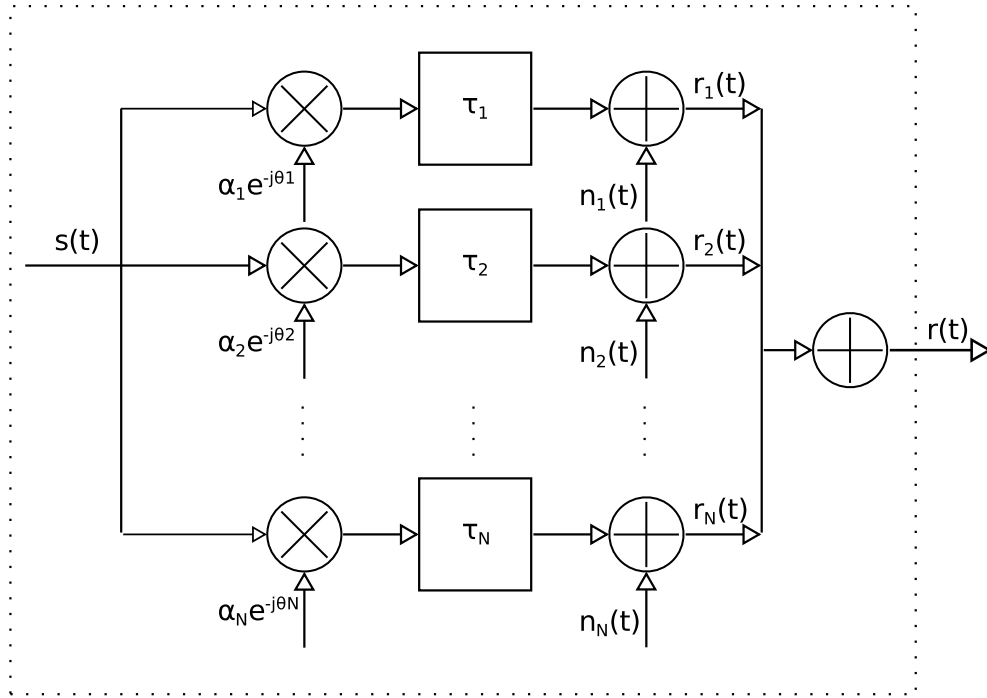


Figura 4.2 Modelo de canal com múltiplos percursos, em que cada percurso, i , é associado a um fator de desvanecimento diferente, α_i , e um atraso temporal τ_i .

em que os $\eta(t)$ é o ruído gaussiano branco complexo, $|\alpha(t)|$ é a amplitude da resposta impulsiva (RI) do canal no instante de tempo t , $\theta(t)$ é o deslocamento de fase provocado pelo canal e $s(t)$ é o equivalente passa-baixas do sinal transmitido. Enquanto que o índice n se refere ao intervalo de sinalização e o índice i ao raio correspondente pelo qual o sinal foi submetido.

Para a estimação de canal, são realizadas estimações de amplitude e fase, usando um algoritmo LMS (*Least Mean Square*) e um filtro recursivo, tal como um PLL (*Phase-Lock Loop*) [26].

O algoritmo LMS é utilizado para obter a estimativa do módulo da resposta impulsiva do canal com desvanecimento, a partir da equação recursiva

$$\hat{\alpha}(n + 1) = \hat{\alpha}(n) + \mu s(n) e^*(n), \tag{4.3}$$

sendo μ o passo do algoritmo e $e(n) = r_n - \hat{\alpha}_n \hat{s}(n)$ a diferença entre o sinal recebido e a estimativa. Durante o processo de treinamento, $\hat{s}(n) = s(n)$. Após o treinamento, a estimativa desse sinal é fornecida pelo decisor [26].

A expressão de atualização de fase do filtro PLL é dada por

$$\hat{\theta}(n + 1) = \hat{\theta}(n) + \kappa u_\theta(n) e^*(n), \tag{4.4}$$

em que a constante κ é o passo, ou ganho, do filtro recursivo e $u_\theta(n)$ é o detetor de erro de fase, dado por [24]

$$u_\theta(n) = \Im[e^{j\hat{\theta}(n)} \mathbf{s}_n^* \mathbf{r}_n]. \quad (4.5)$$

Após a sincronização da fase do desvanecimento, em que se multiplica $r_n(t)$ por $e^{-j\hat{\theta}(n)}$, o vetor recebido, no n -ésimo intervalo de sinalização é

$$\tilde{\mathbf{r}}_n = \sum_{i=1}^L \alpha_{n,i} \mathbf{s}_n + \eta_{n,i}, \quad (4.6)$$

em que $\alpha_{n,i}$ é a representação vetorial do fator de desvanecimento no intervalo de sinalização nT_s , no caminho i . E sendo \mathbf{s}_n a representação vetorial do sinal transmitido no intervalo de sinalização nT_s , dado por

$$\mathbf{s}_n = x_n + jy_{n-k}. \quad (4.7)$$

No decisor, seguido à compensação de fase, é calculada a distância euclidiana entre o n -ésimo símbolo recebido, r_n , e os vetores correspondentes aos pontos da constelação multiplicados pelas estimativas do módulo do desvanecimento, $|\alpha_n|$ and $|\alpha_{n+k}|$, que são os somatórios em i dos módulos para cada caminho.

4.1 Resultados de Simulação

Nessa seção encontram-se os resultados que concernem às simulações da transmissão por um canal de propagação com múltiplos raios. Inicialmente, estão dispostos resultados que acrescentam uma visão do efeito da interferência intersimbólica na recepção, em seguida, são discutidos resultados em que a interferência é fixa ou aleatória. São obtidos, para cenários de desvanecimento mais severos e menos severos, os ângulos ótimos de rotação, para a técnica de diversidade de modulação. São feitas comparações entre os sistemas rotacionados e não rotacionados, e por fim, são comparados casos em que o espalhamento dos atrasos aleatórios associados aos múltiplos percursos são mais largos e menos largos.

4.1.1 Interferência Intersimbólica

A interferência intersimbólica é o fator essencial na simulação sistema de transmissão digital por um canal com múltiplos percursos.

Esse efeito surge devido ao espalhamento temporal do sinal, isto é, devido aos múltiplos percursos, o sinal recebido na estação radiobase é uma composição de L cópias com atrasos do sinal transmitido. O desvanecimento seletivo, que ocorre quando a atraso máximo excede o

intervalo do símbolo, reduz o desempenho do receptor e aumenta a taxa de erros do sistema de comunicações [42, 49].

Inicialmente, analisam-se os seis perfis da Tabela 4.1, considerando que não haja a interferência intersimbólica.

Os resultados de taxa de erro de *bit* (*Bit Error Rate*, BER) *versus* a relação sinal-ruído (*Signal-to-noise ratio*, SNR) para os seis perfis de multipercurso, sem levar em conta a interferência intersimbólica, podem ser vistos na Figura 4.3.

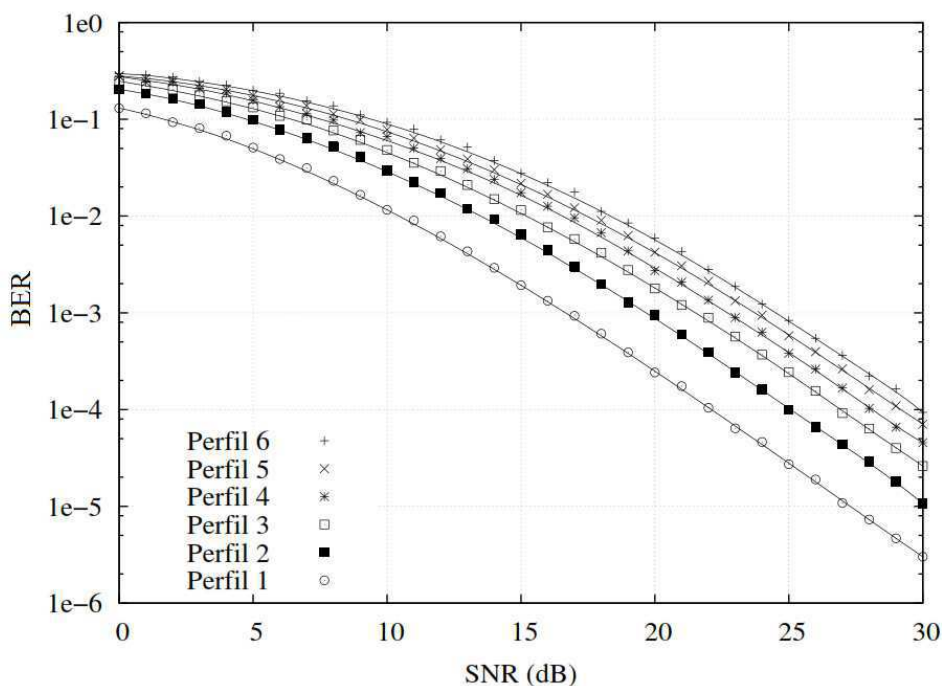


Figura 4.3 Curvas de BER x SNR para os perfis de 1 a 6, para um esquema 4-PSK, sem computar o efeito da interferência intersimbólica.

Nota-se que, para o aumento do número de percursos, há o elevação da taxa de erros, como esperado modelo. Todavia, esta simulação não está de acordo com um modelo realista, pois não foram considerados os efeitos reais do espalhamento do atraso. Os resultados para as simulações com interferência intersimbólica podem ser encontrados na Figura 4.4.

Neste caso, para simular a interferência intersimbólica, os diferentes percursos têm atrasos entre zero e um tempo de símbolo, enquanto que para uma simulação mais realista, baseada em valores da ATTC (*Advanced Television Test Center*, os valores têm ordens de grandeza que superam até centenas de tempos de *bit* [19]. Também, devem ser atribuídos valores aleatórios aos atrasos relativos a cada percurso, de maneira a ter um resultado geral.

4.1.2 Perfis de Potência

As curvas de BER para o esquema de modulação 4-PSK, em função da SNR, para os seis perfis não-severos podem ser vistas na Figura 4.5, com todas as constelações não-rotacionadas.

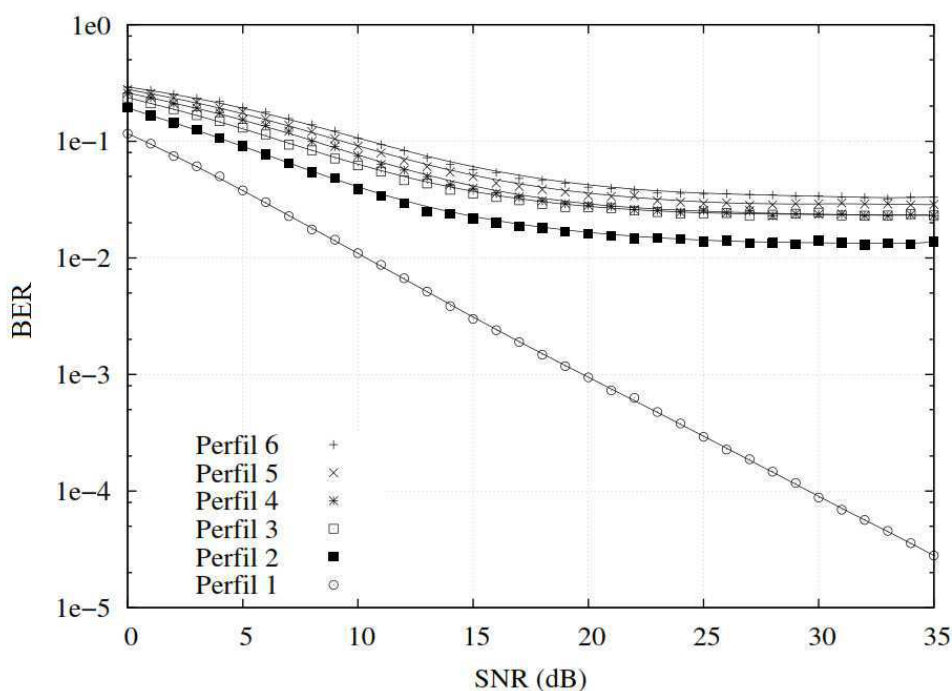


Figura 4.4 Curvas de BER x SNR para os perfis de 1 a 6, para um esquema 4-PSK, levando em conta o efeito da interferência intersimbólica.

Ao passo em que o número de raios aumenta (e a potência se torna mais distribuída entre eles), a BER também aumenta.

Quando há múltiplos percursos, a interferência destrutiva entre eles causa um limiar irreduzível da taxa de erro, isto devido ao espalhamento dos atrasos [10]. Para o primeiro perfil, há somente a componente de visada direta, e os valores de BER podem ser continuamente reduzidos ao aumentar a potência do transmissor.

Como pode ser visto na Figura 4.5, ao passo em que a SNR aumenta para o perfil 2, com apenas dois raios, o valor da BER tende a 1.8×10^{-2} , enquanto para o perfil 6, com seis raios, o valor da BER tende a um valor maior, de 9.5×10^{-2} . Isto devido à interferência intersimbólica acarretada pelos atrasos no tempo de chegada dos raios.

Para o perfil 3, este limiar é de 4.2×10^{-2} . Para o perfil 4, de 5.6×10^{-2} . Para o perfil 5, de 7.5×10^{-2} .

Para um esquema 8-PSK, percebe-se um comportamento similar, como pode ser visto na Figura 4.6, todavia com taxas de erro maiores devido à maior densidade da constelação.

O perfil 1 não apresenta uma taxa de erro irreduzível, como para o caso 4-PSK. E para obter uma BER de 9.9×10^{-4} , o esquema 8-PSK tem SNR igual a 20 dB, de forma que o esquema 4-PSK apresenta uma diferença de 5 dB a menos para esta mesma taxa de erro.

Quanto aos limiares irreduzíveis da BER, para o esquema 8-PSK, tem-se: 3.9×10^{-2} para o perfil 2; 7.7×10^{-2} para o perfil 3; 1×10^{-1} para o perfil 4; 1.25×10^{-1} para o perfil 5; e 1.47×10^{-2} para o perfil 6.

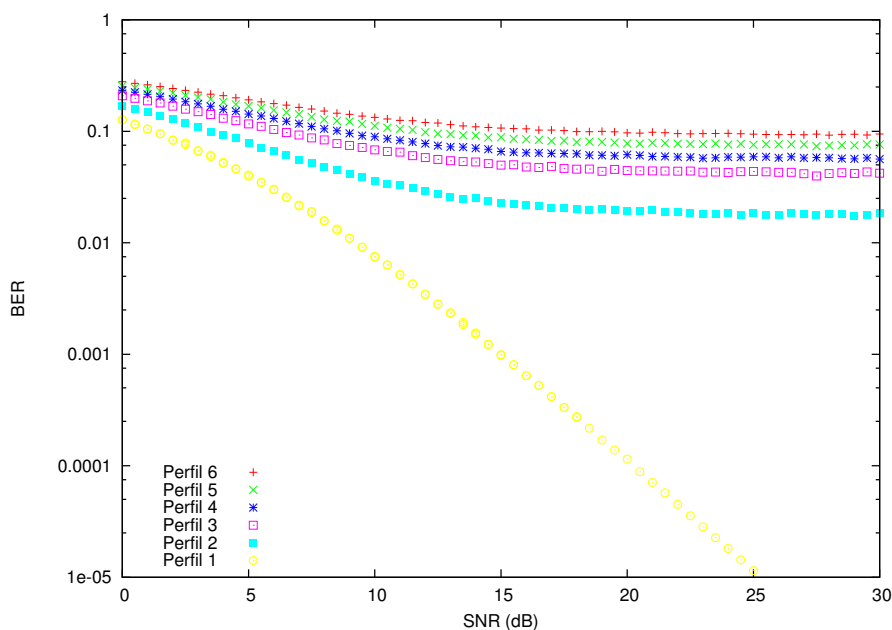


Figura 4.5 Resultados dos Valores de BER *versus* SNR para o canal com múltiplos raios, dos 6 perfis de potência não-severos, sem rotação da constelação 4-PSK.

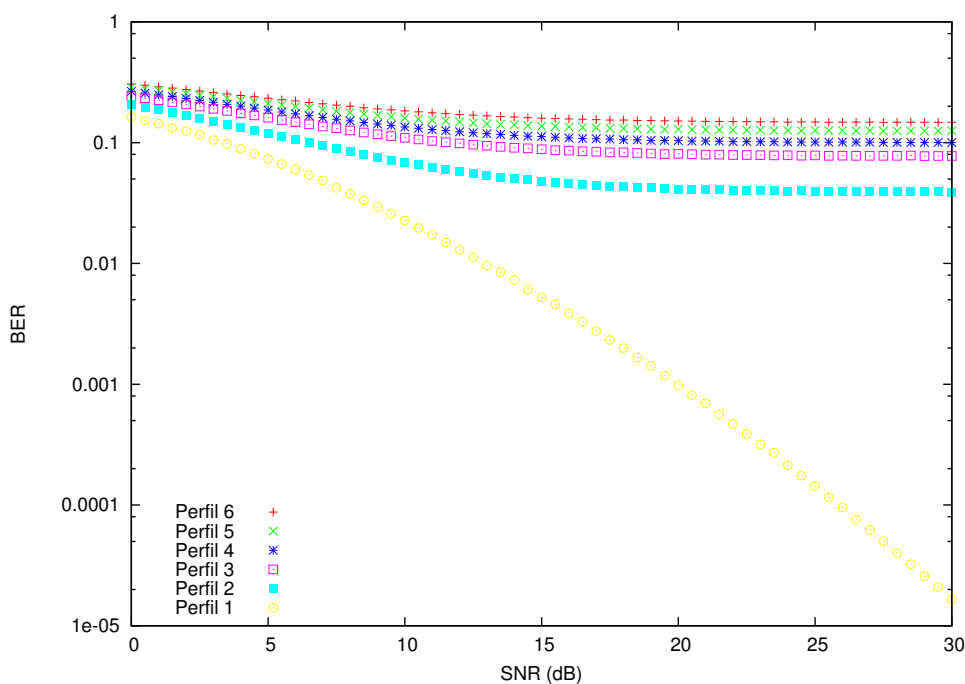


Figura 4.6 Resultados dos Valores de BER *versus* SNR para o canal com múltiplos raios, dos 6 perfis de potência não-severos, sem rotação da constelação 8-PSK.

Estes resultados servem para categorizar os diferentes cenários de multipercurso, a serem aplicados como modelos para comunicações em áreas mais ou menos abrangentes, com mais ou menos obstáculos e reflexões entre transmissor e receptor, para níveis de potência variados.

4.1.3 Rotação do Esquema 4-PSK

Pode-se constatar, a partir dos resultados obtidos, que a rotação apropriada da constelação resulta em uma melhoria do sistema.

A fim de se obter o ângulo de rotação ótimo para uma constelação específica, a SNR é fixada em 20 dB, para a constelação 4-PSK, usando os perfis com três e quatro raios (para casos severos e não-severos) da Tabela 4.1, e profundidade de entrelaçamento de 50 símbolos. Os resultados podem ser vistos na Figura 4.7 e na Figura 4.8.

Foi encontrado que o ângulo de rotação ótimo para o caso de modulação 4-PSK é 20° . Observa-se que para um ângulo aproximado de 70° , é obtido também um mínimo da SNR, isto é devido ao fato de que ao rotacionar em 45° a constelação de quatro símbolos, a posição da constelação se repete.

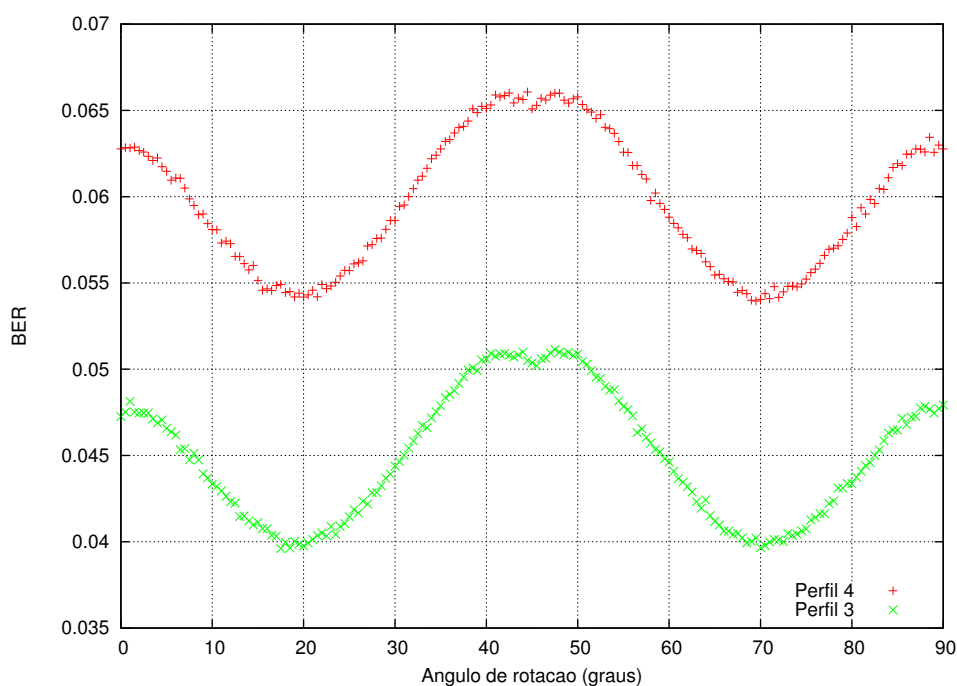


Figura 4.7 Valores de BER para diferentes ângulos de rotação da constelação 4-PSK.

Para a modulação 4-PSK, considerando os dois casos mais severos da Tabela 4.1, o gráfico de $BER \times \theta$ pode ser visto na Figura 4.8.

Como pode ser visto na Figura 4.8, há ainda um mínimo para o ângulo de 20° , todavia, a rotação de 45° surge como uma possibilidade de rotação ótima. Inclusive, para o terceiro perfil (caso severo), a rotação de 45° resulta em melhores ganhos que para 20° .

Comparativamente, Yilmaz (2010), obteve para uma simulação em um canal Nakagami- m , com $m = 1$, isto é, para um canal com desvanecimento Rayleigh, um ângulo ótimo de 29.63° , para altos valores de SNR (acima de 30 dB) e, para baixos valores de SNR, o ângulo ótimo tende a 45° , o mesmo ângulo obtido nesta dissertação, para condições mais adversas.

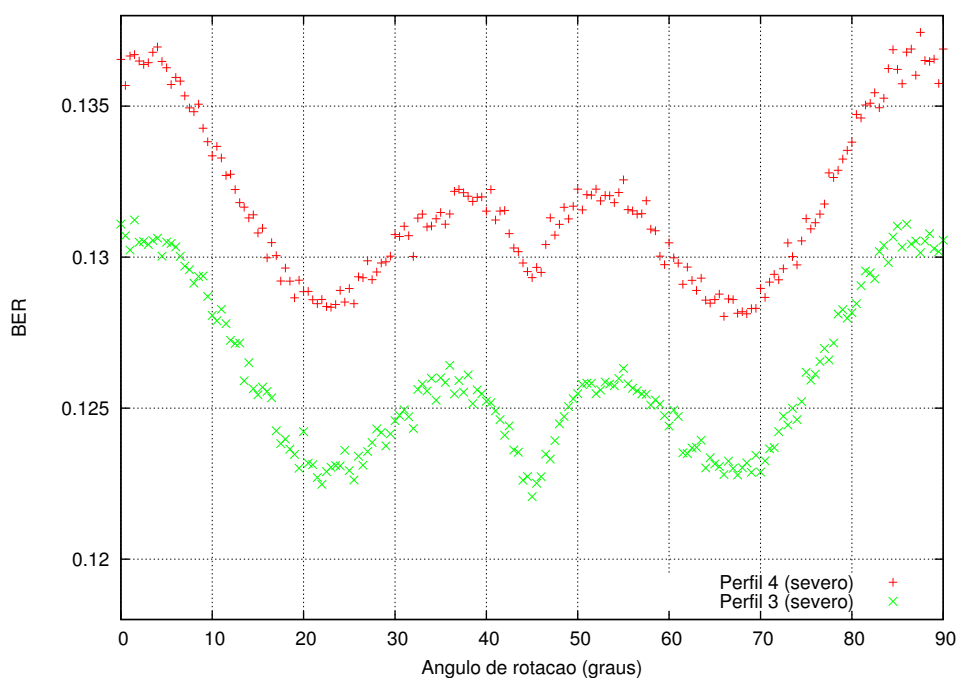


Figura 4.8 Valores de BER para diferentes ângulos de rotação da constelação 4-PSK, para canais com desvanecimento mais severo.

Para um canal com $m = 0.5$, isto é, um canal com desvanecimento Rice, com linha de visada, o ângulo ótimo de rotação encontrado por Yilmaz foi de 28.9° .

Quanto aos resultados obtidos por Lopes (2002). Foi encontrado um ângulo ótimo de 27° , para a rotação da constelação 4-PSK.

O ganho obtido pela rotação da constelação PSK muda de acordo com a SNR. Para simular os resultados mostrados na Figura 4.9, o terceiro perfil da Tabela 4.1 foi escolhido, e os valores de BER foram obtidos para diferentes ângulos.

Na Figura 4.9 são apresentadas as curvas de BER x SNR para o perfil 3 (não-severo) tendo ângulos de referência de 0° , 20° e 40° .

Para valores de SNR menores que 10 dB, a rotação da constelação praticamente não tem efeito na BER. Como esperado, para valores de SNR maiores, a menor BER foi encontrada ao rotacionar a constelação em 20° . Para uma BER de 5×10^{-2} , a constelação rotacionada em 20° mostra um ganho de 5.1 dB comparada à transmissão não rotacionada.

Por outro lado, a rotação de 40° resulta em deterioração da transmissão, e apresenta uma taxa de erro maior que para o caso sem rotação. Para uma BER de aproximadamente 6.46×10^{-2} , a constelação 4-PSK não rotacionada apresenta um ganho de 2.5 dB em comparação à constelação rotacionada em 40° .

Para o cenário sem linha de visada (perfil 3, caso severo), obtém-se as curvas de BER x SNR, também para a constelação 4-PSK com ângulos de referência 0° , 20° e 40° . Os resultados podem ser vistos na Figura 4.10.

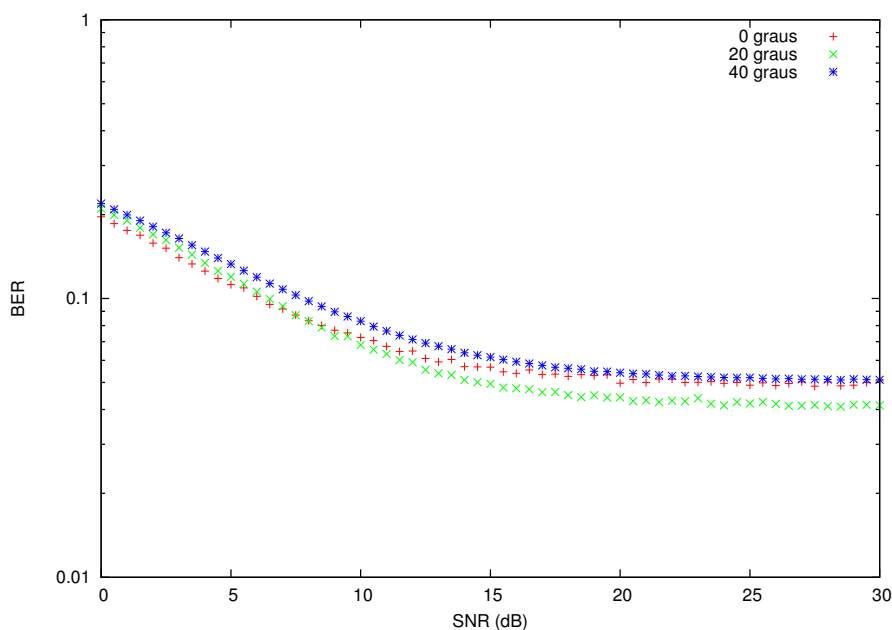


Figura 4.9 Valores de BER para diferentes ângulos de rotação da constelação 4-PSK, utilizando o terceiro perfil da potência (caso não-severo) no canal de múltiplos raios.

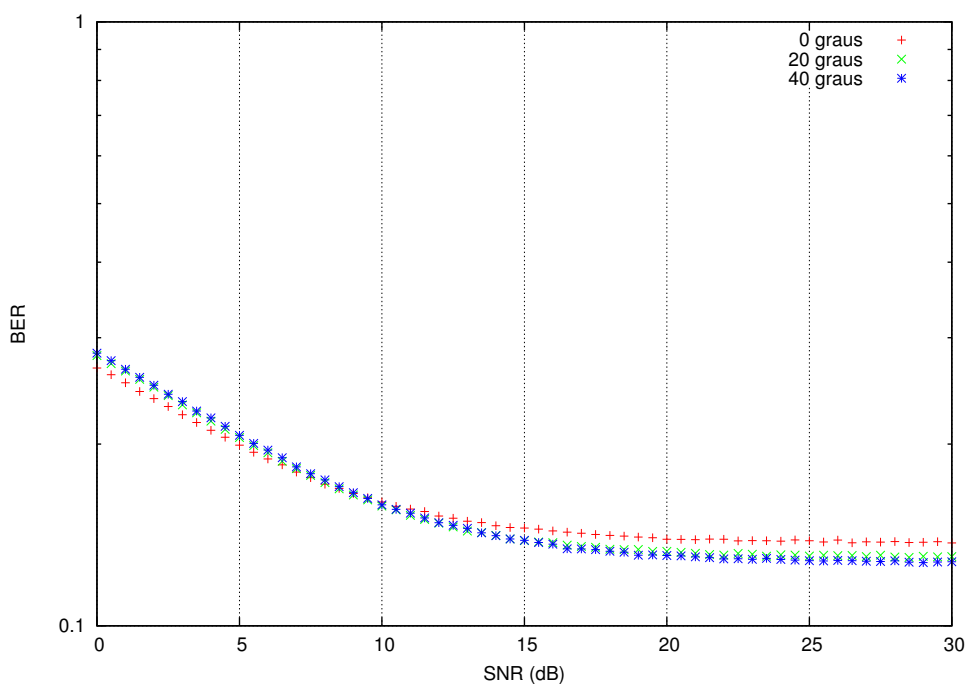


Figura 4.10 Valores de BER para diferentes ângulos de rotação da constelação 4-PSK, utilizando o terceiro perfil da potência (caso severo) no canal de múltiplos raios.

Neste caso, o canal com 3 raios apresenta valores de BER maiores devido à falta da linha de visada.

E para valores mais altos de SNR o ângulo que resulta em menores valores de BER é 45° . Estes resultados podem ser vistos na Figura 4.10. Para uma BER de 1.4×10^{-2} a constelação rotacionada de 45° tem um ganho de 13.8 dB em comparação à transmissão sem rotação.

Estes resultados estão relacionados a um espalhamento temporal mais largo, de forma que os atrasos têm uma distribuição gaussiana com desvio padrão de aproximadamente 55 símbolos (variância de 3000 símbolos). Estes dados estão de acordo com aqueles da ATTC [19], para transmissões em alta velocidade para televisão digital.

Todavia, analisa-se também, para a simulação de múltiplos raios, o caso em que o espalhamento temporal é menor, aproximadamente de 1 símbolo, de maneira a poder analisar resultados mais próximos de casos de multipercurso em áreas menores. As curvas para o terceiro perfil com atrasos aleatórios com variância de 3000 símbolos e para variância de 1 símbolo estão mostrados na Figura 4.11. O ângulo de rotação para os dois casos é de 20° .

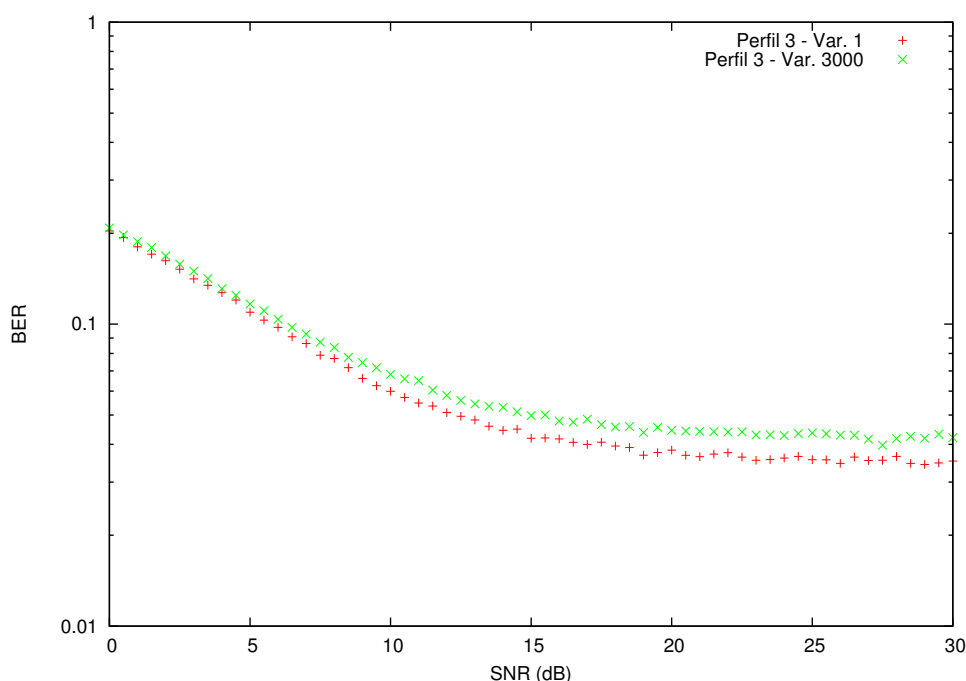


Figura 4.11 Comparação das taxas de erro para o caso em que há três raios, com atrasos aleatórios de variância 3000 símbolos e 1 símbolo, para o esquema de modulação digital 4-PSK, rotacionado em 20° .

A presença de atrasos menores resulta, como esperado, em valores de BER inferiores, os limiares irreduzíveis para o caso com atrasos maiores é de 4.1×10^{-2} enquanto que para o caso de atrasos menores, é de 3.5×10^{-2} .

Como afirmado por Chuang (1989), os limiares correspondentes aos valores de BER irreduzíveis dependem principalmente do valor médio do espalhamento do atraso, independente do formato do perfil de espalhamento [9].

Comparativamente, os valores obtidos por Chuang (1987) para os limiares de BER irreduzível, para modulação 4-PSK simples, variam de 2×10^{-4} a 7×10^{-3} para espalhamento médio do atraso variando entre $2 \times 10^{-2}T_s$ e $1 \times 10^{-1}T_s$, em que T_s é o tempo de símbolo.

Observa-se que os valores médios dos atrasos aplicados são de dez a dez mil vezes maiores que os discutidos por Chuang (1987), devido aos parâmetros terem sido baseados em valores da ATTC, o que explica os valores mais altos encontrados em nossas simulações.

4.1.4 Rotação do Esquema 8-PSK

Nesta Subsecção, é levada em conta a transmissão de uma constelação 8-PSK. Ao contrário do que foi visto para o esquema 4-PSK, ao rotacionar a constelação 8-PSK, o ângulo de rotação ótimo obtido foi o mesmo tanto para os casos severos, quanto para os não-severos.

Simulações realizadas fixando a SNR em 20 dB e a profundidade de entrelaçamento em 50 símbolos, para os casos severos e não-severos resultam no mesmo ângulo de rotação ótimo, de 22.5° . Estes resultados estão evidenciados nas Figuras 4.12 e 4.13.

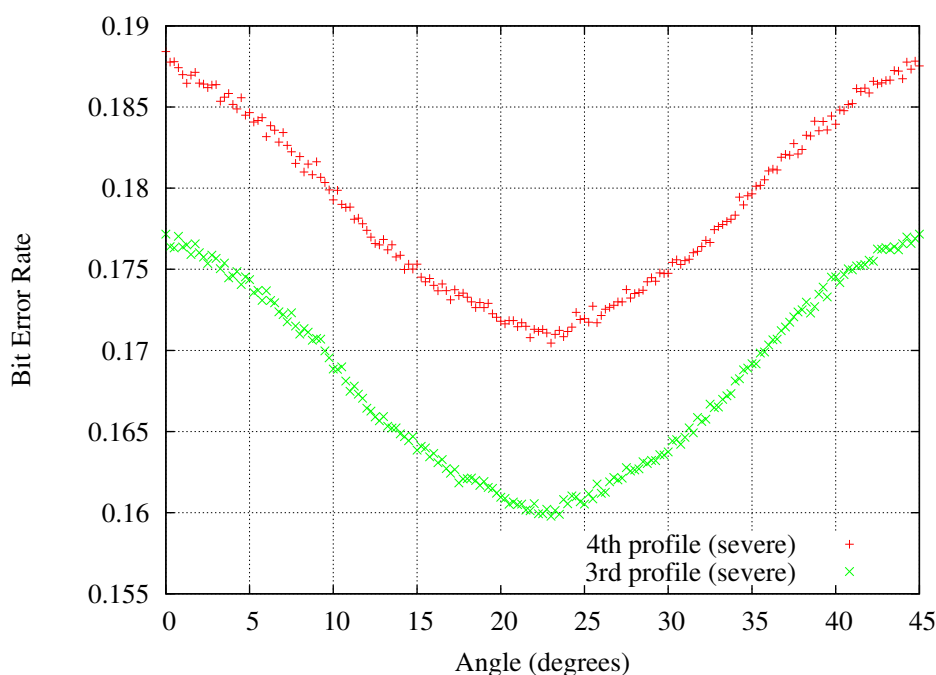


Figura 4.12 Valores de BER para diferentes ângulos de rotação da constelação 8-PSK, com 3 e 4 raios (caso não-severo).

Comparativamente, Yilmaz (2010), obteve um ângulo ótimo de 7.23° , para altos valores de SNR (acima de 30 dB) e, para baixos valores de SNR, o ângulo ótimo tende a 45° . E para um canal sujeito a desvanecimento Rice (com linha de visada), o ângulo ótimo de rotação para altos valores de SNR é 8.5° .

Enquanto para Lopes (2002), foi encontrado um ângulo ótimo de 8.5° , para a rotação da constelação 8-PSK.

Na Figura 4.14 são apresentadas as curvas de BER x SNR para o perfil 3 (não-severo) tendo ângulos de referência de 0° , 10° e 22° .

Dentre as três curvas, a que apresenta o melhor resultado é a curva da constelação 8-PSK rotacionada em 22° , como esperado. Esta apresenta um ganho de 3.7 dB em comparação à não-rotacionada, para uma BER de 9.4×10^{-2} .

A curva de BER x SNR para o esquema 8-PSK rotacionado de 10° apresenta taxas de erro levemente superiores à rotação de 22° , tendo um limiar irreduzível de BER de aproximadamente 8×10^{-2} enquanto para a rotação de 22° tem-se um limiar que tende a 7.6×10^{-2} .

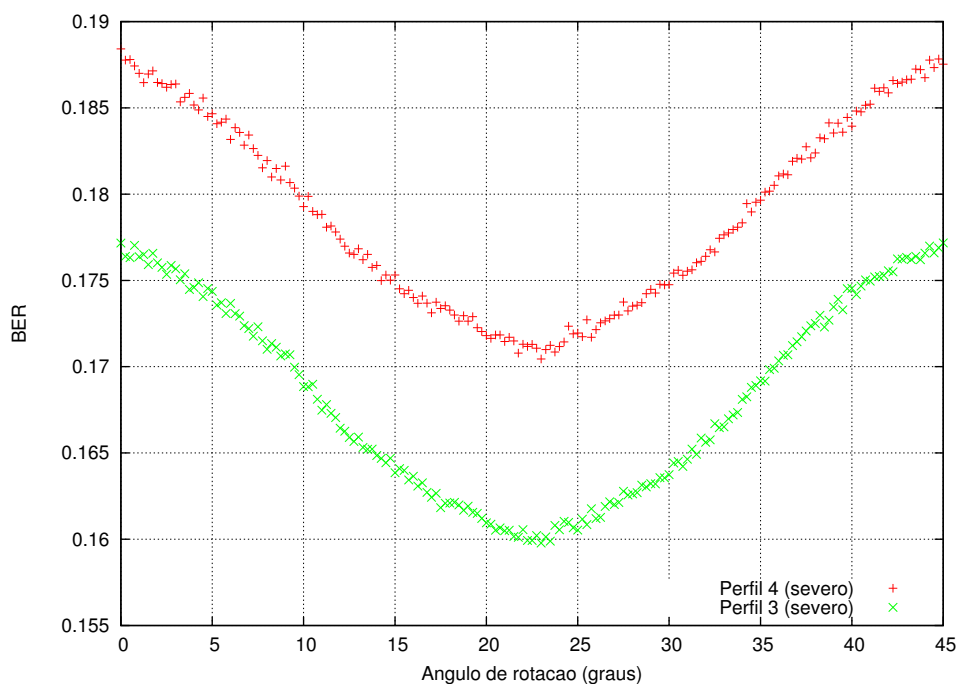


Figura 4.13 Valores de BER para diferentes ângulos de rotação da constelação 8-PSK, para canais com desvanecimento mais severo, com 3 e 4 raios.

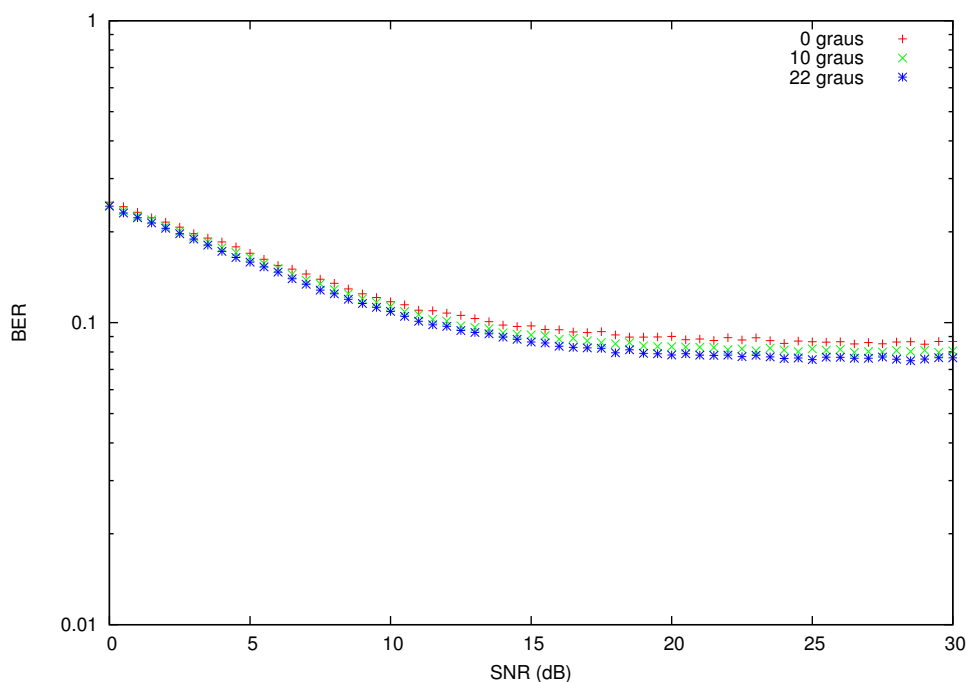


Figura 4.14 Valores de BER para diferentes ângulos de rotação da constelação 8-PSK, utilizando o terceiro perfil da potência (caso não-severo).

Para o cenário sem linha de visada (perfil 3 severo), obtém-se as curvas de BER x SNR, também para a constelação 8-PSK com ângulos de referência 0° , 10° e 22° . Os resultados podem ser vistos na Figura 4.15.

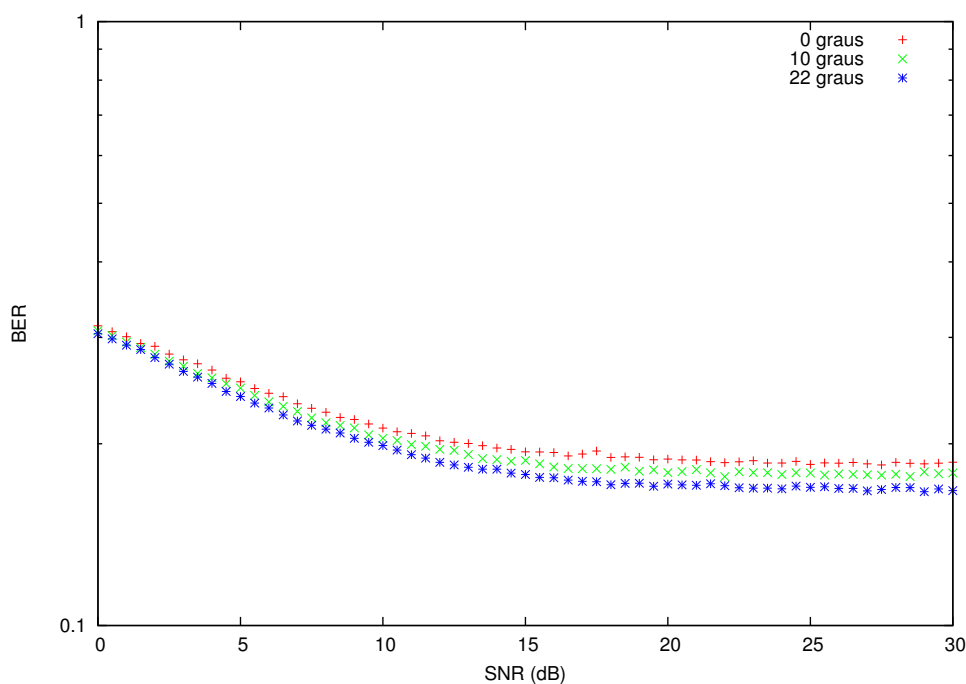


Figura 4.15 Valores de BER para diferentes ângulos de rotação da constelação 8-PSK, utilizando o terceiro perfil da potência (caso severo).

Como para o esquema 4-PSK, o canal com três raios apresenta valores de BER maiores devido à falta da linha de visada, e a rotação da constelação causa uma diminuição na taxa de erro, comparado à não-rotação.

Neste caso, o limiar irreduzível para o esquema não rotacionado tende a 1.85×10^{-1} , enquanto para a rotação de 10° tem-se a BER tendendo a 1.77×10^{-1} e para 22° tem-se a BER tendendo a 1.66×10^{-1} .

Quanto ao ganho referente à rotação, para uma BER de 1.9×10^{-1} a constelação rotacionada de um ângulo de 22° mostra um ganho de 5.9 dB em comparação à transmissão sem rotação.

Estes resultados estão relacionados a um espalhamento temporal mais largo, de forma que os atrasos têm uma distribuição gaussiana com desvio padrão de aproximadamente 55 símbolos (variância de 3000 símbolos). Estes dados estão de acordo com aqueles da ATTC [19], para transmissões em alta velocidade para televisão digital.

Todavia, analisa-se também, para a simulação de múltiplos raios, o caso em que o espalhamento temporal é menor, aproximadamente de um símbolo, de maneira a poder analisar resultados mais próximos de casos de multipercurso em áreas menores. As curvas para o terceiro perfil com atrasos aleatórios com variância de 3000 símbolos e para variância de um símbolo estão mostrados na Figura 4.16. O ângulo de rotação para os dois casos é de 22° .

A presença de atrasos menores resulta, como esperado, em valores de BER inferiores, os limiares irreduzíveis para o caso com atrasos maiores é de 7.6×10^{-2} enquanto que para o caso de atrasos menores, é de 6.9×10^{-2} .

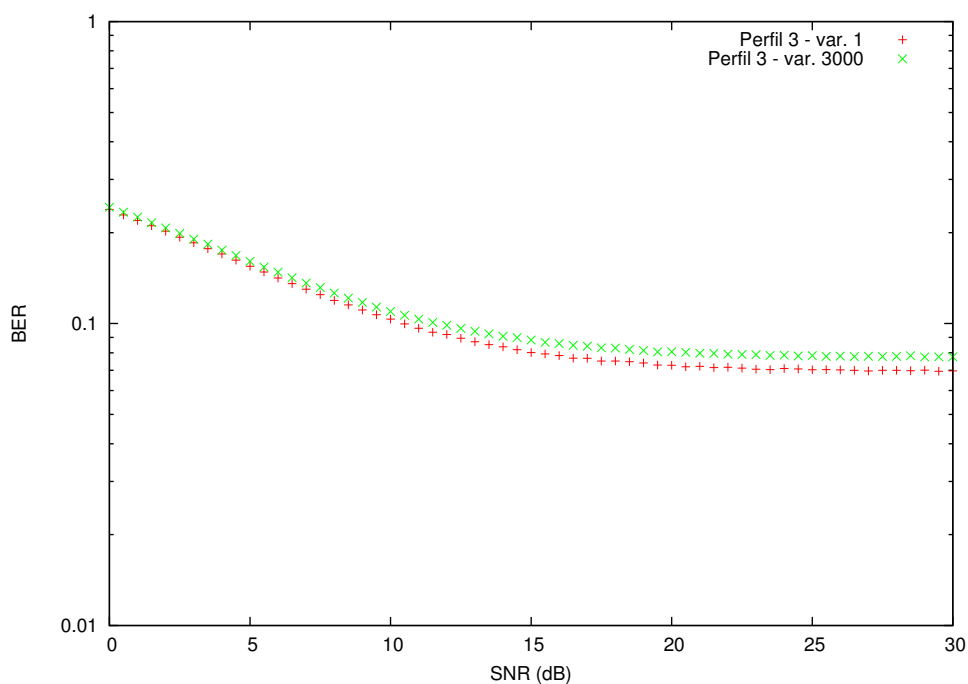


Figura 4.16 Comparação das taxas de erro para o caso em que há três raios, com atrasos aleatórios de variância 3000 símbolos e 1 símbolo, para o esquema de modulação digital 8-PSK rotacionado em 22° .

Comparativamente, para 8-PSK, Chuang (1989) obtém limiares de BER variando de 8×10^{-3} a 1.3×10^{-2} para espalhamento médio do atraso variando de $2 \times 10^{-2}T_s$ a $1 \times 10^{-1}T_s$, em que T_s é o tempo de símbolo.

Estes resultados ajudam a confirmar a validade da simulação do canal de propagação com múltiplos raios.

CAPÍTULO 5

Conclusões e Trabalhos Futuros

Os múltiplos percursos pelos quais passam o sinal digital transmitido resultam no desvanecimento do sinal na recepção. A diversidade de modulação é uma técnica de diversidade eficiente em termos de banda de frequência, visto que não reduz a taxa de transmissão, ou ocupa uma banda de frequência maior que para o caso de transmissão sem a utilização da técnica.

A vantagem desta técnica está diretamente ligada à maneira como o desvanecimento afeta o sinal transmitido, normalmente aproximando os pontos da constelação, representando os símbolos enviados, dos eixos em fase e quadratura. Ao mudar o ângulo de referência da constelação, as projeções dos pontos nestes eixos se tornam mais afastados, de maneira a diminuir a sobreposição das nuvens dos pontos transmitidos. Efeito este que é denominado de *Ferris-Wheel Effect*, e é evidenciado em [27].

Ainda, o custo em complexidade é relativamente baixo, não havendo necessidade da implementação de circuitos transmissor e receptor muito diferentes ou arranjos de antenas, tendo em vista que a constelação rotacionada pode ser diretamente mapeada no transmissor, havendo apenas a presença dos entrelaçador e desentrelaçador, e um decisor levemente mais complexo, com um número maior de regiões de decisão.

Foi analisada a influência desta técnica em vários cenários de simulação de transmissão com múltiplos percursos aplicados a um sistema de comunicações móveis. Estes cenários consideraram a presença de múltiplos raios, levando em conta a interferência intersimbólica originada dos atrasos diferentes associados a cada raio. Em contrapartida ao método convencional em que o desvanecimento devido aos múltiplos percursos é representado por um ruído multiplicativo com distribuições diversas [24, 28, 18, 52].

Oito cenários foram simulados, para esquemas de modulação 4-PSK e 8-PSK. Para todos os cenários e constelações, o uso da técnica de diversidade de modulação aprimorou o desempenho do sistema.

Ainda, quanto à simulação do canal de propagação, dois aspectos foram variados. O efeito da presença ou não da interferência intersimbólica foi evidenciado, ao simular casos com

múltiplos raios com ISI constante de 4 dentre 16 amostras e casos sem ISI. O resultado disso é a constatação de um limiar irreduzível da taxa de erros, resultado também evidenciado por [10, 9]

O outro aspecto que foi analisado é relativo ao caso com atrasos aleatórios, havendo então atrasos que variam com um desvio padrão de 55 símbolos e para um desvio padrão de 1 símbolo. O primeiro caso equivale a um cenário de transmissão a longas distâncias, como comunicações por satélite, enquanto o segundo caso se refere a um cenário com interferências intersimbólicas mais tênues, por exemplo, uma transmissão a distâncias próximas, em que o espalhamento do atraso é menos grave.

Para casos em que há linha de visada (perfis não-severos), foram obtidos melhores resultados quando comparados aos casos em que não há uma clara linha de visada (perfis severos). O ângulo de rotação ótimo obtido para a transmissão 4-PSK, para todos os cenários, foi 20° . Contudo, para os casos mais severos, a rotação de 45° mostrou valores de BER menores comparados a outros ângulos. De fato, para uma BER de 5×10^{-2} , a rotação em 20° resultou em um ganho de 5.1 dB comparado à transmissão sem rotação.

E para um valor de BER de 1.4×10^{-1} , no caso de desvanecimento severo, a rotação de 45° resultou em um ganho de 13.8 dB quando comparado à transmissão sem rotação.

Para as simulações 8-PSK, o ângulo de rotação ótimo obtido foi de 22.5° , para todos os cenários, tendo um ganho de 5.9 dB em comparação à modulação sem diversidade.

No geral, a diversidade de modulação produz melhores resultados para a constelação 4-PSK que para a constelação 8-PSK, devido à proximidade dos pontos da constelação do sinal.

A contribuição principal deste trabalho, além da obtenção dos resultados comentados, é a aplicação dos cenários de multipercurso com múltiplos raios, e sua validação da eficácia da técnica de diversidade de modulação neste ambiente, bem como a comparação com resultados anteriores.

5.1 Trabalhos Futuros

Como proposta para trabalhos futuros deve-se considerar constelações com diferentes geometrias, para se analisar a técnica de diversidade em modulação.

Além disso, é importante levar em conta novos cenários de multipercurso na análise dos resultados que forem obtidos com a técnica de diversidade em modulação.

O efeito da profundidade do entrelaçamento deve ser considerado em cenários futuros, assim como o efeito da variação dos valores máximos de atraso, em conjunto com as técnicas estudadas.

O efeito *Ferris-Wheel*, descoberto em [27], pode ser investigado em diversos contextos de desvanecimento.

5.2 Produção Acadêmica

Artigo apresentado no IEEE *International Telecommunications Symposium* (ITS'2014), intitulado "*Modulation Diversity Effects in Rayleigh Fading Multipath Channels*", realizado em São Paulo.

Artigo apresentado no Encontro Anual do Iecom em Comunicações, Redes e Criptografia (ENCOM 2014), intitulado "Efeitos de Dispersão de Atrasos em Canal com Desvanecimento Rayleigh e Múltiplos Percursos", realizado em João Pessoa.

Referências Bibliográficas

- [1] M. S. Alencar. *Comunicacoes Moveis Celulares*. Editora Erica, Sao Paulo, Brasil, 2009.
- [2] M. S. Alencar. *Probabilidade e Processos Estocasticos*. Erica, 2009.
- [3] M. S. Alencar. Report 2001-2014: Commision C - Telecommunications in Brazil. Technical report, Union of Radio Science, jul 2014.
- [4] Marcelo S. Alencar. *Princípios de Comunicação*. Editora Universitária, UFPB, ISBN 85-237-0131-1, João Pessoa, Brasil, 1999.
- [5] Adel Ahmed Ali and Khalid Alkhudairi. BER for M-QAM with Space Diversity and MRC in Rician Fading Channels. In *MCWC 2006*, Set 2006.
- [6] M-S. Alouini. Adaptative and diversity techniques for wireless digital communications over fading channels. Tese de doutorado, California Institute of Technology, Pasadena, Californial, 1988.
- [7] A. Sudhir Babu and K.V Sambasiva Rao. Evaluation of BER for AWGN, Rayleigh and Rician Fading Channels under Various Modulation Schemes. In *International Journal of Computer Applications*, volume 26, Julho 2011.
- [8] C. Carneheim, S.-O. Jonsson, M. Ljungberg, M. Madfors, and J. Naslund. Fh-gsm frequency hopping gsm. In *Vehicular Technology Conference, 1994 IEEE 44th*, pages 1155–1159 vol.2, Jun 1994.
- [9] C. I. Chuang. The Effects of time delay spread on portable radio communications channels with digital modulation. In *IEEE Journal Selected Arms. Commun.*, 1987.
- [10] Justin C. Chuang. The effects of Delay Spread on 2-PSK, 4-PSK, 8-PSK and 16-QAM in a Portable Radio Environment. In *IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY II*, volume 38, May 1989.
- [11] V. M. DaSilva and E. S. Sousa. Fading-resistant modulation using several transmitter antennas. *IEEE Transactions on Communications*, 45(10):1236–1244, Oct 1997.

-
- [12] V. M. DaSilva and E. S. Sousa. Fading-resistant modulation using several transmitter antennas. *Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicacoes*, 17(2):111–122, Dezembro 2002.
- [13] John H. Drew, Diane L. Evans, Andrew G. Glen, and Lawrence Leemis. *Computational Probability*. Springer, New York, NY, USA, 2008.
- [14] D. Emmer, E. Humburg, P. Weber, and M. Weckerle. Measurements of base station two-branch space and polarization diversity reception and a comparison of the diversity gain based on the cdf of signal level and simulations of ber in a gsm system. In *Vehicular Technology Conference, 1998. VTC 98. 48th IEEE*, volume 1, pages 5–10 vol.1, May 1998.
- [15] V. Erceg, D.G. Michelson, S.S. Ghassemzadeh, L.J. Greenstein, A.J. Rustako, P.B. Guerlain, M.K. Dennison, R. Roman, D.J. Barnickel, S.C. Wang, and R.R. Miller. A model for the multipath delay profile of fixed wireless channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 17(3):399–410, March 1999.
- [16] Andrea Goldsmith. *Wireless Communications*. Cambridge University Press, Cambridge, 2005.
- [17] H. Hashemi. The indoor radio propagation channel. *Proceedings of the IEEE*, 81(7):943–968, Jul 1993.
- [18] Branko D. Jelieic and Sumit Roy. Cutoff Rates for Coordinate Interleaved QAM over Rayleigh Fading Channels. In *IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS*, volume 44, October 1996.
- [19] Insung Kang, M.P. Fitz, and S.B. Gelfand. Blind estimation of multipath channel parameters: a modal analysis approach. *IEEE Transactions on Communications*, 47(8):1140–1150, Aug 1999.
- [20] R. Ketcham, J. Frolik, B. Zivanovic, S. Melais, and T. Weller. Compact and simple diversity methods for mitigating severe fading. In *Wireless and Microwave Technology Conference, 2006. WAMICON '06. IEEE Annual*, pages 1–5, Dec 2006.
- [21] Chang-Joo Kim, Young-Su Kim, Goo-Young Jung, and Hyuck-Jae Lee. BER Analysis of QAM with MRC Space Diversity in Rayleigh Fading Channel. In *Department of Radio Science Electronics Telecommunications Research Institute*, January 1995.
- [22] R. F. Lopes. Tecnicas de diversidade aplicadas a sistemas θ -QAM para canais com desvanecimento. Dissertacao de mestrado, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, Brasil, 2013.

-
- [23] Rafael Fernandes Lopes. *Técnicas de Diversidade Aplicadas a Sistemas θ -QAM para Canais com Desvanecimento*. PhD thesis, Federal University of Campina Grande, 2013.
- [24] W. T. A. Lopes, J. F. Galdino, and M. S. Alencar. Diversidade em modulação aplicada a canais de comunicações móveis. *Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações*, 17(2):111–122, Dezembro 2002.
- [25] W. T. A. Lopes, F. Madeiro, J. F. Galdino, B. G. Aguiar, and M. S. Alencar. Diversidade em modulação aplicada a canais de comunicações móveis: Efeito dos erros de estimação de canal na transmissão de imagens. In *Anais do XX Simposio Brasileiro de Telecomunicações (SBT'03)*, Jun 2003.
- [26] W. T. A. Lopes, F. Madeiro, J. F. Galdino, and M. S. Alencar. Impact of the estimation errors and doppler effect on the modulation diversity technique. *Vehicular Technology Conference 2006. VTC-2006*, pages 1–5, 2006.
- [27] Waslon Terlizzie Araujo Lopes. *Diversidade em Modulação Aplicada a Transmissão de Imagens em Canais com Desvanecimento*. PhD thesis, Federal University of Campina Grande, 2003.
- [28] Mukesh Kumar Mishra, Neetu Sood, and Ajay K Sharma. Ber performance of ofdm-bpsk over nakagami fading channels. In *International Journal of Computer Applications*, volume 18, March 2011.
- [29] Peter Mosen. Fading Channel Communications. In *IEEE Communications Magazine*, January 1980.
- [30] C. A. Nour and C. Douillard. Rotated QAM constellations to improve BICM performance for DVB-T2. *IEEE 2008*, pages 354–359, 2008.
- [31] E. Pajala, T. Isotalo, A. Lakhzouri, and E. S. Lohan. An improved simulation model for Nakagami-m fading channel for satellite positioning applications. *Proceedings in WPNC'06*, pages 81–90, 2006.
- [32] E. Papproth and G.K. Kaleh. A cdma overlay using frequency-diversity spread spectrum. In *Universal Personal Communications. 1995. Record., 1995 Fourth IEEE International Conference on*, pages 630–634, Nov 1995.
- [33] J. D. Parsons. *The Mobile Radio Propagation Channel*. Wiley, 2 edition, 11 2000.
- [34] M. Patzold. *Mobile Fading Channels*. Wiley, West Sussex, Inglaterra, 2002.
- [35] L. Polak and T. Kratochvil. Performance of rotated constellation in DVB-T2. *ICDT 2012: 7a Conferencia Internacional em Telecomunicações Digitais*, pages 84–87, 2012.

-
- [36] J. G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill, Estados Unidos, 2000.
- [37] J. G. Proakis and M. Salehi. *Communications Systems Engineering*. Prentice Hall, Nova Jersey, 2002.
- [38] W. J. L. Queiroz, M. S. Alencar, W. T. A. Lopes, and F. Madeiro. Error probability in multichannel reception with M-QAM, M-PAM and R-QAM schemes under generalized fading. *IEICE Transactions*, 2010.
- [39] Rakshith Rajashekar and K.V.S. Hari. Modulation diversity for spatial modulation using complex interleaved orthogonal design. *TENCON 2012 IEEE Region 10 Conference*, pages 1–6, Nov 2012.
- [40] C. Schlegel and D.J. Costello. Bandwidth efficient coding for fading channels: Code construction and performance analysis. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 7(9):1356–1368, Dec 1989.
- [41] M. Schwartz. *Information Transmission, Modulation, and Noise*. McGRAW-HILL KOGAKUSHA, LTD, Tokyo, 1970.
- [42] F. G. S. Silva, W. J. L. Queiroz, and M. S. Alencar. Reduction of Intersymbolic Interference Using the Eigenanalysis Method and a Linear Antenna Array. In *King Saud University*, Set 2006.
- [43] Sklar, B. Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems part I: Characterization. *IEEE Communications Magazine*, pages 90–100, 1997.
- [44] S. B. Slimane. An improved PSK scheme for fading channels. *Vehicular Technology, IEEE Transactions*, 47(2):703–710, Maio 1998.
- [45] S.B. Slimane. An improved psk scheme for fading channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 47(2):703–710, May 1998.
- [46] S.R. Todd, M.S. El-Tanany, and S.A. Mahmoud. Space and frequency diversity measurements of the 1.7 ghz indoor radio channel using a four-branch receiver. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 41(3):312–320, Aug 1992.
- [47] David Tse and Pramod Viswanath. *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, New York, NY, USA, 2005.
- [48] Eric W. Weisstein. From MathWorld: A Wolfram Web Resource. <http://mathworld.wolfram.com/GrayCode.htm/>, 2014. [Online; acessado 19-Agosto-2014].
- [49] T. Wong and T. Lok. Theory of Digital Communications. In *University of Florida*, 2000.

- [50] M. D. Yacoub. *Foundations of Mobile Radio Engineering*. CRC Press, Sao Paulo, 1993.
- [51] C. Yi. Gray code sequences, March 9 2004. US Patent 6,703,950.
- [52] Ahmet Yilmaz and Oguz Kucur. Performance of rotated PSK modulation in Nakagami-m fading channels. In *International Journal of Electronics and Communications*, volume 1, Julho 2010.
- [53] Ahmet Yilmaz and Oguz Kucur. Performance analysis of modulation diversity with OSTBC transmission over Nakagami-m fading channels. In *International Journal of Electronics and Communications*, August 2013.