

UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MODELOS MARKOVIANOS E
ANÁLISE DE DESEMPENHO DE ESQUEMAS ARQ
EM CANAIS MÓVEIS

por

Rodrigo Leal de Siqueira

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para a obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Cecilio José L. Pimentel, PhD.

Recife, Agosto de 2004.

© Rodrigo Leal de Siqueira, 2004

Siqueira, Rodrigo Leal de
Modelos markovianos e análise de desempenho
de esquemas ARQ em canais móveis / Rodrigo Leal
de Siqueira. – Recife : O Autor, 2004.
xvi, 149 folhas : il., fig., gráf., tab.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal
de Pernambuco. CTG. Engenharia Elétrica, 2004.

Inclui bibliografia e apêndices.

1. Engenharia elétrica - Comunicações. 2.
Comunicações móveis – Protocolo ARQ – Análise de
desempenho. 3. Canais de estados finitos – Modelos
markovianos e Gilbert-Elliott (GEC). I. Título.

621.395

CDU (2.ed.)

UFPE

621.382

CDD (22.ed.)

BC2005-101



Universidade Federal de Pernambuco

Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
DISSERTAÇÃO DE MESTRADO ACADÊMICO DE

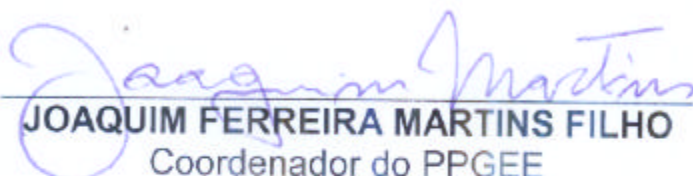
RODRIGO LEAL DE SIQUEIRA

TÍTULO

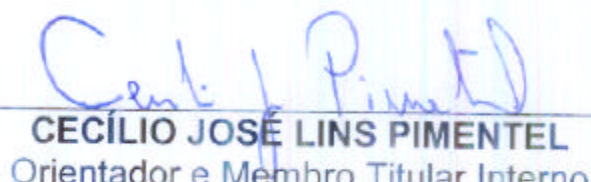
**“MODELOS MARKOVIANOS E ANÁLISE DE DESEMPENHO
DE ESQUEMAS ARQ EM CANAIS MÓVEIS”**

A comissão examinadora composta pelos professores: CECÍLIO JOSÉ LINS PIMENTEL, DES/UFPE, HÉLIO MAGALHÃES DE OLIVEIRA, DES/UFPE e FRANCISCO MADEIRO BERNARDINO JÚNIOR, DEI/UNICAP, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **RODRIGO LEAL DE SIQUEIRA APROVADO**.

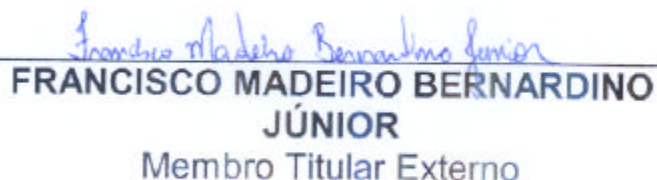
Recife, 29 de agosto de 2004.



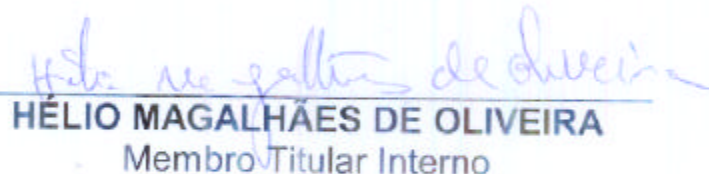
JOAQUIM FERREIRA MARTINS FILHO
Coordenador do PPGEE



CECÍLIO JOSÉ LINS PIMENTEL
Orientador e Membro Titular Interno



**FRANCISCO MADEIRO BERNARDINO
JÚNIOR**
Membro Titular Externo



HÉLIO MAGALHÃES DE OLIVEIRA
Membro Titular Interno

Dedicatória

Dedico este trabalho aos meus pais, Carlos Frederico e Suêrda,
e aos meus irmãos, Carlos Frederico Jr. e Cláudia Maria,
que tanto contribuíram para meu desenvolvimento intelectual e humano
e por todo amor dado durante toda a minha vida.

Dedico a minha futura esposa Melissa pela dedicação e
pelo apoio em todos os momentos desta jornada.

Dedico também aos meus irmãos da vida.

Recebam o conteúdo desta dissertação na certeza que o apoio incondicional e o estímulo
constante por vocês exercido foram, sem dúvida alguma, imprescindível para a
concretização de mais uma etapa de nossa jornada conjunta.

Agradecimentos

Quero expressar a minha consideração e profundo agradecimento a nível pessoal ao meu Orientador, Professor Cecilio José Lins Pimentel, pela excelente supervisão, ajuda e estímulo constante durante a realização desta dissertação. Também não posso deixar de demonstrar minha gratidão por ter me recebido como seu aluno de mestrado permitindo que continuasse minha vida profissional durante toda a realização do curso.

Agradeço aos professores do Departamento de Eletrônica e Sistemas, em particularmente àqueles do grupo de Pesquisa em Comunicações (CODEC). Em especial aos professores Valdemar Cardoso da Rocha Jr., Ricardo Menezes Campello, Hélio Magalhães de Oliveira (Membro da Banca Examinadora) meus sinceros agradecimentos por contribuírem com meu crescimento acadêmico, profissional e humano.

Ao professor Francisco Madeiro Bernardino Jr. (Departamento de Estatística e Informática da Universidade Católica de Pernambuco) agradeço pela sua participação em minha Banca Examinadora na qualidade de Examinador Externo.

Aos companheiros do Mestrado e Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFPE agradeço pelo apoio e incentivo dado durante o curso.

A todos os meus amigos do colégio, da universidade, do trabalho e da vida, de toda parte do mundo, que participaram direta ou indiretamente dessa grande conquista pessoal, agradeço pelo constante apoio.

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

MODELOS MARKOVIANOS E ANÁLISE DE DESEMPENHO DE ESQUEMAS ARQ EM CANAIS MÓVEIS

Rodrigo Leal de Siqueira

Agosto/2004

Orientador: Cecilio José Lins Pimentel, Ph.D.

Área de Concentração: Comunicações.

Palavras-chave: Canais de estados finitos, canal Gilbert-Elliott, desvanecimento plano, processo Markoviano, protocolos ARQ, transmissão digital.

Número de Páginas: xvi + 149.

O presente trabalho desenvolve modelos de canais de estados finitos (CEF) para um sistema de comunicação discreto, composto por um modulador digital, um canal com desvanecimento plano (Rayleigh ou Rice) correlacionado no tempo e um demodulador, bem como estuda as propriedades de correlação do processo de desvanecimento para analisar o desempenho de protocolos de solicitação de retransmissão automática (ARQ, do inglês *automatic repeat request*) em canais CEF. O modelo CEF irá representar os sucessos e erros na transmissão de símbolos em um canal com desvanecimento, o qual é representado matematicamente como uma sequência de erro binária. Dois modelos de canais CEF comumente usados para caracterizar canais com desvanecimento serão considerados: o modelo de Markov de K-ésima ordem e o modelo Gilbert-Elliott (GEC). Será desenvolvida uma nova expressão analítica para o cálculo da vazão do esquema GBN (do inglês *Go-Back-N*) do protocolo ARQ para transmissão em canais CEF. A partir da comparação das curvas de vazão obtidas por simulação e as obtidas analiticamente para modelos CEF, serão determinadas faixas de parâmetros do sistema de comunicação nas quais o canal discreto pode ser aproximado por algum modelo CEF considerado neste trabalho. Os resultados obtidos avaliam a influência de diversos parâmetros do canal móvel no desempenho do sistema de comunicações.

Abstract of Dissertation presented to UFPE as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

MARKOVIAN MODELS AND PERFORMANCE ANALYSIS OF ARQ SCHEMES ON MOBILE CHANNELS

Rodrigo Leal de Siqueira

August/2004

Supervisor: Cecilio José Lins Pimentel, Ph.D.

Area of Concentration: Communications.

Keywords: Finite State Channels, Gilbert-Elliott channel, flat fading, Markovian process, ARQ protocols, digital transmission.

Number of Pages: xvi + 149.

This work develops finite state channel (FSC) models for a discrete communication system composed by a digital modulator, a time-correlated flat fading channel (Rayleigh or Rice), and a demodulator. The aim of this study is to investigate the properties of correlation of fading process, and to analyse the performance of automatic repeat request protocols (ARQ) on FSC channels. The FSC model describes the successes and the failures of the transmission of symbols over a fading channel, which can be mathematically represented as a binary error sequence. Two FSC models commonly used to characterize fading channels are considered: The K th-order Markov model and the Gilbert-Elliott model (GEC). A novel analytical expression to calculate the throughput of the Go-Back-N (GBN) scheme of the ARQ protocol over FSC channels is developed. A comparison of curves of throughput obtained by simulation with those analytically derived to FSC models, allows to determine the range of parameters of the communication system in which the discrete channel can be approximated by some various FSC model considered in this work. Finally, the influence of the various parameters of the mobile channel on the performance of the communication system is evaluated.

Sumário

1 INTRODUÇÃO	1
1.1 A Evolução dos Sistemas Celulares	2
1.2 Protocolo ARQ Puro	5
1.2.1 Protocolo <i>Stop-and-Wait</i> (SW)	6
1.2.2 Protocolo <i>Go-Back-N</i> (GBN)	7
1.2.3 Protocolo <i>Selective Repeat</i> (SR)	8
1.3 Protocolo ARQ Híbrido	9
1.3.1 Protocolo HARQ Tipo I	9
1.3.2 Protocolo HARQ Tipo II	10
1.4 Objetivos da Dissertação	10
1.5 Organização da Dissertação	12
2 MODELAMENTO DO CANAL MÓVEL	13
2.1 Propagação em um Canal Móvel	13
2.2 O Efeito Doppler	14
2.3 Caracterização de Canais com Múltiplos Percursos	15
2.4 Funções de Transferência	17
2.5 Funções de Correlação	20
2.6 Parâmetros do Canal Móvel	22
2.6.1 Espalhamento Temporal Analisado no Domínio do Tempo	22
2.6.2 Espalhamento Temporal Analisado no Domínio Freqüência	23
2.6.3 Ambiente Variante no Tempo Analisado no Domínio Freqüência	25
2.6.4 Ambiente Variante no Tempo Analisado no Domínio do Tempo	26
2.7 Tipos de Desvanecimento	27
2.7.1 Desvanecimento Plano	27
2.7.2 Desvanecimento Seletivo na Freqüência	28
2.7.3 Desvanecimento Rápido	28
2.7.4 Desvanecimento Lento	28
2.8 Modelo de Canais Móveis com Desvanecimento Plano	30

2.8.1 Desvanecimento Rayleigh	31
2.8.2 Desvanecimento Rice	32
2.8.3 Desvanecimento Nakagami-m	33
2.8.4 Modelo de Clarke	34
3 SISTEMA DE COMUNICAÇÃO DIGITAL	37
3.1 Introdução	37
3.2 Técnicas de Modulação Digital	38
3.2.1 Modulação PSK	38
3.2.2 Modulação FSK	39
3.2.3 Modulação QAM	40
3.2.4 Modulação DPSK	41
3.2.5 Modulação $\pi/4$ -DQPSK	42
3.3 Desempenho em Canais RAGB	43
3.4 Desempenho em Canais com Desvanecimento	44
3.5 Técnicas de Diversidade	55
3.5.1 Combinação de Máxima Taxa (MRC)	56
3.5.2 Combinação de Igual Ganho (EGC)	58
3.5.3 Combinação Seletiva (SC)	59
4 PROPRIEDADE DE CANAIS DE ESTADOS FINITOS	61
4.1 Propriedades das Cadeias de Markov	61
4.2 Distribuições Estacionárias e o Teorema do Limite	64
4.3 Propriedades de Canais de Estados Finitos	65
4.4 Parametrização dos Modelos CEF Específicos	69
4.4.1 Modelos de Markov de Ordem K	69
4.4.2 Modelo Gilbert-Elliott	70
5 MODELO DO SISTEMA DE TRANSMISSÃO DIGITAL	72
5.1 Modelo Discreto com Autocorrelação de Clarke	72
5.2 Descrição do Simulador	73
5.3 Validação do Simulador	77

6 ANÁLISE DA VAZÃO PARA PROTOCOLOS ARQ	82
6.1 Cálculo da Vazão para Esquema GBN em canais CEF	82
6.2 Análise da Vazão para Protocolo ARQ Puro	85
6.2.1 Análise da Vazão para Desvanecimento Rayleigh	86
6.2.2 Análise da Vazão para Desvanecimento Rice	96
6.2.3 Análise da Vazão em Sistemas com Diversidade Espacial	100
6.3 Análise da Vazão para Protocolo ARQ Híbrido	105
6.3.1 Análise da Vazão para Desvanecimento Rayleigh	105
6.4 Análise da Faixa Dinâmica	113
6.4.1 Protocolo ARQ Puro	113
6.4.2 Protocolo HARQ Tipo I	115
7 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	117
APÊNDICE A - DEMONSTRAÇÕES REFERENTES AO CAPÍTULO DE MODELAMENTO DO CANAL MÓVEL	121
APÊNDICE B - DESEMPENHO DA MODULAÇÃO DBPSK NÃO COERENTE PARA CANAIS COM DESVANECIMENTO RAYLEIGH	129
APÊNDICE C – MÉTODO PARA AVALIAR OS PARÂMETROS DO MODELO GEC	135
APÊNDICE D – GERAÇÃO DE PROCESSOS GAUSSIANOS VIA TDIF	138
APÊNDICE E – PROGRAMA DE SIMULAÇÃO PARA O ESQUEMA GBN DO PROTOCOLO ARQ PURO E HÍBRIDO TIPO I	142
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	144

Lista de Figuras

Figura 1: Comparação entre assinantes da rede fixa e rede móvel.	1
Figura 2: Esquema <i>Go-Back-N</i> do protocolo ARQ com $N=4$.	7
Figura 3: Esquema <i>Selective Repeat</i> do protocolo ARQ.	8
Figura 4: Resposta ao impulso variante no tempo para um canal com múltiplos percursos.	17
Figura 5: Relações entre as funções de transferência de um canal de comunicação móvel.	20
Figura 6: Relações entre as funções autocorrelação de um canal de comunicação móvel.	22
Figura 7: Tipos de desvanecimento experimentados por um sinal em função do tempo do símbolo transmitido e da banda do sinal transmitido.	29
Figura 8: Constelações de sinais M -PSK para $M=2$ e $M=4$.	39
Figura 9: Constelações de sinais M -FSK para $M=2$ e $M=3$.	41
Figura 10: Constelação de sinais para a modulação 16-QAM retangular.	41
Figura 11: Modelo do canal com desvanecimento plano.	45
Figura 12: Modelo do canal com L ramos de diversidade.	56
Figura 13: Probabilidade de erro versus SNR para modulação BPSK em canais com desvanecimento Rayleigh, com e sem diversidade espacial (resultados analíticos e simulados).	58
Figura 14: Modelo do canal discreto.	65
Figura 15: Modelo de Gilbert-Elliott para canais com memória.	71
Figura 16: Modelo do sistema de transmissão digital.	72
Figura 17: Desvanecimento Rayleigh do canal móvel com $f_D T = 0,1$ (a) e $f_D T = 0,01$ (b).	78
Figura 18: Autocorrelação das amostras do processo Rayleigh com $f_D T = 0,1$.	79
Figura 19: Probabilidade de erro versus SNR para modulação BFSK não coerente em canais com desvanecimento Rice e $f_D T = 0,1$.	79
Figura 20: Probabilidade de erro versus SNR para modulação BFSK não coerente em canais com desvanecimento Rice e $f_D T = 0,001$.	80
Figura 21: Probabilidade de erro versus SNR para modulação DBPSK em canais com desvanecimento Rayleigh e $f_D T = 0,01$.	80
Figura 22: Probabilidade de erro versus $f_D T$ para modulação DBPSK em canais com desvanecimento Rayleigh, $f_D T = [0,001 \ 0,005 \ 0,01 \ 0,025 \ 0,05 \ 0,075 \ 0,1]$ e SNR=25dB.	81

Figura 23: Probabilidade de erro versus SNR para modulação BPSK em canais com desvanecimento Rayleigh, com e sem diversidade espacial (resultados analíticos e simulados). 81

Figura 24: Comparação da vazão (GBN) do modelo DCCA, do modelo Markov ($K=0,1,2$) e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh, $N=10$, $n=80$, $f_D T = [0,001 \ 0,005 \ 0,01 \ 0,025 \ 0,05 \ 0,075 \ 0,1]$ e SNR=15dB (a), SNR=25dB (b). 88

Figura 25: Comparação da vazão (GBN) do modelo DCCA, do modelo Markov ($K=0,1,2$) e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh, $N=10$ e SNR=15dB (a), SNR=25dB (b). 89

Figura 26: Comparação da vazão (GBN) do modelo DCCA, do modelo Markov ($K=0,1,2$) e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh, $N=10$, $n=80$ e $f_D T = 0,01$. 90

Figura 27: Comparação da vazão (GBN) do modelo DCCA, do modelo Markov ($K=0,1,2$) e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh, $n=80$, $f_D T = 0,005$ e SNR=15dB. 90

Figura 28: Eficiência $\times n$ tendo $f_D T$ como parâmetro para o modelo DCCA que utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh, $N=10$ e SNR=15dB (a), SNR=25dB (b). 91

Figura 29: Comparação da vazão (GBN) do modelo DCCA, do modelo Markov ($K=0,1,2$) e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação DBPSK, desvanecimento Rayleigh, $N=10$, $n=80$, $f_D T = [0,001 \ 0,005 \ 0,01 \ 0,025 \ 0,05 \ 0,075 \ 0,1]$ e SNR=15dB (a), SNR=25dB (b). 93

Figura 30: Comparação da vazão (GBN) do modelo DCCA, do modelo Markov ($K=0,1,2$) e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação DBPSK, desvanecimento Rayleigh, $N=10$ e SNR=15dB (a), SNR=25dB (b). 94

Figura 31: Comparação da vazão (GBN) do modelo DCCA, do modelo Markov ($K=0,1,2$) e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação DBPSK, desvanecimento Rayleigh, $N=10$, $n=80$ e $f_D T = 0,01$. 95

Figura 32: Comparação da vazão (GBN) do modelo DCCA, do modelo Markov ($K=0,1,2$) e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rice ($K_R=5$ dB), $N=10$, $n=80$, $f_D T = [0,001 \ 0,005 \ 0,01 \ 0,025 \ 0,05 \ 0,075 \ 0,1]$ e SNR=15dB (a), SNR=25dB (b). 97

Figura 33: Eficiência $\times n$ para o modelo DCCA que utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rice ($K_R=5$ dB), $N=10$, $f_D T = 0,01$ e SNR=25dB. 98

Figura 34: Comparação da vazão (GBN) do modelo DCCA, do modelo Markov ($K=0,1,2$) e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rice ($K_R=5$ dB), $N=10$, $n=80$ e $f_D T = 0,01$. 98

Figura 35: Comparação da vazão (GBN) do modelo DCCA, do modelo Markov ($K=0,1,2$) e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh, com diversidade espacial, $N=10$, $n=80$, $f_D T = [0,001 \ 0,005 \ 0,01 \ 0,025 \ 0,05 \ 0,075 \ 0,1]$ e SNR=15dB. 102

Figura 36: Comparação da vazão (GBN) do modelo DCCA, do modelo Markov ($K=0,1,2$) e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh, com diversidade espacial, $N=10$, $n=1280$ e $f_D T = 0,001$ 102

- Figura 37: Comparação da vazão (GBN) do modelo DCCA, do modelo Markov ($K=0,1,2$) e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação DBPSK, desvanecimento Rayleigh, com diversidade espacial, $N=10$, $n=80$, $f_D T = [0,001 \ 0,005 \ 0,01 \ 0,025 \ 0,05 \ 0,075 \ 0,1]$ e SNR=15dB (a), SNR=25dB (b). 103
- Figura 38: Comparação da vazão (GBN) do modelo DCCA e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação DBPSK, desvanecimento Rayleigh, com diversidade espacial, $N=10$ e SNR=15dB (a), SNR=25dB (b). 104
- Figura 39: Comparação da vazão do esquema GBN HARQ tipo I do modelo DCCA, Markov ($K=0,1,2$) e GEC. O modelo DCCA utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh, $N=10$, $n=80$, $f_D T = [0,001 \ 0,005 \ 0,01 \ 0,025 \ 0,05 \ 0,075 \ 0,1]$, SNR=15dB e $t=2$ (a), $t=3$ (b). 108
- Figura 40: Comparação da vazão do esquema GBN HARQ tipo I do modelo DCCA, Markov ($K=0,1,2$) e GEC. O modelo DCCA utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh, $N=10$, $n=80$, $f_D T = [0,001 \ 0,005 \ 0,01 \ 0,025 \ 0,05 \ 0,075 \ 0,1]$, SNR=25dB e $t=2$ (a), $t=3$ (b). 109
- Figura 41: Comparação da vazão do esquema GBN HARQ tipo I do modelo DCCA, Markov ($K=0,1,2$) e GEC. O modelo DCCA utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh, $N=10$, $n=160$, $f_D T = [0,001 \ 0,005 \ 0,01 \ 0,025 \ 0,05 \ 0,075 \ 0,1]$, $t=3$ e SNR=15dB (a), SNR=25dB (b). 110
- Figura 42: Comparação da vazão do esquema GBN HARQ tipo I do modelo DCCA e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh, $N=10$, $f_D T = 0,01$, $t=2$ e SNR=15dB. 111
- Figura 43: Comparação da vazão do esquema GBN HARQ tipo I do modelo DCCA e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh, $N=10$, $f_D T = 0,005$, $t=2$ e SNR=25dB. 111
- Figura 44: Eficiência x n para o esquema GBN HARQ tipo I para o modelo DCCA que utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh, $N=10$, $f_D T=0,01$, $t=2$, e SNR=15dB. 112
- Figura 45: Eficiência x n para o esquema GBN HARQ tipo I para o modelo DCCA que utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh, $N=10$, $f_D T=0,005$, $t=2$, e SNR=25dB. 112
- Figura 46: Funções correlação de um canal WSSUS. 126
- Figura 47: Diagrama de blocos do gerador de variáveis aleatórias correlacionadas Rayleigh. 139

Lista de Tabelas

Tabela 1: Funções correlação com seus respectivos parâmetros.	27
Tabela 2: Probabilidade de erro de símbolo de constelações equiprováveis em canais RAGB.	43
Tabela 3: Função densidade de probabilidade e função característica da SNR para alguns canais com desvanecimento.	47
Tabela 4: Valores de A e B para modulações M -FSK e DBPSK.	48
Tabela 5: Desempenho da modulação M -FSK não coerente em canais com desvanecimento.	48
Tabela 6: Desempenho da modulação DBPSK em canais com desvanecimento lento.	48
Tabela 7: Desempenho da modulação DBPSK em canais com desvanecimento.	49
Tabela 8: Valores de C e D para modulações M -PSK, M -FSK e M -QAM.	50
Tabela 9: Desempenho das modulações M -PSK, M -FSK e M -QAM em canais com desvanecimento.	51
Tabela 10: Desempenho da modulação BPSK em canais com desvanecimento.	51
Tabela 11: Desempenho da modulação M -PSK em canais com desvanecimento.	51
Tabela 12: Desempenho da modulação M -FSK em canais com desvanecimento.	52
Tabela 13: Desempenho da modulação M -QAM em canais com desvanecimento.	52
Tabela 14: Resumo da probabilidade de erro em canais com desvanecimento Rayleigh.	53
Tabela 15: Resumo da probabilidade de erro em canais com desvanecimento Rice.	54
Tabela 16: Expressões para probabilidade de erro condicional para os diversos esquemas de transmissão digital utilizados no simulador.	76
Tabela 17: Parâmetros para análise da vazão do protocolo ARQ.	83
Tabela 18: Faixa de parâmetros de desvanecimento em que o modelo CEF é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro com modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh sem diversidade e $N=10$.	87
Tabela 19: Faixa de parâmetros de desvanecimento em que o modelo CEF é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro com modulação DBPSK com desvanecimento Rayleigh sem diversidade e $N=10$.	92
Tabela 20: Faixa de parâmetros de desvanecimento em que o modelo CEF é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro com modulação BFSK não coerente com desvanecimento Rayleigh sem diversidade e $N=10$.	95

Tabela 21: Faixa de parâmetros de desvanecimento em que o modelo CEF é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro com modulação BPSK com desvanecimento Rice ($K_R=5\text{dB}$) sem diversidade e $N=10$.	96
Tabela 22: Faixa de parâmetros de desvanecimento em que o modelo CEF é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro com modulação BFSK não coerente com desvanecimento Rice ($K_R=5\text{dB}$) sem diversidade e $N=10$.	99
Tabela 23: Faixa de parâmetros de desvanecimento em que o modelo CEF é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro com modulação BPSK com desvanecimento Rayleigh com diversidade espacial e $N=10$.	100
Tabela 24: Faixa de parâmetros de desvanecimento em que o modelo CEF é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro com modulação DBPSK com desvanecimento Rayleigh com diversidade espacial e $N=10$.	101
Tabela 25: Faixa de parâmetros de desvanecimento em que o modelo CEF é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo HARQ tipo I com modulação BPSK com desvanecimento Rayleigh sem diversidade com $t=2$, $n=80$ e $N=10$.	107
Tabela 26: Faixa de parâmetros de desvanecimento em que o modelo CEF é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo HARQ tipo I com modulação BPSK com desvanecimento Rayleigh sem diversidade com $t=3$, $n=80$ e $N=10$.	107
Tabela 27: Faixa de parâmetros de desvanecimento em que o modelo CEF é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo HARQ tipo I com modulação BPSK com desvanecimento Rayleigh sem diversidade com $t=3$, $n=160$ e $N=10$.	107
Tabela 28: Faixa dinâmica de parâmetros de desvanecimento em que o modelo GEC é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro com modulação BPSK sem diversidade e $N=10$.	114
Tabela 29: Faixa dinâmica de parâmetros de desvanecimento em que o modelo GEC é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro com modulação DBPSK sem diversidade e $N=10$.	114
Tabela 30: Faixa dinâmica de parâmetros de desvanecimento em que o modelo GEC é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro com modulação BPSK com diversidade espacial e $N=10$.	115
Tabela 31: Faixa dinâmica de parâmetros de desvanecimento em que o modelo GEC é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro com modulação DBPSK com diversidade espacial e $N=10$.	115
Tabela 32: Faixa dinâmica de parâmetros de desvanecimento em que o modelo GEC é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo HARQ tipo I com modulação BPSK com desvanecimento Rayleigh sem diversidade com $n=80$ e $N=10$.	116
Tabela 33: Faixa dinâmica de parâmetros de desvanecimento em que o modelo GEC é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo HARQ tipo I com modulação BPSK com desvanecimento Rayleigh sem diversidade com $n=160$ e $N=10$.	116

Lista de Abreviaturas

3GPP	<i>Third Generation Partnership Project</i>	Projetos Parceiros de Terceira Geração
ACK	<i>Acknowledgment</i>	Notificação Positiva
AMC	<i>Adaptive Coding and Modulation</i>	Modulação e Codificação Adaptativa
AMPS	<i>Advanced Mobile Phone System</i>	Sistema Telefônico Avançado Móvel
ARQ	<i>Automatic Repeat Request</i>	Solicitação de Retransmissão Automática
ASK	<i>Amplitude Shift Keying</i>	Modulação com Amplitude Deslocada
ATM	<i>Asynchronous Transfer Mode</i>	Modo de Transferência Assíncrona
BFSK	<i>Binary Frequency Shift Keying</i>	Modulação Binária FSK
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>	Modulação Binária PSK
BSC	<i>Binary Symmetric Channel</i>	Canal Binário Simétrico
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>	Acesso Múltiplo por Divisão de Código
CEF	<i>Finite State Channel</i>	Canal de Estado Finito
CRC	<i>Cyclic Redundance Code</i>	Códigos de Redundância Cíclica
DBPSK	<i>Binary Diferencial Phase Shift Keying</i>	Modulação Diferencial DPSK
DCCA	<i>Discrete Channel with Clarke's Autocorrelation Function</i>	Canal Discreto com Autocorrelação de Clarke
DCS	<i>Digital Communication System</i>	Sistema de Comunicação Digital
DPSK	<i>Diferencial Phase Shift Keying</i>	Modulação com Fase Diferencial Deslocada
EDGE	<i>Enhanced Data for Global Evolution</i>	Evolução Global para Melhoria de Dados
EGC	<i>Equal Gain Combining</i>	Combinação de Ganhos Iguais
ETSI	<i>European Telecommunications Standards Institute</i>	Instituto de Padrões de Telecomunicações Europeu
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access</i>	Acesso Múltiplo por Divisão de Frequência
FEC	<i>Forward Error Correction</i>	Correção Direta de Erros
FM	<i>Frequency Modulation</i>	Modulação em Frequência
FSK	<i>Frequency Shift Keying</i>	Modulação com Frequência Deslocada
GBN	<i>Go-Back-N</i>	Volte N
GEC	<i>Gilbert-Elliott Channel</i>	Canal Gilbert-Elliott
GPRS	<i>General Packet Radio Services</i>	Serviços Gerais de Pacote por Rádio
GSM	<i>Global System for Mobile Communication</i>	Sistema Global de Comunicação Móvel

HARQ	<i>Hybrid Automatic Repeat Request</i>	Solicitação de Retransmissão Automática Híbrida
HDR	<i>High Data Rate</i>	Altas Taxas de Dados
HSDPA	<i>High Speed Downlink Packet Access</i>	Acesso para Pacotes de alta Velocidade no Canal Reverso
IMT	<i>International Mobile Communications</i>	Telecomunicações Móveis Internacional
IS	<i>Interim Standard</i>	Padrão Interino
MAP	<i>Maximun a Posteriori Probability</i>	Máxima Probabilidade a Posteriori
MGF	<i>Moment Generating Function</i>	Função Característica
MIMO	<i>Multiple-Input Multiple-Output</i>	Múltiplas-Entradas e Múltiplas Saídas
MRC	<i>Maximal Rate Combining</i>	Combinação de Máxima Taxa
NACK	<i>Negative Acknowledgment</i>	Notificação Negativa
PCS	<i>Personal Digital Communication</i>	Sistema de Comunicação Pessoal
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>	Modulação com Fase Deslocada
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>	Modulação em Amplitude e Quadratura
QPSK	<i>Quartenary Phase Shift Keying</i>	Modulação Quartenária PSK
RAGB	<i>Aditive White Gaussian Noise</i>	Ruído Aditivo Gaussiano Branco
SC	<i>Selective Combining</i>	Combinação Seletiva
SIMO	<i>Simple-Input Multiple-Output</i>	Entrada Simples e Múltiplas Saídas
SMS	<i>Short Message Service</i>	Serviço de Mensagem de Texto
SNR	<i>Signal Noise Rate</i>	Relação Sinal Ruído
SR	<i>Selective Repeat</i>	Repetição Seletiva
SW	<i>Stop-and-Wait</i>	Pare e Espere
TDIF	<i>Fourier Inverse Discrete Transform</i>	Transformada Discreta Inversa de Fourier
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>	Acesso Múltiplo por Divisão no Tempo
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunication System</i>	Sistema de Telecomunicações Móveis Universal
US	<i>Uncorrelated Scattering</i>	Espalhamento Descorrelacionado
WCDMA	<i>Wideband Code Division Multiple Access</i>	Acesso Múltiplo por Divisão de Código em Banda Larga
WSS	<i>Wide Sense Stationary</i>	Estacionário no Sentido Amplo
WSSUS	<i>Wide Sense Stationary with Uncorrelated Scatterers</i>	Estacionário no Sentido Amplo com Espalhamento Descorrelacionado

1 Introdução

Os acessos sem fio aos serviços de telecomunicações vem apresentando um crescimento acentuado nos últimos anos, conforme dados da Figura 1. É surpreendente constatar que em apenas duas décadas, os acessos sem fio alcançaram a penetração de mercado atingida em cerca de um século pelos serviços de acesso fixo convencional [1]. Um dos grandes motivadores deste crescimento é a Internet e a mobilidade. Antes da década de 90 predominava a necessidade do chamado acesso básico (serviços de voz e fax). A partir dos anos 90, a explosão na popularização da Internet está rapidamente mudando este cenário. Os usuários procuram acesso não somente aos serviços de voz e fax, mas também e-mail, áudio em tempo real, imagens e multimídia, acessíveis com qualidade a qualquer momento e de qualquer parte do mundo. Os novos serviços móveis incluem desde videoconferência móvel, monitorização portátil sem fio de aparelhos domésticos, passando pelo acesso a informações pessoais e de negócios até entretenimento.

Neste capítulo será realizada uma breve descrição da evolução dos sistemas celulares. Em seguida será abordada a técnica de solicitação de retransmissão automática, sendo descrito os principais tipos de esquemas considerados na literatura. Em seguida, serão expostos os principais objetivos deste trabalho. Por último, descreve-se de forma sucinta a organização da dissertação, ou seja, será relacionado um breve conteúdo dos capítulos subsequentes.

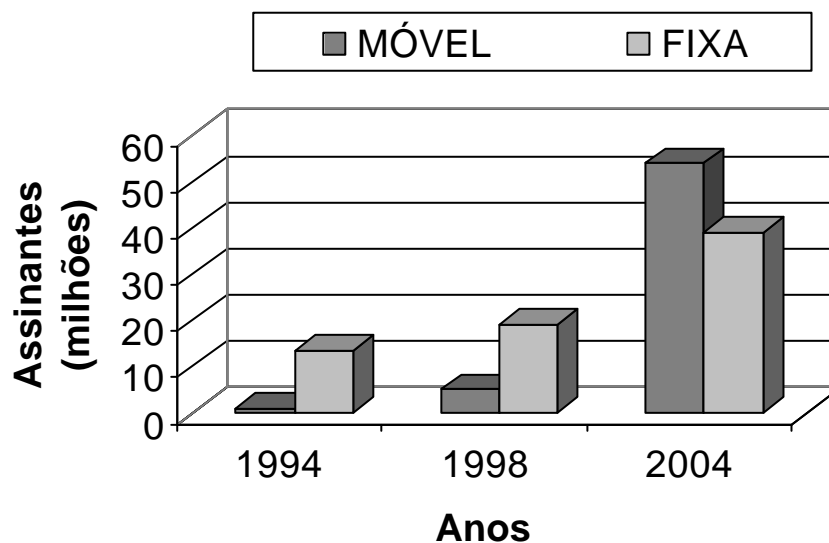


Figura 1: Comparação entre assinantes da rede fixa e rede móvel.

1.1 A Evolução dos Sistemas Celulares

A concepção dos sistemas de comunicações móveis celulares iniciou-se em 1947 quando a *AT&T Bell Laboratories* introduziu o conceito de telefonia celular com um sistema de comunicação móvel que utilizava modulação AM [2]. O baixo desempenho deste sistema levou a *AT&T Bell Laboratories*, em 1962, a propor um sistema com modulação analógica em FM na faixa de VHF, com estrutura de sinalização bastante simples e empregando comutação de circuitos. Esse sistema emprega a técnica de acesso FDMA (*Frequency Division Multiple Access*) com cada canal alocado em uma banda de frequência de 30kHz, respeitando o reuso de frequências. A elevada potência de transmissão do terminal móvel (até 8 Watts), naturalmente conduziu a alto custo do terminal e alto consumo de bateria. A primeira utilização comercial deste sistema aconteceu em 1979. Dentre os sistemas analógicos celulares de primeira geração pode-se citar: AMPS (América do Norte), NMT (Nórdico), TACS (Inglaterra), C450 (Alemanha) e NTT (Japão). Com a introdução destes sistemas de 1ª geração (1G), o número de usuários cresceu para aproximadamente 20 milhões em 1990 [2] [3].

O desenvolvimento dos sistemas celulares de 2ª geração (2G) foi impulsionado pela necessidade de melhorar a qualidade de transmissão, aumentar a capacidade do sistema e a cobertura. Esses sistemas possuem como principal característica a comunicação de voz digital, como também, serviços de dados com comutação de circuitos, adotando baixas taxas de transmissão (até 9,6 kbit/s), onde destaca-se o SMS (*Short Message Service*). Além disso, a estrutura de sinalização e controle desses sistemas é bem mais sofisticada, acarretando, inclusive, uma maior segurança no que se refere à autenticação e privacidade. Esses sistemas empregam as técnicas de acesso múltiplo TDMA (*Time Division Multiple Access*) e CDMA (*Code Division Multiple Access*). Alguns exemplos de sistemas de segunda geração são [2] [3]: GSM (*Global System for Mobile Communication*), DCS-1800, PCS-1900, IS-136, IS-95 e PDC (*Personal Digital Communication*). Diferentes padrões oferecem aplicações com diferentes níveis de mobilidade, capacidade e área de serviço. Muitos deles são adotados em apenas um país ou região, e a maioria deles é incompatível. GSM é o padrão celular mais usado atualmente (GSM900, GSM1800, GSM1900 e GSM400), cobrindo aproximadamente 60% do mercado mundial de telefonia celular, com *roaming* internacional em aproximadamente 140 países e 400 redes.

O rápido crescimento da demanda por diversos serviços de dados teve como consequência a necessidade de aumentar a capacidade e a taxa de transmissão de dados dos sistemas celulares existentes [2] [3]. Isto impulsionou a sua evolução para os sistemas denominados de 2,5G. Esse termo se refere aos sistemas celulares que utilizam comutação por pacotes com serviços e taxas adicionais àquelas oferecidas pelos sistemas 2G, porém ainda não caracterizados como 3ª geração (3G). O serviço PCS (*Personal Communication Services*) se enquadra nessa categoria, sendo estes

oferecidos principalmente através de versões melhoradas dos atuais sistemas celulares 2G operando em bandas destinadas aos serviços PCS. No Brasil, a banda escolhida para os serviços PCS está na faixa de 1,8 GHz. Os sistemas dominantes na geração 2,5 são o cdma2000 1xEV-DO (*Evolution - Data Only*) e o GPRS (*General Packet Radio Services*).

A evolução do sistema CDMA IS-95 rumo à 3G parte das versões 2G e 2,5G, passando pelas etapas cdma2000 1xRTT e cdma2000 3xRTT, até que todas as especificações do cdma2000 3xRTT (3G) sejam alcançadas [3]. O cdma2000 1xRTT é a evolução do padrão CDMA IS-95, e corresponde à primeira fase de implementação do cdma2000, também referenciada por IS-95C. Este incrementa as taxas de transmissão de dados via comutação por pacotes e aumenta a velocidade de transmissão da rede, bem como eleva a capacidade de tráfego de voz em aproximadamente duas vezes, se comparado às redes CDMA IS-95. Ao manter uma largura de banda padronizada para CDMA, permite-se que ambas infra-estruturas e, o que é mais importante, os terminais, sejam compatíveis perante as evoluções tecnológicas. As taxas de transmissão de dados podem chegar até 153,6 kbit/s, e para alcançar taxas ainda maiores, uma versão otimizada do cdma2000, chamada de cdma2000 1xEV-DO, foi proposta pela Qualcomm. O cdma2000 1xEV-DO, também conhecido como HDR (*High Data Rate*), possibilita taxas de até 2 Mbit/s.

O GPRS é um conjunto de serviços previstos para o sistema GSM. Estes permitem aos usuários a transmissão/recepção de dados por comutação de pacotes para acesso a redes IP e X.25 com taxas de dados podendo chegar até 115,2 kbit/s. Esta tecnologia permite às redes celulares uma maior velocidade e largura de banda, melhorando as capacidades de acesso móvel à Internet. Um problema do GPRS é o alto consumo de bateria dos terminais móveis. A principal modificação na rede GSM para a introdução do GPRS é a adição de dois nós de rede, o GGSN (*Gateway GPRS Support Node*) e o SGSN (*Serving GPRS Support Node*). O GGSN faz a conexão da rede de dados GPRS com outras redes de pacotes de dados externas (Internet, por exemplo) e o SGSN faz o gerenciamento da rede GPRS [3].

Continuando a evolução em direção a taxas cada vez maiores, o sistema EDGE (*Enhanced Data for Global Evolution*), permite a transmissão de dados a taxas compatíveis com as propostas de evolução do GSM em direção à terceira geração (IMT-2000 / UMTS). Transmissões tanto no modo de comutação de pacotes quanto por comutação de circuitos são consideradas e o EDGE é suficientemente genérico para ser aplicado a outros sistemas celulares. Esse sistema aumenta a capacidade de dados das tecnologias TDMA da segunda geração, como o GSM e IS-136, assim como aumenta a taxa de transmissão com o uso de técnicas de adaptação de enlace. Tais técnicas incluem diferentes esquemas de modulação com maior eficiência espectral (GMSK, $\pi/4$ -DQPSK e 8-PSK) e diferentes códigos corretores de erro. Essas modulações são as principais implementações do EDGE que viabilizarão as elevadas taxas de dados [3].

A fim de promover uma grande variedade de serviços, especialmente relacionados à

multimídia e alta taxa de transmissão, a União Internacional de Telecomunicações (ITU) começou o estudo de um sistema universal, o IMT-2000 (*International Mobile Communications 2000*). Já o ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) denominou esse estudo de UMTS (*Universal Mobile Telecommunication System*). Esse sistema universal seria a chamada terceira geração de telefonia celular (3G) [3]. O início dos estudos sobre os sistemas de terceira geração foi marcado por uma indecisão mantida por duas correntes: uma defendia a criação de um único padrão mundial; a outra defendia a evolução das redes e sistemas atuais de forma a atender aos requisitos definidos a partir da visão 3G. Apesar de ambas as alternativas possibilitarem economia de escala de fabricação para os componentes do sistema, a segunda teve maior força, pois também permite que os investimentos já realizados na implantação das redes não fossem desperdiçados. Essa evolução também permite que as operadoras ofereçam novos serviços conforme a demanda do mercado. Os principais objetivos da 3G é fornecer acesso global, *roaming* internacional, uso em todas as aplicações móveis, altas taxas de transmissão (2 Mbit/s), alta eficiência e suporte tanto a comutação por circuitos quanto por pacotes. Para permitir cobertura e *roaming* global, o IMT-2000 contará com a componente terrestre e a componente via satélite, atendendo aos usuários pico-celulares em interiores, micro e macro-celulares em exteriores e em regiões remotas com cobertura global via satélite. Além disso, é necessário oferecer aos usuários múltiplos serviços com diferentes classes de qualidade de serviço, compatibilidade e interoperabilidade com os padrões existentes, arquitetura aberta (isto é, não proprietária de um determinado fabricante) e suporte a tráfego assimétrico. Os requisitos de taxas de transmissão estabelecidos pelo IMT-2000 são [4]-[10]: 144 kbit/s para usuários com alta mobilidade, 384 kbit/s para usuários pedestres e 2 Mbit/s para locais fixos. Nesse contexto, WCDMA (*Wideband Code Division Multiple Access*) emerge como técnica de acesso múltiplo da terceira geração. Na Europa, Coreia e nos Estados Unidos, o WCDMA já está sendo atualmente padronizado, e no Japão já está em funcionamento. WCDMA é visto como o sucessor de um sistema GSM/GPRS ou de um sistema EDGE. Existe uma proposta para o UWC-136HS (*Universal Wireless Communications – 136 High Speed*), que seria uma evolução do EDGE.

As taxas alcançadas nos sistemas celulares de terceira geração ainda são suficientes para a maioria das aplicações. Porém, vários serviços ainda podem se beneficiar de maiores taxas e menores atrasos (como *download* de arquivos). Por isso, com o propósito de satisfazer às futuras exigências, foi proposta pelo 3GPP (*Third Generation Partnership Project*) uma evolução do WCDMA, o HSDPA (*High Speed Downlink Packet Access*) [4]-[10]. Essa tecnologia considerada de 3,5G possui como principal objetivo proporcionar ao WCDMA taxas de dados no enlace de descida de até 10 Mbit/s. A ideia principal do HSDPA é fazer uso da adaptação de enlace para melhorar a eficiência espectral e aumentar a taxa de transmissão. Técnicas de adaptação de enlace, onde a modulação, a taxa de código e outros parâmetros de transmissão do sinal são alterados

dinamicamente para se adaptarem às condições variantes do canal, têm se mostrado bastante eficientes para estes propósitos [4]-[10]. Em particular, no HSDPA, a implementação de adaptação de enlace inclui modulação e codificação adaptativa (AMC), múltiplas-entradas múltiplas-saídas (MIMO), retransmissão automática híbrida (HARQ), procura rápida de célula (FSC). Estas técnicas podem ser utilizadas em conjunto, fornecendo melhores resultados para o sistema de comunicação.

Em seguida serão abordadas a técnica de solicitação de retransmissão automática (ARQ) e a técnica de solicitação de retransmissão automática híbrida (HARQ) [11] [12], considerada como uma técnica de adaptação de enlace.

1.2 Protocolo ARQ Puro

As comunicações móveis são geralmente afetadas por vários ruídos e distúrbios, tal como o desvanecimento de múltiplos percursos e efeito Doppler, que reduzem a confiabilidade do sistema. Existem duas técnicas de codificação de canal que podem ser adotadas para melhorar o desempenho dos sistemas de comunicações [11] [12]: solicitação de retransmissão automática (ARQ, do inglês *automatic repeat request*) e correção direta de erros (FEC, do inglês *forward error correction*).

A técnica FEC utiliza um código corretor de erro para detectar/corrigir erros, mas a complexidade do decodificador pode se tornar bastante alta, dependendo da probabilidade de erro requerida pelo sistema. Os códigos comumente utilizados são os códigos de blocos, os códigos convolucionais, ou codificações concatenadas [11] [12]. Neste trabalho, destaque será dado aos códigos de blocos lineares, o qual atribui, a cada bloco de k bits de informação uma palavra de código com n bits, $n > k$. A relação entre o número de bits de informação e o número de bits da palavra código correspondente, $R = k/n$, é denominada taxa do código.

A técnica ARQ utiliza códigos com boa capacidade de detecção de erros oferecendo baixa complexidade de implementação. Os Códigos de Redundância Cíclica (CRC) são usados freqüentemente como códigos de detecção de erros [11] [12]. Estes são flexíveis no sentido que um simples par codificador/decodificador pode ser usado com pacotes de diferentes comprimentos. Em um sistema ARQ, uma medida de desempenho é a vazão, que é definida como o número médio de pacotes de dados codificados transmitidos com sucesso. No entanto, esse sistema possui uma severa desvantagem, a vazão cai rapidamente com aumento da taxa de erro do canal.

Para sistemas FEC, a vazão é igual à taxa do código, que é constante para qualquer taxa de erro do canal, mas este esquema possui algumas desvantagens. A técnica FEC pode utilizar redundâncias desnecessárias em frações do tempo em que o canal está pouco ruidoso. Isto torna o sistema complexo e caro para implementar, principalmente devido aos retardos envolvidos. Por estas razões, ARQ é freqüentemente preferido sobre FEC para controle de erros em sistemas de

comunicação de dados, tal como redes de dados com comutação de pacotes e redes de comunicação de computadores. No entanto, quando sistemas não possuem um canal de retorno, ou quando retransmissões não são possíveis, a técnica FEC é escolhida.

Com intuito de adaptar eficientemente o controle de erros às condições variantes do canal móvel, foram apontadas diferentes combinações de FEC e ARQ como soluções promissoras, denominadas de ARQ híbrido ou HARQ [11] [12]. Enquanto os protocolos ARQ possibilitam a obtenção de baixas probabilidades de erro, através de retransmissões, os protocolos FEC reduzem o número de retransmissões necessárias, visando aumentar a vazão do sistema. Esses sistemas fornecem melhor confiabilidade que um FEC puro, e melhor vazão que um ARQ puro.

Três esquemas de protocolos ARQ puro são normalmente considerados [11] [12]: *Stop-and-Wait* (SW), *Selective Repeat* (SR) e *Go-Back-N* (GBN). De uma maneira geral, no protocolo ARQ o transmissor envia pacotes de dados codificados. O receptor verifica a integridade dos dados e uma notificação positiva ou negativa (ACK ou NACK) é devolvida ao transmissor. Retransmissões sucessivas são realizadas até o pacote ser recebido com sucesso, por isso erros somente ocorrerão no receptor se a detecção falhar.

1.2.1 Protocolo *Stop-and-Wait* (SW)

Em um esquema SW, o transmissor envia um pacote para o receptor e espera por uma confirmação. O receptor processa o pacote e responde enviando uma confirmação positiva (ACK) que o sinal recebido está livre de erros. Neste caso, o transmissor envia o próximo pacote. Uma confirmação negativa (NACK) do receptor indica que o pacote recebido está com erro, então o transmissor o reenvia. Retransmissões sequenciais são realizadas até um ACK ser recebido pelo transmissor. Uma vantagem deste protocolo é que, geralmente, este não precisa de *buffers* no transmissor e nem no receptor. No entanto, o esquema SW é inerentemente ineficiente por causa do tempo “morto” gasto pela espera de uma confirmação para cada pacote transmitido.

A expressão para a vazão do esquema SW do protocolo ARQ no caso de um canal sem memória é dada por [11]:

$$h = \frac{1-p}{1+Dt/n}(R), \quad (1.1)$$

em que R é a taxa do código, D é a taxa de transmissão em bits por segundo, t é o tempo gasto do início da transmissão até a sua confirmação, n é o comprimento do pacote em bits e p é probabilidade de erro na transmissão de um pacote.

1.2.2 Protocolo *Go-Back-N* (GBN)

No esquema GBN, pacotes são transmitidos sequencialmente. O transmissor não espera por uma confirmação para enviar o próximo pacote. Caso o pacote transmitido no slot i não seja recebido corretamente, este será retransmitido no slot $i+N$. Durante esse intervalo, denominado *round-trip-delay*, $N-1$ pacotes são transmitidos. O receptor analisa cada pacote recebido e, se nenhum erro é detectado, envia um ACK para o transmissor através do canal de retorno e o transmissor continua a transmitir. Caso contrário, um NACK é enviado. Quando um NACK é recebido, o transmissor interrompe a transmissão de novos pacotes, volta para o pacote referente ao NACK e retransmite este pacote e os $N-1$ pacotes sucessivos que foram transmitidos durante o *round-trip-delay*. Naturalmente, estes pacotes devem ser armazenados no transmissor, ou seja, buffers devem ser fornecidos no transmissor. No receptor, quando o pacote é detectado com erro, os $N-1$ pacotes seguintes são descartados, não importando se estes contêm erros ou não. Por ignorar os pacotes que seguem a solicitação de retransmissão, buffers no receptor não são necessários, mas isto reduz a vazão. A metodologia deste esquema pode ser visualizada na Figura 2.

O termo GBN deriva do fato que quando o transmissor recebe uma solicitação de retransmissão, ele deve voltar N pacotes e reiniciar a sua transmissão. O valor de N é uma função do retardo de propagação do canal direto e de retorno, e do retardo do processamento no receptor, denominado t , da taxa de transmissão (D) em bits/segundo e do tamanho do pacote (n) em bits. N é um número inteiro de pacotes, ou seja, $N = \lceil (D \times t)/n \rceil$, onde $\lceil x \rceil$ representa o menor inteiro maior do que ou igual a x .

Por causa das transmissões sequenciais e retransmissões de pacotes, o esquema GBN é mais eficiente que o esquema SW, especialmente quando o *round-trip-delay* é alto. Isto pode ser verificado comparando a vazão do esquema SW e do esquema GBN.

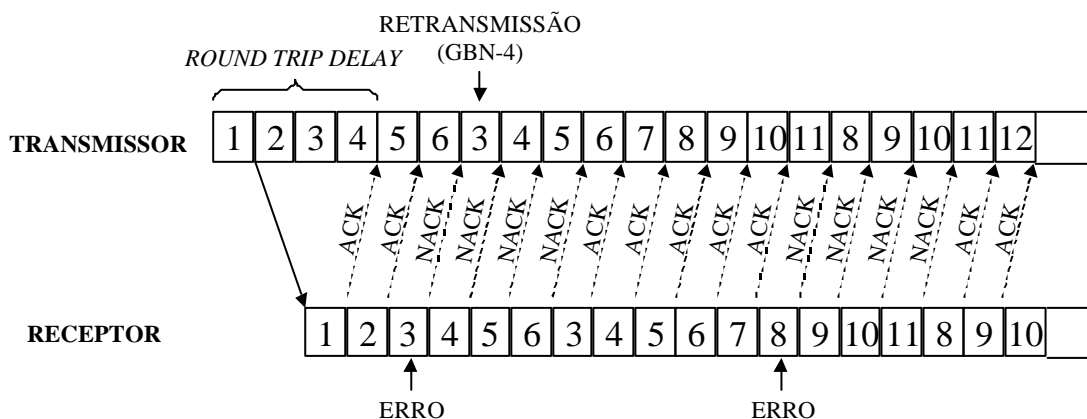


Figura 2: Esquema *Go-Back-N* do protocolo ARQ com $N=4$.

A expressão para a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ no caso de um canal sem memória é dada por [11]:

$$h = \frac{1-p}{1-p+Np}(R), \quad (1.2)$$

em que R é a taxa do código, N é o tempo de atraso medido em números de pacotes e p é probabilidade de erro na transmissão de um pacote.

1.2.3 Protocolo *Selective Repeat* (SR)

No esquema SR o transmissor transmite os pacotes sequencialmente, que são decodificados pelo receptor, e através das mensagens ACK ou NACK são retransmitidos ou não. Pacotes são mantidos em *buffer* no transmissor até um ACK ser recebido, estes são reenviados quando forem confirmados negativamente (NACK). Desde que os pacotes devem ser entregues ao usuário em ordem correta, um *buffer* deve ser fornecido no receptor para armazenar os pacotes livres de erros seguidos ao pacote recebido com erro, até que o pacote original seja recebido corretamente. No receptor, quando o primeiro NACK é enviado, pacotes recebidos sem erro são liberados em ordem consecutiva até o próximo pacote com erro ser encontrado. Esse modo de operação requer no receptor um *buffer* de grande capacidade. Assim, a ordem dos pacotes é alcançada pelo preço de grandes memórias e possivelmente longos retardos. Extravasamento de memória pode ocorrer e dados podem ser perdidos. É assumido que em operações normais, a retransmissão está atrasada N pacotes (*round trip delay*) depois que a transmissão do pacote foi iniciada. A metodologia deste esquema pode ser visualizada na Figura 3.

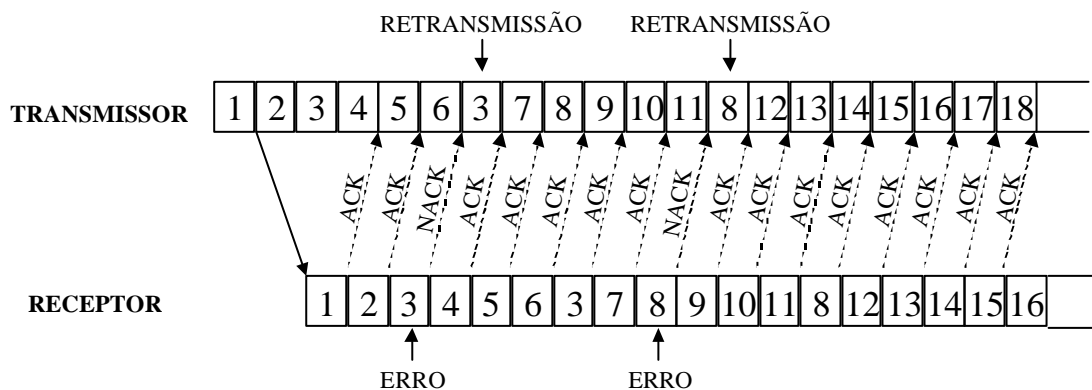


Figura 3: Esquema *Selective Repeat* do protocolo ARQ.

A expressão para a vazão do esquema SR do protocolo ARQ no caso de um canal sem memória é dada por [11]:

$$\mathbf{h} = (1 - p)R, \quad (1.3)$$

em que R é a taxa do código, e p é probabilidade de erro na transmissão de um pacote.

O esquema SR é o mais eficiente dos três esquemas discutidos, porém é também o mais complexo de implementar. O esquema GBN é apontado como um protocolo mais simples. Por outro lado, o GBN é mais sensível em relação à taxa de erros que o SR, porque a retransmissão de N pacotes é causada por um único pacote com erro. Comparando as expressões da vazão dos esquemas SW, GBN e SR, observa-se que o esquema SR possui melhor desempenho. Os esquemas SW e GBN dependem do tempo de retardo e processamento, todavia o esquema GBN possui melhor desempenho que o esquema SW.

1.3 Protocolo ARQ Híbrido

A demanda de retransmissão pode ser substancialmente minimizada através da introdução da possibilidade de correção direta de erros, gerando esquemas híbridos. Assim, estes algoritmos funcionam essencialmente com correção automática FEC para padrões de erros que ocorrem com elevada frequência. Já no caso de padrões complexos (cuja ocorrência é menos provável), erros são detectados e adota-se a estratégia ARQ. Desta forma, a eficiência global do sistema é aumentada, especialmente na transmissão de pacotes em canais com desvanecimento variante no tempo. A maior atratividade é o fato que o procedimento pode ser controlado adaptativamente, considerando o projeto de um esquema ARQ híbrido adaptativo, cuja capacidade de correção varia em função das condições do canal e do tráfego.

Os esquemas híbridos têm sido indicados como solução mais viável para enlaces sem fio e podem ser classificados em tipo I e II [11]-[15].

1.3.1 Protocolo HARQ Tipo I

Um esquema HARQ tipo I usa geralmente códigos de blocos para correção e detecção de erros simultaneamente. Quando o pacote recebido é detectado com erro, o receptor tenta localizar e corrigir o erro (FEC). Se o número de erros é inferior ou igual à capacidade de correção do código em questão, o erro será corrigido e a mensagem será passada para o usuário. Se um erro não corrigível é detectado, o receptor rejeita o pacote recebido e solicita uma retransmissão (ARQ). Isso é continuamente repetido até que o pacote seja assumido como corretamente decodificado com o

código corretor de erro.

Desde que um único código é utilizado para corrigir e detectar erros, um maior número de bits de paridade é necessário, quando comparado como o protocolo ARQ puro. Quando a taxa de erro do canal aumenta, a vazão do sistema ARQ puro cai rapidamente, enquanto o HARQ tipo I pode fornecer alta vazão.

1.3.2 Protocolo HARQ Tipo II

O esquema HARQ tipo II adapta-se às mudanças das condições do canal através do uso de redundância incremental. Na redundância incremental, ao invés de enviar simples repetições do pacote original codificado, informações redundantes adicionais são incrementadas e transmitidas se a decodificação falhar na primeira tentativa, aumentando assim as chances de decodificação correta. Neste esquema retransmissões consistem somente de bits de paridade. O receptor combina esses bits de paridade adicionais de retransmissões com bits da primeira transmissão resultando em códigos de baixas taxas, antes de o decodificador FEC processar o pacote.

O esquema HARQ tipo II é baseado na idéia de codificação adaptativa. Uma taxa de codificação alta é usada (somente para detecção de erros, por exemplo) quando as condições do canal estão boas. Após um certo número de retransmissões de pacotes, ou seja, quando o canal está degradado, bits extras são enviados junto ao pacote (com capacidade de correção de erros) para produzir uma taxa de codificação baixa.

Em um sistema que combina pacotes, cada pacote recebido é combinado com os predecessores até o resultado dos pacotes combinados serem decodificados com confiabilidade. O esquema tipo II é usualmente mais eficiente que o tipo I pelo fato de usar os pacotes recebidos previamente com erros, ao invés de simplesmente descartá-los.

1.4 Objetivos da Dissertação

Em um canal de comunicação móvel típico, o sinal transmitido sofre atenuação e distorção causadas por propagação multipercurso e sombreamento. O canal com desvanecimento (Rayleigh ou Rice) não seletivo em frequência distorce o sinal transmitido com dois ruídos independentes: um ruído multiplicativo Gaussiano complexo correlacionado no tempo, com média zero (Rayleigh) ou diferente de zero (Rice) e um ruído aditivo Gaussiano branco (RAGB). Como consequência, mudanças abruptas na energia do sinal recebido podem acontecer, levando a ocorrência de surtos de erros na seqüência recebida. Uma abordagem analítica de um sistema de comunicação operando sobre este tipo de desvanecimento é bastante difícil e não há expressões analíticas para várias estatísticas relevantes para o cálculo do desempenho do sistema.

Uma importante família de modelos matemáticos discretos que têm sido extremamente usados para caracterizar a seqüência de erros em canais com memória é a família dos modelos de canais de estados finitos (CEF). Esses modelos têm sido largamente utilizados para caracterizar a estrutura de correlação do processo de desvanecimento [16]-[33]. Um CEF é descrito por funções determinísticas ou probabilísticas de uma cadeia de Markov de primeira ordem, onde cada estado pode ser associado com uma particular qualidade do canal. A estratégia utilizada em [17]-[22] para modelar canais com desvanecimento usando modelos CEF é de particionar a SNR do sinal recebido em diversas faixas. Cada faixa corresponde a um estado de uma cadeia de Markov de 1ª ordem. É, portanto, de extrema importância que se desenvolva ferramentas matemáticas e modelos teóricos que permitam o estudo analítico de sistemas de comunicações reais. Outras estruturas de modelos têm sido propostas para representar a SNR quantizada, incluindo, modelos de Markov de altas ordem [23], modelos de Markov escondidos [26] e canais Gilbert-Elliott [25].

O interesse em comunicações sem fio tem aumentado nos últimos anos, impulsionado pela demanda de maior capacidade sobre o canal de rádio móvel, principalmente para transmissão de dados. Alguns modelos têm sido usados para estudar o protocolo ARQ assumindo que as transmissões de blocos são independentes e identicamente distribuídos. De fato, esses protocolos foram especificamente projetados para canais independentes e identicamente distribuídos, e técnicas, tais como, entrelaçamento, foram desenvolvidas para eliminar a memória do canal. Nesse contexto, aproximar o canal com desvanecimento por meio de um modelo CEF, e estudar o desempenho de protocolos de dados no canal CEF, é a metodologia proposta neste trabalho. Será dado foco nos protocolos ARQ puro e híbrido, e em particular será considerado o esquema GBN.

Este trabalho procura desenvolver modelos CEF para um sistema de comunicação discreto, composto por um modulador digital, um canal com desvanecimento plano correlacionado no tempo, e um demodulador assim como estudar as propriedades de correlação do processo de desvanecimento como uma prerrogativa para analisar o desempenho de protocolos ARQ puro e HARQ em canais CEF. O modelo CEF irá representar os sucessos e erros na transmissão de símbolos em um canal com desvanecimento, o qual é representado matematicamente como uma seqüência binária de erro. Serão considerados dois modelos de canais CEF comumente usados para caracterizar canais com desvanecimento: O modelo de Markov de K-ésima ordem e o modelo para canal Gilbert-Elliott (GEC). Será desenvolvida uma nova expressão analítica para o cálculo da vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro e híbrido para transmissão em canais CEF. Comparando curvas de vazão obtidas pela simulação e as obtidas analiticamente pelos modelos CEF serão determinadas as faixas de parâmetros em que o canal DCCA (do inglês *Discrete Channel with Clarke's Autocorrelation Function*) pode ser aproximado por algum modelo CEF, isto é, GEC e Markov de K-ésima ordem para $K=0,1,2$. Os resultados obtidos avaliam a influência de diversos parâmetros do canal móvel no desempenho do sistema de comunicações.

1.5 Organização da Dissertação

O Capítulo 2 versa sobre as principais características do efeito do desvanecimento em canais móveis. Os vários tipos de desvanecimento do canal móvel são descritos, tais como: plano, seletivo na frequência, lento e rápido. Em seguida será detalhado o desvanecimento plano, assim como o modelamento usando as distribuições Rayleigh e Rice, tendo como base o modelo de correlação do canal proposto por Clarke.

O Capítulo 3 aborda as técnicas de modulação digital e o desempenho de sistemas em canais com ruído aditivo Gaussiano branco. Em seguida serão desenvolvidas expressões para o desempenho de sistemas em canais com desvanecimento com base na função característica. Por último, algumas técnicas de diversidade para melhoria do desempenho do sistema de comunicações móveis são revisadas.

O Capítulo 4 introduz conceitos fundamentais de cadeias de Markov e suas propriedades. São apresentados dois modelos de canais de estados finitos (CEF): Markoviano e Gilbert-Elliott (GEC). Será descrita uma metodologia para estimar os parâmetros desses modelos diretamente a partir de uma seqüência de erro binária.

O Capítulo 5 descreve o modelo do sistema de transmissão digital considerado neste trabalho. Descreve-se a metodologia empregada na construção de um simulador que avalia a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ em canais com desvanecimento não seletivo em frequência correlacionados no tempo, denominado de canal DCCA.

O Capítulo 6 apresenta resultados de simulação da vazão do esquema GBN em canais DCCA. Será desenvolvida uma nova expressão analítica para o cálculo da vazão do esquema GBN do protocolo ARQ para transmissão em canais CEF. A partir da comparação das curvas de vazão obtidas pela simulação e as obtidas analiticamente serão determinadas as faixas de parâmetros em que o canal DCCA pode ser aproximado por algum modelo CEF.

O Capítulo 7 relaciona as conclusões extraídas neste trabalho, ao mesmo tempo em que sugerem novos tópicos de interesse como motivação para investigações futuras.

2 Modelamento do Canal Móvel

Neste capítulo, descreveremos as principais características do efeito do desvanecimento em canais móveis [34]-[37]. Primeiramente explicaremos resumidamente o conceito do efeito Doppler e a caracterização de canais com múltiplos percursos. Depois definiremos as funções de transferência e as funções de correlação do canal móvel, bem como alguns parâmetros estatísticos destes canais, tais como: o valor médio quadrático do espalhamento devido aos múltiplos percursos (*Delay Spread*), a banda de espalhamento Doppler, a banda de coerência e o tempo de coerência, que são utilizados para avaliar um sistema de comunicação digital em um canal de rádio móvel terrestre. A partir destes parâmetros serão descritos os vários tipos de desvanecimento do canal móvel: plano, seletivo na frequência, lento e rápido. Em seguida será detalhado o desvanecimento plano, assim como o modelamento usando as distribuições Rayleigh e Rice, assim como será descrito o modelo de correlações de Clarke.

2.1 Propagação em um Canal Móvel

Em sistemas de comunicações móveis celulares, a faixa de frequências empregada, o ambiente onde as comunicações ocorrem e a mobilidade, fazem com que o sinal resultante no receptor seja fruto da composição de ondas eletromagnéticas que percorreram diversos percursos distintos entre transmissor e receptor, através de diferentes mecanismos de propagação. No que se refere à frequência, a faixa de frequências escolhida para sistemas móveis celulares (800MHz a 2000MHz) é favorável à propagação do sinal transmitido através de mecanismos de reflexão, difração, espalhamento e visada direta. Quanto ao ambiente onde as comunicações se realizam, nas áreas mais povoadas (principalmente as grandes áreas urbanas), edifícios representam obstáculos nos quais a onda propagante pode refletir-se ou difratar-se. Os vários raios refletidos no ambiente urbano são os principais causadores do modelo de multipercurso.

No receptor, as ondas dos diferentes percursos somam-se vetorialmente, podendo esta combinação ser construtiva ou destrutiva, assim produzindo um campo resultante oscilante. As variações de potência média (associadas ao sombreamento por obstáculos) são denominadas de desvanecimento em larga escala, e as rápidas flutuações no nível do sinal recebido em um curto período de tempo devido ao multipercurso são conhecidas por desvanecimento em pequena escala.

O desvanecimento em larga escala está relacionado a características de propagação que manifestam seus efeitos no sinal ao longo de médias e grandes distâncias, comparadas com o comprimento de onda. Mesmo sem movimentação do receptor, o desvanecimento em larga escala pode ocorrer devido a alterações significativas no ambiente, como por exemplo, variações

temporais no índice de refração da atmosfera. Esse tipo de desvanecimento é também conhecido por sombreamento, pois ele está mais relacionado a obstruções naturais (relevo e vegetação) e a construções, como casas e edifícios, que fazem com que o móvel fique em uma região de sombra eletromagnética (ou de nível de sinal bastante reduzido) quando há obstrução. Quando é obstruído, o sinal chega ao receptor basicamente através de difração e espalhamento, e a amplitude do sinal assim recebido segue uma função de densidade de probabilidade Normal (ou log-normal).

O desvanecimento em pequena escala é causado pelo comportamento aleatório das componentes que chegam ao receptor, verificado a curtas distâncias ou pequenos intervalos de tempo. Tal comportamento é fruto da multiplicidade de percursos percorridos pelas várias componentes, que chegam ao receptor com diferentes amplitudes e defasagens entre si. A função de distribuição de probabilidade Rayleigh usualmente descreve a amplitude do sinal para o desvanecimento em pequena escala. Esta é utilizada para os casos em que o móvel apenas recebe as componentes através de multipercurso. Para as situações em que o móvel recebe, além das componentes de multipercurso, um raio direto (de nível muito superior às componentes de multipercurso), a distribuição Rayleigh não mais descreve adequadamente a envoltória do sinal recebido. Nesse caso, a distribuição Rice é mais adequada. Este desvanecimento pode causar alguns efeitos percebidos em sistemas móveis, tais como:

- Flutuação rápida na intensidade do sinal recebido, durante um curto intervalo de tempo.
- Dispersão temporal causada por atrasos na propagação em cada percurso.
- Desvio de frequência Doppler em cada percurso, devido ao movimento relativo entre o receptor e o transmissor.
- Variações temporais causadas pelo movimento de objetos próximos à estação móvel.

2.2 O Efeito Doppler

Efeito Doppler é o resultado da mudança de fase do sinal recebido devido ao deslocamento relativo entre transmissor e receptor, bem como ao deslocamento dos objetos que causam reflexão. Quanto maior a velocidade de deslocamento do receptor em relação à direção de propagação da onda de rádio, maior o desvio de frequência percebido. Pode-se deduzir o valor do desvio Doppler para o caso de móvel com velocidade constante através de uma abordagem relativística [34] ou por simples geometria [35]. Ambos os resultados levam à expressão [34] [35]:

$$f_d = \frac{v}{c} f_c \cos \mathbf{q} = f_m \cos \mathbf{q} , \quad (2.1)$$

em que f_d é o desvio Doppler, v é a velocidade do móvel, \mathbf{q} é o ângulo de direção de propagação da onda eletromagnética e $f_m = \frac{v}{c} f_c$ a máxima frequência Doppler.

2.3 Caracterização de Canais com Múltiplos Percursos

Na transmissão de um pulso estreito através de um canal com múltiplos percursos variante no tempo, o sinal recebido é uma seqüência de pulsos. Assim, uma das características de um meio com múltiplos percursos é o espalhamento no tempo do sinal transmitido através do canal. Como exemplo, pode ser tomado o caso em que seja repetido o experimento de transmissão de pulsos por várias vezes seguidas. Podem ser notadas diferenças no trem de pulsos recebido, que incluem diferenças na amplitude dos pulsos individuais, diferenças no atraso temporal relativo entre os pulsos, e diferenças na quantidade de pulsos observados na recepção.

Considere a transmissão de um sinal passa-faixa $s(t)$ através de um canal de propagação com múltiplos percursos, tal que:

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

sendo $u(t)$ a envoltória complexa do sinal transmitido $s(t)$, f_c a frequência da portadora e $\text{Re}\{x(t)\}$ denota a parte real da função complexa $x(t)$. O sinal recebido $y(t)$ pode ser escrito da forma:

$$y(t) = \text{Re}\{r(t)e^{j2\pi f_c t}\}, \quad (2.3)$$

sendo $r(t)$ a envoltória complexa de $y(t)$, também chamada de equivalente passa-baixa, obtida a partir de uma soma de componentes do sinal transmitido que apresentam diferentes amplitudes, fases e atrasos variantes no tempo.

Reescrevendo a equação (2.3) para o sinal recebido passa-faixa $y(t)$, considerando-se o efeito Doppler, e assumindo $f_{d,n}(t)$ o desvio Doppler associado a n -ésima componente do sinal recebido, $\mathbf{a}_n(t)$ o fator de atenuação do sinal recebido através do n -ésimo caminho e $\mathbf{t}_n(t)$ o atraso de propagação do n -ésimo caminho, chega-se a

$$y(t) = \text{Re}\left\{\sum_{n=1}^N \mathbf{a}_n(t) u(t - \mathbf{t}_n(t)) e^{j2\pi(f_c + f_{d,n}(t))(t - \mathbf{t}_n(t))}\right\},$$

ou

$$y(t) = \text{Re}\left\{ \sum_{n=1}^N \mathbf{a}_n(t) u(t - \mathbf{t}_n(t)) e^{-j2\pi[(f_c + f_{d,n}(t))\mathbf{t}_n(t) - f_{d,n}(t)t]} e^{j2\pi f_c t} \right\}. \quad (2.4)$$

De (2.4), a envoltória complexa $r(t)$ pode ser escrita como

$$r(t) = \sum_{n=1}^N \mathbf{a}_n(t) e^{-j\mathbf{f}_n(t)} u(t - \mathbf{t}_n(t)), \quad (2.5)$$

sendo $\mathbf{f}_n(t) = 2\pi[(f_c + f_{d,n}(t))\mathbf{t}_n(t) - f_{d,n}(t)t]$ a fase resultante associada ao n -ésimo caminho.

O canal equivalente passa-baixa que contém múltiplos caminhos discretos pode ser descrito como um filtro linear que apresenta uma resposta ao impulso variante no tempo $h(\mathbf{t}, t)$ e sabendo que

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t - \mathbf{t}) h(\mathbf{t}, t) d\mathbf{t}, \quad (2.6)$$

então a resposta ao impulso será dada a partir de (2.5) por

$$h(\mathbf{t}, t) = \sum_{n=1}^N \mathbf{a}_n(t) e^{-j\mathbf{f}_n(t)} \mathbf{d}(t - \mathbf{t}_n(t)). \quad (2.7)$$

Pode-se perceber através de (2.5) que o sinal recebido consiste da soma de fasores variantes no tempo que apresentam diferentes amplitudes $\mathbf{a}_n(t)$ e fases $\mathbf{f}_n(t)$. Também pode esperar que os atrasos $\mathbf{t}_n(t)$ associados aos diferentes percursos variem de maneira aleatória. Sendo assim, a envoltória complexa do sinal recebido $r(t)$ é modelada como um processo aleatório e como há vários percursos, o teorema do limite central pode ser empregado. Isso significa que a resposta ao impulso variante no tempo $h(\mathbf{t}, t)$ é um processo Gaussiano complexo na variável t . Uma melhor visualização de $h(\mathbf{t}, t)$ pode ser observada na Figura 4.

O modelo de propagação de múltiplos percursos acarreta o desvanecimento do sinal recebido $r(t)$. O fenômeno de desvanecimento é resultado, primeiramente, das variações temporais das fases $\mathbf{f}_n(t)$ associadas aos fasores $\mathbf{a}_n(t) e^{-j\mathbf{f}_n(t)}$ que podem resultar na soma destrutiva ou construtiva dos fasores. Assim, as variações de amplitude do sinal recebido, ou seja, o desvanecimento é devido às características variantes no tempo dos múltiplos percursos.

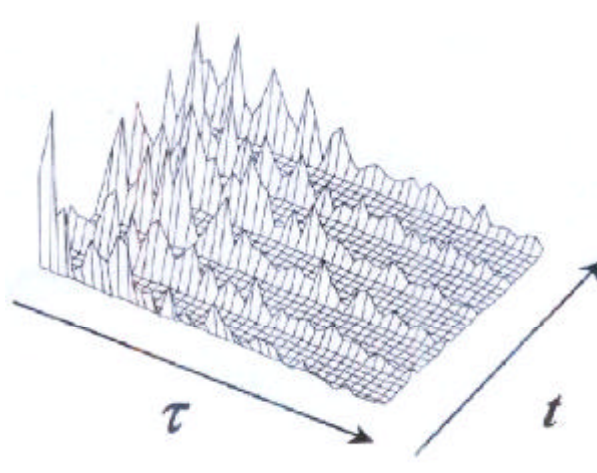


Figura 4: Resposta ao impulso variante no tempo para um canal com múltiplos percursos.

2.4 Funções de Transferência

Os canais de comunicações móveis apresentam o fenômeno da propagação por múltiplos percursos e podem ser modelados através de sistemas lineares variantes no tempo, caracterizados por respostas ao impulso variantes no tempo. Dessa forma, os efeitos do desvanecimento são modelados pela ação de filtros sobre o sinal transmitido. Assim, a partir de um modelo matemático para a resposta ao impulso, pode-se analisar e simular a transmissão de um sinal em presença de desvanecimento. A razão para a escolha de um modelamento usando filtros é fundamentada no fato que o sinal recebido ser a soma de diversas componentes, com diferentes amplitudes e atrasos em um dado instante de tempo. Assim, de acordo com a teoria de sistemas lineares, o canal pode ser visto como um dipolo entrada-saída, e as envoltórias complexas dos sinais transmitidos e recebidos no domínio do tempo relacionam-se através da seguinte relação

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t - \tau) h(\tau, t) d\tau, \quad (2.8)$$

sendo $h(\tau, t)$ a resposta ao impulso variante no tempo, também conhecida como **função de espalhamento por atraso**. Se o sinal de entrada for um impulso aplicado no instante $t = t_0$, ou seja, $u(t) = \delta(t - t_0)$, tem-se:

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{d}(t - \mathbf{t}_0 - \mathbf{t}) h(\mathbf{t}, t) d\mathbf{t} = h(t - \mathbf{t}_0, t). \quad (2.9)$$

Então, $h(t - \mathbf{t}, t)$ é o equivalente passa-baixa da resposta do canal no tempo t a um impulso aplicado no instante $t - \mathbf{t}$.

A entrada e a saída de um sistema linear variante no tempo também podem ser relacionadas no domínio da frequência através de uma **função de transferência variante no tempo**, denotada de $T(f, t)$, que é uma função no domínio da frequência equivalente à resposta ao impulso no domínio do tempo, tal que:

$$R(f) = T(f, t)U(f), \quad (2.10)$$

sendo $R(f)$ e $U(f)$ as transformadas de Fourier dos sinais $r(t)$ e $u(t)$, respectivamente, e a função $T(f, t)$ avaliada no domínio da frequência em um instante t . A função de transferência $T(f, t)$ é dada pela transformada de Fourier da resposta ao impulso $h(\mathbf{t}, t)$ em relação à variável \mathbf{t} , isto é:

$$T(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\mathbf{t}, t) e^{-j2\pi f \mathbf{t}} d\mathbf{t}. \quad (2.11)$$

Pode-se reescrever a envoltória complexa do sinal recebido como sendo a transformada inversa de Fourier de $R(f)$:

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} T(f, t) U(f) e^{j2\pi f t} df. \quad (2.12)$$

Para a situação em que um sinal senoidal de frequência f_m em relação à portadora é a entrada do sistema, ou seja, $u(t) = e^{j2\pi f_m t}$, o sinal de entrada no domínio da frequência será $U(f) = \mathbf{d}(f - f_m)$.

Então, a saída no domínio do tempo $r(t)$ será:

$$r(t) = T(f_m, t) e^{j2\pi f_m t}. \quad (2.13)$$

De (2.13), conclui-se que, para uma entrada senoidal na frequência f_m , a função $T(f_m, t)$ representa o ganho do sistema nesta frequência, e pode ser obtida a partir de medições do sinal de saída.

Uma função dual à resposta ao impulso variante no tempo é a **função de espalhamento por Efeito Doppler**, denotada por $H(f, \mathbf{n})$, sendo f a frequência e \mathbf{n} o desvio Doppler. Assim, pode-

se escrever a transformada de Fourier da envoltória complexa do sinal de saída $R(f)$ como

$$R(f) = \int_{-\infty}^{\infty} U(f - \mathbf{n})H(f, \mathbf{n})d\mathbf{n} . \quad (2.14)$$

O valor da função $H(f, \mathbf{n})$ em \mathbf{n} representa o espectro de saída na frequência f resultante de um deslocamento do espectro de entrada de \mathbf{n} Hz. Este desvio na frequência do sinal de entrada deve-se ao movimento relativo entre o transmissor e o receptor, e a objetos situados entre o transmissor e o receptor que causam reflexão do sinal. Em um canal com múltiplos percursos que envolvem movimentos, o espectro de saída é a superposição de várias versões deslocadas do espectro de entrada. A função $H(f, \mathbf{n})$ explicita a influência do efeito Doppler no espectro de saída através de um alargamento espectral, e a variável \mathbf{n} pode ser interpretada como o deslocamento Doppler introduzido pelo canal. Como exemplo, suponha que $H(f, \mathbf{n}) = \mathbf{d}(\mathbf{n} - f_m)$. Então,

$$R(f) = \int_{-\infty}^{\infty} U(f - \mathbf{n})\mathbf{d}(\mathbf{n} - f_m)d\mathbf{n} = U(f - f_m) . \quad (2.15)$$

A função $H(f, \mathbf{n})$ pode ser calculada a partir da função de transferência variante no tempo, tomando-se a transformada de Fourier em relação à variável t :

$$H(f, \mathbf{n}) = \int_{-\infty}^{\infty} T(f, t)e^{-j2\pi\mathbf{n}t} dt . \quad (2.16)$$

Percebe-se que o canal introduz efeitos de atrasos temporais, modelados por $h(\mathbf{t}, t)$, e efeitos de deslocamentos espectrais, modelados por $H(f, \mathbf{n})$. Contudo, os efeitos conjuntos da dispersão temporal e do deslocamento Doppler não são claramente explicitados por estas funções. Por isso, define-se uma outra função de transferência, $S(\mathbf{t}, \mathbf{n})$, que engloba estes dois efeitos. Pode-se reescrever (2.8) da seguinte forma:

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t - \mathbf{t})h(\mathbf{t}, t)d\mathbf{t} = \int_{-\infty}^{\infty} u(t - \mathbf{t}) \left[\int_{-\infty}^{\infty} S(\mathbf{t}, \mathbf{n})e^{j2\pi\mathbf{n}t} d\mathbf{n} \right] d\mathbf{t} , \quad (2.17)$$

sendo $S(\mathbf{t}, \mathbf{n})$ a **função de espalhamento por atraso e efeito Doppler**, definida como a transformada de Fourier da resposta ao impulso $h(\mathbf{t}, t)$ em relação à variável t :

$$S(\mathbf{t}, \mathbf{n}) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\mathbf{t}, t)e^{-j2\pi\mathbf{n}t} dt . \quad (2.18)$$

Então, pode-se reescrever $r(t)$ como

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} u(t-\mathbf{t})S(\mathbf{t},\mathbf{n})e^{j2\pi\mathbf{n}t} d\mathbf{n}d\mathbf{t} . \quad (2.19)$$

A função $S(\mathbf{t}, \mathbf{n})$ fornece uma medida do espalhamento do canal em termos do atraso temporal \mathbf{t} e do desvio Doppler \mathbf{n} .

As quatro funções de transferência relacionam-se entre si através de pares de transformadas de Fourier, como mostra o esquema da Figura 5. Pode-se perceber que cada par de variáveis (t, \mathbf{n}) e (\mathbf{t}, f) relaciona-se por transformadas de Fourier. Assim, cada par de variáveis (t, \mathbf{t}) e (\mathbf{n}, f) é dito formado por variáveis duais, bem como cada par de funções $(h(\mathbf{t}, t), H(f, \mathbf{n}))$ e $(S(\mathbf{t}, \mathbf{n}), T(f, t))$ é dito formado por funções duais.

2.5 Funções de Correlação

O canal de comunicação pode ser descrito por qualquer uma das funções de transferência apresentadas na seção anterior. As variações temporais são aleatórias sendo o canal com múltiplos percursos variante no tempo caracterizado sob o ponto de vista estatístico.

Devido à quantidade significativa de componentes que se sobrepõem no receptor, as partes real e imaginária de cada uma das funções de transferência apresentadas na seção anterior podem ser convenientemente modeladas como processos estocásticos Gaussianos. Assim, é suficiente determinar a função média e a função correlação para a descrição do canal. Para o caso de sistemas celulares, as funções de transferência podem ser assumidas como processos estocásticos de média zero.

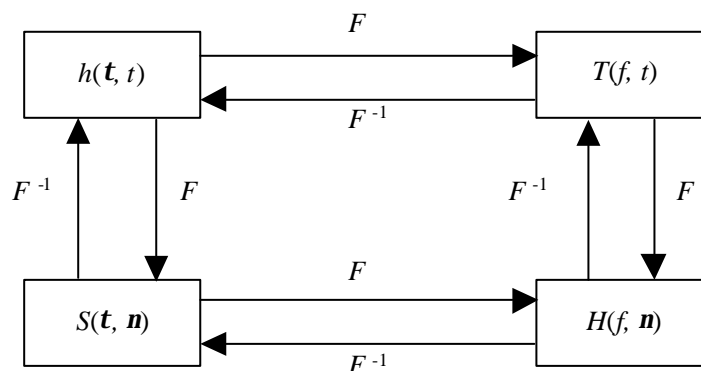


Figura 5: Relações entre as funções de transferência de um canal de comunicação móvel.

Para cada uma das quatro funções de transferência é possível definir uma função autocorrelação. Assim, as quatro funções autocorrelação são definidas da seguinte forma:

$$\mathbf{f}_h(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, t_1, t_2) = E[h^*(\mathbf{t}_1, t_1)h(\mathbf{t}_2, t_2)], \quad (2.20)$$

$$\mathbf{f}_T(f_1, f_2, t_1, t_2) = E[T^*(f_1, t_1)T(f_2, t_2)], \quad (2.21)$$

$$\mathbf{f}_H(f_1, f_2, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2) = E[H^*(f_1, \mathbf{n}_1)H(f_2, \mathbf{n}_2)], \quad (2.22)$$

$$\mathbf{f}_S(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2) = E[S^*(\mathbf{t}_1, \mathbf{n}_1)S(\mathbf{t}_2, \mathbf{n}_2)], \quad (2.23)$$

em que f^* indica o conjugado complexo de f . Essas funções autocorrelação estão relacionadas entre si através de transformadas de Fourier bidimensionais, como por exemplo:

$$\mathbf{f}_S(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{f}_h(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, t_1, t_2) e^{j2p(\mathbf{n}_1 t_1 - \mathbf{n}_2 t_2)} dt_1 dt_2. \quad (2.24)$$

Para provar a relação (2.24), basta substituir (2.18) em (2.23), resultando em:

$$\mathbf{f}_S(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2) = E \left[\int_{-\infty}^{\infty} h^*(\mathbf{t}_1, t_1) e^{j2p(\mathbf{n}_1 t_1)} dt_1 \int_{-\infty}^{\infty} h(\mathbf{t}_2, t_2) e^{-j2p(\mathbf{n}_2 t_2)} dt_2 \right] \quad (2.25)$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E[h^*(\mathbf{t}_1, t_1)h(\mathbf{t}_2, t_2)] e^{j2p(\mathbf{n}_1 t_1 - \mathbf{n}_2 t_2)} dt_1 dt_2, \quad (2.26)$$

e por (2.20) obtemos (2.24). O mesmo procedimento deve ser adotado para provar as demais relações conforme a Figura 6, onde DF é a transformada dupla de Fourier e DF^{-1} é sua transformada inversa.

No Apêndice A são descritos os tipos de canais móveis que podem ser obtidos a partir do comportamento da função autocorrelação, tais como [36]: canais WSS (*Wide Sense Stationary*), US (*Uncorrelated Scatterers*) e WSSUS (*Wide Sense Stationary with Uncorrelated Scatterers*). É verificado que quando as condições para canais WSS e US são satisfeitas simultaneamente, definem-se canais estacionários no sentido amplo com espalhamento descorrelacionado, denominado WSSUS. Esse canal possui espalhamento descorrelacionado no domínio do atraso e no domínio do deslocamento Doppler, de modo que vários canais de rádio podem ser modelados com razoável precisão usando o modelo WSSUS [38]. Então a partir do modelo WSSUS serão descritos a seguir alguns parâmetros que definem o comportamento do canal móvel, ou seja: canal lento, rápido, plano ou seletivo em frequência.

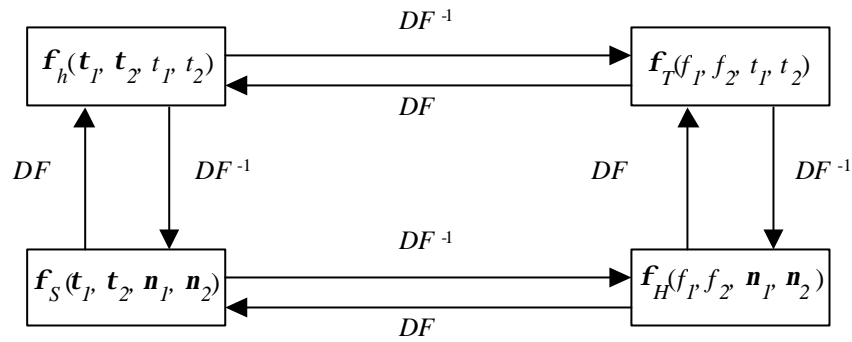


Figura 6: Relações entre as funções autocorrelação de um canal de comunicação móvel.

2.6 Parâmetros do Canal Móvel

Considerando canais WSSUS, explicados com mais detalhes no Apêndice A, serão descritos a seguir alguns parâmetros do canal móvel [35] [36]. Estes parâmetros são utilizados para comparar diferentes canais móveis e desenvolver projetos para sistemas sem fio.

2.6.1 Espalhamento Temporal Analisado no Domínio do Tempo

Para análise do espalhamento temporal no domínio do tempo, faz-se $\Delta t = 0$ na função $Y_h(\mathbf{t}, \Delta)$, definida em (A.13), resultando em:

$$Y_h(\mathbf{t}, 0) = Y_h(\mathbf{t}) = E[|h(\mathbf{t}, t)|^2]. \quad (2.27)$$

A função $Y_h(\mathbf{t})$ é conhecida como **função de perfil de intensidade de múltiplos percursos**, e indica como a potência média da resposta ao impulso do canal varia em função do atraso \mathbf{t} . O valor médio da potência deve ser tomado sobre uma área local determinada.

É possível quantificar o comportamento da função $Y_h(\mathbf{t})$, através de alguns parâmetros, bem como deduzir algumas grandezas importantes do canal, tais como:

- Tempo máximo de atraso (t_n): representa o intervalo de tempo entre a primeira e a última componente de atraso do sinal recebido no qual a potência cai abaixo de um limite relacionado ao nível da componente mais forte. O limite pode ser escolhido entre 10 ou 20 dB abaixo do nível mais alto de potência.

- Média por excesso de atraso (\bar{t}): Fornece o atraso médio, sendo definida por:

$$\bar{t} = \frac{\int_0^{\infty} t \Psi_h(t) dt}{\int_0^{\infty} \Psi_h(t) dt} \cong \frac{\sum_k \Psi_h(t_k) t_k}{\sum_k \Psi_h(t_k)}, \quad (2.28)$$

na qual a normalização $\int_0^{\infty} \Psi_h(t) dt$ foi empregada porque $\mathbf{Y}_h(t)$ não é uma função densidade de probabilidade.

- Valor médio quadrático do espalhamento devido ao atraso (\mathbf{s}_t): representa a raiz quadrada do segundo momento central, isto é:

$$\mathbf{s}_t = \sqrt{\overline{t^2} - (\bar{t})^2}, \quad (2.29)$$

sendo \bar{t} a média por excesso de atraso, definida em (2.28), e $\overline{t^2}$ é dada por:

$$\overline{t^2} = \frac{\int_0^{\infty} t^2 \Psi_h(t) dt}{\int_0^{\infty} \Psi_h(t) dt} = \frac{\sum_k \Psi_h(t_k) t_k^2}{\sum_k \Psi_h(t_k)}. \quad (2.30)$$

Normalmente, considera-se o primeiro atraso em $t = 0$, e os atrasos subseqüentes são medidos em relação a esta referência. O conhecimento de $\mathbf{Y}_h(t)$ é importante para determinar se é necessário equalizar o sinal que chega no receptor. Valores típicos para \mathbf{s}_t em sistemas celulares são da ordem de microsegundos e nanosegundos. Convém ressaltar que várias medições de $\mathbf{Y}_h(t)$ são realizadas para várias áreas locais a fim de determinar a característica de atraso para uma grande área.

2.6.2 Espalhamento Temporal Analisado no Domínio Freqüência

De maneira análoga, também pode-se caracterizar a dispersão do sinal no domínio da freqüência. Assim, podemos fazer $\Delta t = 0$ na função $\mathbf{f}_T(\Delta f, \Delta t)$ definida em (A.14), resultando em:

$$\mathbf{f}_T(\Delta f, 0) = \mathbf{f}_T(\Delta f) = E[|T(\Delta f, \Delta t)|^2]. \quad (2.31)$$

A função $\mathbf{f}_T(\Delta f)$, denominada **função de correlação das diferenças de freqüências**, é a

transformada de Fourier de $\mathbf{Y}_h(\mathbf{t})$, e representa a correlação entre a resposta do canal a dois sinais. O conhecimento da função $f_T(\Delta f)$ possibilita a determinação da correlação entre sinais recebidos que distam de Δf na frequência. Seu valor pode ser medido através da transmissão de dois sinais senoidais separadas na frequência de Δf , realizando a correlação cruzada entre os dois sinais recebidos e repetindo o processo para diferentes valores de Δf , escolhendo-se valores que sejam de interesse dentro da banda do sinal.

A faixa de frequência $\Delta f = B_C$, para a qual $|f_T(\Delta f, 0)| = 0,5|f_T(0, 0)|$, é conhecida como a **Banda de Coerência** do canal. A banda de coerência B_C é uma medida estatística da faixa de frequências sobre a qual o canal passa todas as componentes espectrais com aproximadamente o mesmo ganho, ou seja, da faixa de frequências sobre a qual as componentes de frequência têm um alto valor de correlação, de forma que o canal pode ser considerado plano. Com base em estimativas da banda de coerência de um canal, faz-se uma comparação entre B_C e a largura de faixa do sinal transmitido B , e então, define-se se um canal é seletivo na frequência. Este será seletivo na frequência, se $B_C \ll B$, e será não seletivo na frequência, se $B_C \gg B$, ou seja, componentes espectrais de um sinal dentro da banda de coerência do canal são afetadas de maneira similar, enquanto que dois sinais senoidais com separação entre frequências maior que B_C são afetados de forma distinta pelo canal. Pode-se admitir uma razoável aproximação entre B_C e o máximo tempo de atraso t_m a partir das relações encontradas:

$$B_C \approx \frac{1}{t_m}. \quad (2.32)$$

O máximo tempo de atraso t_m não é necessariamente o melhor indicador para determinar a dispersão que um canal irá afetar uma transmissão, pois dois canais com o mesmo valor de t_m podem apresentar diferentes perfis de espalhamento.

Se o critério para definição de B_C mudar para a faixa em que $f_T(\Delta f)$ está acima de 0,9 do valor máximo (largura de faixa de 0,45 dB), então [35]:

$$B_C \approx \frac{1}{50s_t}. \quad (2.33)$$

Não existe uma relação precisa entre B_C e s_t , mas para a largura de faixa de 3 dB, a seguinte aproximação é satisfatória [35]:

$$B_C \approx \frac{1}{5s_t}. \quad (2.34)$$

2.6.3 Ambiente Variante no Tempo Analisado no Domínio Freqüência

Nas subseções anteriores, foram descritos parâmetros que descrevem as propriedades de espalhamento no tempo do canal. Estes não fornecem informações sobre a sua característica variante no tempo, provocada pela mobilidade relativa entre o transmissor e o receptor, e pela mobilidade de objetos existentes no canal.

Seguindo o procedimento usado na análise do espalhamento temporal, pode-se partir da função $Y_H(\Delta f, \mathbf{n})$, definida em (A.15), fazer $\Delta f = 0$, resultando em:

$$\Psi_H(0, \mathbf{n}) = \Psi_H(\mathbf{n}) = E[|H(f, \mathbf{n})|^2]. \quad (2.35)$$

A função $Y_H(\mathbf{n})$, chamada **espectro de potência Doppler**, indica com qual potência média os efeitos Doppler correspondentes à freqüência \mathbf{n} ocorrem. Da mesma maneira como na análise no domínio do tempo, o valor médio da potência deve ser tomado sobre uma área local determinada.

A partir de (2.35) também é possível deduzir mais algumas grandezas importantes para o canal, tais como:

- Máximo deslocamento Doppler (\mathbf{n}_m): representa o deslocamento na freqüência entre a primeira e a última componente de freqüência do sinal recebido no qual a potência cai abaixo de um limite relacionado ao nível da componente mais forte. O limite pode ser escolhido entre 10 ou 20 dB abaixo do nível mais alto de potência.
- Deslocamento Doppler médio ($\bar{\mathbf{n}}$): é dado pelo primeiro momento de $Y_H(\mathbf{n})$ e é definido como

$$\bar{\mathbf{n}} = \frac{\int_0^\infty \mathbf{n} \Psi_H(\mathbf{n}) d\mathbf{n}}{\int_0^\infty \Psi_H(\mathbf{n}) d\mathbf{n}} \cong \frac{\sum_k \Psi_H(\mathbf{n}_m) \mathbf{n}_m}{\sum_k \Psi_H(\mathbf{n}_m)}. \quad (2.36)$$

O segundo momento central é definido como

$$B_d = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} (\mathbf{n} - \bar{\mathbf{n}})^2 \Psi_H(\mathbf{n}) d\mathbf{n}}{\int_{-\infty}^{\infty} \Psi_H(\mathbf{n}) d\mathbf{n}}}, \quad (2.37)$$

sendo $\bar{\mathbf{n}}$ o deslocamento Doppler médio. A grandeza B_d conhecida como **Espalhamento Doppler** é uma medida do alargamento espectral do sinal causado pela característica variante no tempo do

canal. Se um sinal senoidal de frequência f_c é transmitido, o espectro de potência Doppler tem componentes na faixa $f_c - \mathbf{n}$ e $f_c + \mathbf{n}$, sendo \mathbf{n} o deslocamento Doppler dependente da velocidade do veículo, do comprimento de onda e do ângulo entre a direção do movimento e a direção da onda incidente. Se a largura de faixa do sinal é muito maior que B_d , o efeito do espalhamento Doppler no receptor é desprezível.

2.6.4 Ambiente Variante no Tempo Analisado no Domínio do Tempo

De maneira análoga, também pode-se analisar a característica variante no tempo do canal no domínio do tempo. Assim, podemos fazer $\Delta f = 0$ na função $f_T(\Delta f, \Delta t)$, definida em (A.14), resultando em:

$$f_T(0, \Delta t) = f_T(\Delta t). \quad (2.38)$$

A função $f_T(\Delta t)$, chamada de **função de correlação das diferenças de tempo**, é uma medida para a correlação da resposta do canal em instantes de tempo distintos, e é calculada a partir da transformada de Fourier de $Y_H(\mathbf{n})$.

O intervalo de tempo $\Delta t = T_C$ para o qual $|f_T(0, \Delta t)| = 0,5|f_T(0, 0)|$ é conhecido como o **Tempo de Coerência** do canal, e indica a medida do tempo no qual a resposta do canal permanece aproximadamente invariante, ou seja, é o intervalo de tempo sobre o qual dois sinais recebidos apresentam alto valor de correlação de fase e amplitude. Para o caso em que $T \ll T_C$, sendo T o período de transmissão de um símbolo, o canal é dito ser de variação lenta, ou canal com desvanecimento lento. Caso contrário, o canal é dito de variação rápida, ou canal com desvanecimento rápido, o que implica que dois sinais recebidos com uma separação $\Delta t > T_C$ foram afetados diferentemente pelo canal. Assim, pode admitir a seguinte aproximação a partir das novas relações encontradas:

$$T_C \approx \frac{1}{B_d}. \quad (2.39)$$

O tempo de coerência e o espalhamento Doppler são parâmetros importantes para o projeto de códigos e entrelaçadores em sistemas móveis. Um outro fator de importância para o canal é o chamado **Fator de Espalhamento**, que é a relação entre o valor *rms* do espalhamento devido ao atraso e o tempo de coerência:

$$SF = \frac{\mathbf{S}_t}{T_C}. \quad (2.40)$$

As funções autocorrelação, com seus respectivos parâmetros correspondentes são relacionados como mostra a Tabela 1.

2.7 Tipos de Desvanecimento

A seção anterior apresentou as funções de correlação que caracterizam estatisticamente o canal de comunicação móvel sob os pontos de vista dos domínios do tempo e da frequência. A relação entre os parâmetros do sinal transmitido, como largura de banda e período de transmissão de um símbolo, e os parâmetros do canal, tais como, espalhamento devido ao atraso e espalhamento Doppler, constitui uma informação de grande importância no que diz respeito ao tipo de desvanecimento que diferentes sinais transmitidos podem experimentar ao longo deste canal. Os efeitos de dispersão do sinal no domínio do tempo e no domínio da frequência, comentados na seção anterior, sugerem o aparecimento de quatro tipos diferentes de desvanecimento. O espalhamento devido ao atraso é responsável pela caracterização da dispersão temporal, indicando a seletividade ou não de um canal no domínio da frequência. O espalhamento Doppler caracteriza a dispersão do sinal no domínio da frequência, e determina a ocorrência de desvanecimento do sinal através da seletividade ou não do canal no domínio do tempo.

2.7.1 Desvanecimento Plano

Um canal, com desvanecimento plano, apresenta ganho constante e resposta de fase linear ao longo de uma largura de banda, que é maior que a largura de banda do sinal transmitido (W). O desvanecimento plano ocorre sob as condições: $W \ll B_C$ e $T_S \gg \mathbf{s}_t$, sendo B_C a banda de coerência do canal, T_S o tempo do símbolo transmitido, e \mathbf{s}_t o espalhamento devido ao atraso. Por ser o tipo de desvanecimento mais usualmente assumido para diversas aplicações, a próxima seção será reservada para a análise específica do desvanecimento plano.

Tabela 1: Funções correlação com seus respectivos parâmetros.

Função Correlação	Significado	Parâmetro do canal
$Y_h(t)$	Perfil de Intensidade de Múltiplos Percursos	Valor <i>rms</i> do espalhamento \mathbf{s}_t
$f_T(\Delta f, 0)$	Função Correlação das Diferenças de Frequências	Banda de Coerência
$Y_H(n)$	Espectro de Potência Doppler	Espalhamento Doppler
$f_T(0, \Delta t)$	Função Correlação das Diferenças de Tempo	Tempo de Coerência

2.7.2 Desvanecimento Seletivo na Frequência

Um canal, com desvanecimento seletivo, apresenta ganho constante e resposta de fase linear ao longo de uma faixa de frequência menor que a largura de faixa do sinal transmitido. Expressando as afirmações anteriores com auxílio da notação adotada, podem ser escritas as seguintes relações para um canal que apresenta desvanecimento seletivo na frequência: $W > B_C$ e $T_S < \mathbf{s}_t$. Nesta situação, o sinal recebido é uma composição de várias versões do sinal originalmente transmitido, atenuado e atrasado no tempo. O desvanecimento seletivo na frequência deve-se à dispersão temporal de símbolos transmitidos ao longo do canal, resultando na interferência intersimbólica. Essa interferência é a sobreposição temporal de símbolos vizinhos recebidos na “saída” do canal no momento da decisão dos bits e leva à necessidade de redução da taxa de transmissão através desse canal ou à implementação de técnicas que minimizem esses efeitos. A fim de evitar a interferência intersimbólica, deve-se ter a condição de que a banda de coerência seja maior que a largura de banda do sinal transmitido, ou seja, $B_C > W$.

2.7.3 Desvanecimento Rápido

O desvanecimento rápido é observado em canais cujas respostas ao impulso mudam rapidamente durante a transmissão de um símbolo, ou seja, o tempo de coerência do canal é menor que o tempo de transmissão de um símbolo. Essa situação causa dispersão na frequência devido ao espalhamento Doppler, que é maior que a largura de banda do sinal transmitido, resultando na distorção do sinal recebido. Escrevendo na notação adotada, tem-se: $T_S > T_C$ e $W < B_d$, sendo T_C o tempo de coerência do canal e B_d o espalhamento Doppler. A designação de desvanecimento rápido para um canal não considera se o canal apresenta também desvanecimento plano, ou se é seletivo na frequência. É levada em consideração apenas a taxa de variação do canal devida ao movimento.

2.7.4 Desvanecimento Lento

O desvanecimento lento é observado em canais cujas respostas ao impulso variam lentamente durante a transmissão de um símbolo. Para esta situação, o canal é assumido estático ao longo de vários intervalos de símbolos correspondentes. No domínio da frequência, significa que o espalhamento Doppler do canal é muito menor que a largura de banda do sinal em banda básica transmitido. Reescrevendo, tem-se: $T_S \ll T_C$ e $W \gg B_d$. A velocidade do transmissor móvel, bem como a variação de objetos ao longo do canal, determinam se um sinal sofrerá um desvanecimento rápido ou lento.

Na Figura 7 é apresentado os tipos de desvanecimento experimentados por um sinal em função do período do símbolo transmitido e da banda de frequência do sinal transmitido.

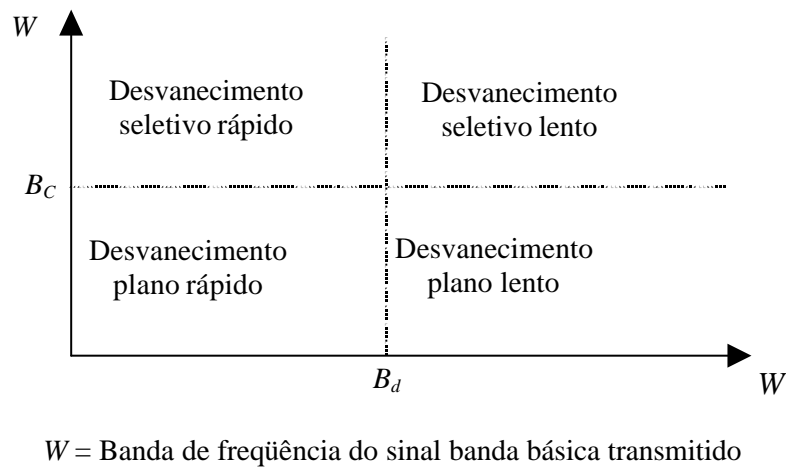
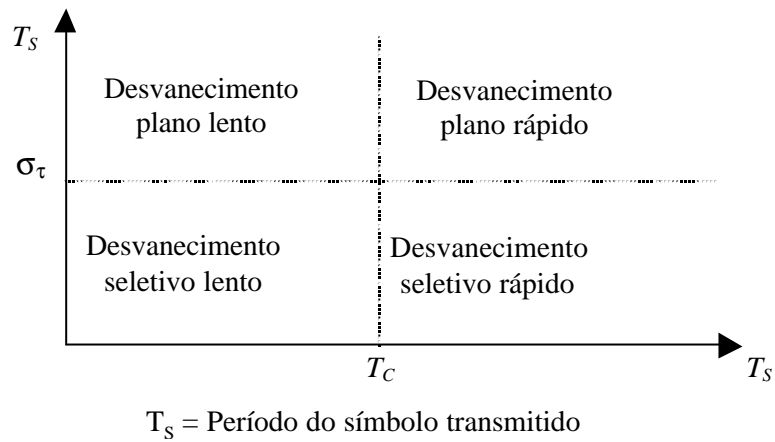


Figura 7: Tipos de desvanecimento experimentados por um sinal em função do tempo do símbolo transmitido e da banda do sinal transmitido.

2.8 Modelo de Canais Móveis com Desvanecimento Plano

Um canal possui desvanecimento plano quando o formato espectral do sinal transmitido é preservado no receptor, ou seja, quando a largura de banda do sinal transmitido é muito menor do que a banda de coerência do canal ($W \ll B_C$). Entretanto, a intensidade do sinal recebido varia com o tempo devido a flutuações no ganho do canal devido aos múltiplos percursos.

As componentes espectrais do sinal de entrada $U(f)$ sofrem as mesmas atenuações e deslocamentos de fase quando são transmitidos pelo canal. A relação entre a entrada e a saída do canal pode ser expressa pela Equação (2.41):

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} T(f, t) U(f) e^{j2\pi ft} df. \quad (2.41)$$

Na largura de faixa ocupada por $U(f)$, a função de transferência variante no tempo $T(f, t)$ é considerada constante em f . Como $U(f)$ está concentrado em torno de $f=0$, então $T(f, t) \cong T(0, t)$, e conseqüentemente:

$$r(t) = T(0, t) \int_{-\infty}^{\infty} U(f) e^{j2\pi ft} df = T(0, t) u(t). \quad (2.42)$$

O sinal na saída do canal é o sinal de entrada multiplicado por um processo estocástico $T(0, t)$ que representa as variações temporais do canal. Assim, a partir de (2.5), para todo t , a saída é $T(0, t)$ é da forma

$$T(0, t) = r(t) = \sum_{n=0}^N \mathbf{a}_n(t) e^{-j\mathbf{f}_n(t)},$$

$$T(0, t) = r(t) = \sum_{n=0}^N \mathbf{a}_n(t) \cos \mathbf{f}_n(t) - j \sum_{n=0}^N \mathbf{a}_n(t) \sin \mathbf{f}_n(t),$$

$$T(0, t) = r(t) = r_I(t) + j r_Q(t) = \mathbf{a}(t) e^{-j\mathbf{f}(t)}. \quad (2.43)$$

Se o número de múltiplos percursos for significativamente grande, o teorema do limite central estabelece que $T(0, t)$ pode ser modelado como um processo estocástico Gaussiano complexo na

variável t . Assim a envoltória do processo $\mathbf{a}(t) = \sqrt{r_I^2(t) + r_Q^2(t)}$ para um dado valor de t tem função densidade de probabilidade Rayleigh ou Rice, conforme demonstrado no Apêndice A, sendo

$$r_I(t) = \sum_n \mathbf{a}_n(t) \cos \mathbf{f}_n(t), \quad (2.44)$$

e

$$r_Q(t) = - \sum_n \mathbf{a}_n(t) \operatorname{sen} \mathbf{f}_n(t). \quad (2.45)$$

2.8.1 Desvanecimento Rayleigh

Quando a resposta ao impulso $T(0, t)$ é modelada como um processo Gaussiano complexo com média zero (sem visada direta), a envoltória $|T(0, t)|$ tem função densidade de probabilidade Rayleigh para qualquer instante de tempo t . Definindo uma variável aleatória Rayleigh $\mathbf{a} = |T(0, t)|$, sua função densidade de probabilidade é dada por

$$p(x) = \begin{cases} \frac{x}{\mathbf{s}^2} e^{-\frac{x^2}{2\mathbf{s}^2}}, & x \geq 0 \\ 0 & , x < 0 \end{cases}, \quad (2.46)$$

sendo \mathbf{s}^2 a variância das partes real e imaginária de $T(0, t)$. A média da variável aleatória Rayleigh \mathbf{a} é

$$E[\mathbf{a}] = \mathbf{s} \sqrt{\frac{\mathbf{p}}{2}}, \quad (2.47)$$

e o seu valor médio quadrático, denotado por Ω , é

$$\Omega = E[\mathbf{a}^2] = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 \frac{x}{\mathbf{s}^2} e^{-x^2/2\mathbf{s}^2} dx = 2\mathbf{s}^2. \quad (2.48)$$

A partir de (2.51) podemos expressar (2.48) como

$$p(x) = \begin{cases} \frac{2x}{\Omega} e^{-\frac{x^2}{\Omega}}, & x \geq 0 \\ 0 & , x < 0 \end{cases}. \quad (2.49)$$

A variância de \mathbf{a} é dada por

$$\text{Var}[\mathbf{a}] = E[\mathbf{a}^2] - (E[\mathbf{a}])^2 = \mathbf{s}^2 \left(2 - \frac{\mathbf{p}}{2} \right) = 0,42\mathbf{s}^2. \quad (2.50)$$

A probabilidade da variável \mathbf{a} assumir valor abaixo de um determinado valor específico R é dada pela função distribuição de probabilidade

$$F(R) = P(\mathbf{a} \leq R) = \int_0^R \frac{x}{\mathbf{s}^2} e^{-x^2/2\mathbf{s}^2} dx = 1 - e^{-R^2/2\mathbf{s}^2} = 1 - e^{-R^2/\Omega}. \quad (2.51)$$

2.8.2 Desvanecimento Rice

Para o caso em que há dispersores fixos ou refletores do sinal no meio de propagação, somado aos dispersores que se movimentam aleatoriamente, a resposta ao impulso $T(0, t)$ não pode mais ser modelada com média zero. Neste caso, a envoltória $\mathbf{a} = |T(0, t)|$ apresenta distribuição Rice dada por

$$p(x) = \begin{cases} \frac{x}{\mathbf{s}^2} e^{-\frac{x^2+s^2}{2\mathbf{s}^2}} I_0\left(\frac{x\mathbf{s}}{\mathbf{s}^2}\right), & x \geq 0, \\ 0, & x < 0 \end{cases}, \quad (2.52)$$

sendo s o parâmetro de não centralidade da distribuição, e $I_0(x)$ a função de Bessel de ordem zero e primeira espécie. A função de distribuição de probabilidade da variável aleatória Rice é dada por

$$F(x) = 1 - Q\left(\frac{s}{\mathbf{s}}, \frac{x}{\mathbf{s}}\right), \quad x \geq 0, \quad (2.53)$$

em que a função $Q(\cdot, \cdot)$ é a função de Marcum [33]. A função densidade de probabilidade de Rice é frequentemente descrita em termos do fator K_R definido como a razão entre a potência do sinal determinístico (da visada direta) e potência das componentes dos multipercursos. O fator, denominado de fator de Rice, é dado por

$$K_R = \frac{s^2}{2\mathbf{s}^2}. \quad (2.54)$$

O valor médio quadrático é dado por

$$E[\mathbf{a}^2] = \Omega = s^2 + 2\mathbf{s}^2. \quad (2.55)$$

A partir de (2.52), e usando (2.54) e (2.55), a função densidade de probabilidade pode ser expressa por

$$p(x) = \frac{2x(K_R + 1)}{\Omega} \exp\left[-K_R - \frac{(K_R + 1)x^2}{\Omega}\right] I_0\left(2x\sqrt{\frac{K_R(K_R + 1)}{\Omega}}\right), x \geq 0. \quad (2.56)$$

É observado que, para pequenos valores de K_R , a distribuição de Rice tende para Rayleigh, e esse resultado é esperado pois, valores pequenos de K_R indicam que a contribuição de potência da componente mais forte não é significativa, assim não existindo uma componente dominante. Por outro lado, se K_R for muito grande, a distribuição tende a uma Gaussiana, e esse resultado é esperado, pois há um predomínio da componente direta, de forma que o multipercurso tenha influência desprezível. O sinal recebido apresentará menos oscilações, estando sujeito apenas às obstruções causadoras do sombreamento (caracterizando o desvanecimento de larga escala). A distribuição de Rice pode ser vista como uma distribuição mais abrangente que, para valores extremos de K_R , degenera-se ou em uma função densidade de probabilidade Rayleigh ou em uma função densidade de probabilidade Gaussiana.

2.8.3 Desvanecimento Nakagami-m

É possível descrever ambos desvanecimento, Rayleigh e Rice, com a ajuda de um modelo simples usando a distribuição Nakagami [39]. O modelo do desvanecimento para o envelope do sinal recebido, proposto por Nakagami, tem como função densidade de probabilidade

$$p(x) = \frac{2m^m x^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \exp\left[-\frac{mx^2}{\Omega}\right], \quad m \geq \frac{1}{2} \text{ e } x \geq 0, \quad (2.57)$$

em que $\Gamma(m)$ é a função Gama e $\Omega = E[x^2]$. A função de distribuição de probabilidade é dada por

$$F(x) = P\left(\frac{mx^2}{\Omega}, m\right), \quad (2.58)$$

em que $P(\cdot, \cdot)$ é a função incompleta da função Gamma.

Para o caso em que $m = 1$, a função densidade de probabilidade Nakagami é igual a Rayleigh. Quando $m = 1/2$ tende para distribuição Normal e quando $m \rightarrow \infty$ a distribuição torna um

impulso (sem desvanecimento). Quando $1 < m < 2$ a função densidade de probabilidade Nakagami tende para Rice e a seguinte relação entre o fator m e K_R é válida:

$$K_R = \frac{\sqrt{m^2 - m}}{m - \sqrt{m^2 - m}}, \quad m \geq 1, \quad (2.59)$$

ou

$$m = \frac{(K_R + 1)^2}{(2K_R + 1)}. \quad (2.60)$$

Outras técnicas utilizadas para descrever as flutuações estatísticas no sinal recebido são a função densidade de probabilidade Lognormal [40] e o modelo sugerido por Suzuki [41].

2.8.4 Modelo de Clarke

Assumindo que os processos $r_I(t)$ e $r_Q(t)$, descrito nas Equações (2.44) e (2.45) são estacionários no sentido amplo, e $f_{d,n}(t) = f_{d,n}$, $\mathbf{a}_n(t) = \mathbf{a}_n$, $\mathbf{t}_n(t) = \mathbf{t}_n$, então a autocorrelação do processo $r_I(t)$ é:

$$\mathbf{f}_{r_I}(\mathbf{t}) = E[r_I(t)r_I(t+\mathbf{t})] = E\left[\sum_m \mathbf{a}_m \cos \mathbf{f}_m(t) \sum_n \mathbf{a}_n \cos \mathbf{f}_n(t+\mathbf{t})\right]$$

$$\mathbf{f}_{r_I}(\mathbf{t}) = E\left[\sum_n \mathbf{a}_n^2 \cos \mathbf{f}_n(t) \cos \mathbf{f}_n(t+\mathbf{t})\right] + \sum_m \sum_n E[\mathbf{a}_n \mathbf{a}_m] E[\cos \mathbf{f}_n(t) \cos \mathbf{f}_m(t+\mathbf{t})]. \quad (2.61)$$

Assume-se que as ganhos $\mathbf{a}_n(t)$ são independentes das fases $\mathbf{f}_n(t)$, para todo t, n e m . Assumindo ainda que as fases $\mathbf{f}_n(t)$ e $\mathbf{f}_m(t)$ são independentes, para $n \neq m$, desde que estas são associadas a atrasos e deslocamentos Doppler também independentes, o valor esperado do produto dos cossenos de cada fase no segundo termo da expressão pode ser escrito como o produto dos valores esperados de cada um dos cossenos. Modelando cada fase $\mathbf{f}_n(t)$ como uma variável aleatória uniformemente distribuída no intervalo $[-\pi, \pi]$, suas funções de densidade de probabilidade são constantes no intervalo de um período do cosseno, e o valor esperado do cosseno de cada uma das fases é igual a zero. Assim, o segundo termo da expressão é nulo. Usando a expressão (2.61) pode-se reescrever a autocorrelação do processo $r_I(t)$:

$$\mathbf{f}_{r_i r_i}(\mathbf{t}) = \sum_n \frac{E[\mathbf{a}_n^2]}{2} E[\cos 2\mathbf{p}f_{d,n}\mathbf{t}] = \mathbf{s}^2 E[\cos(2\mathbf{p}f_m\mathbf{t} \cos \mathbf{q})], \quad (2.62)$$

sendo $f_{d,n} = \frac{v}{l} \cos \mathbf{q} = f_m \cos \mathbf{q}$ e f_m é a máxima frequência Doppler, e

$$\mathbf{s}^2 = \frac{\Omega}{2} = E[r_i^2(t)] = \frac{1}{2} \sum_n E[\mathbf{a}_n^2],$$

é a potência média recebida pelos componentes dos múltiplos percursos.

O cálculo do valor esperado em (2.62) requer o conhecimento da função densidade de probabilidade $p_{\mathbf{q}}(\mathbf{q})$ do ângulo de incidência \mathbf{q} . No modelo proposto por Clarke, as ondas são recebidas em todas as direções do plano xy com a mesma probabilidade de incidência. Este modelo é conhecido como o **modelo de espalhamento isotrópico de Clarke**. A Equação (2.62) pode ser novamente reescrita:

$$\mathbf{f}_{r_i r_i}(\mathbf{t}) = \mathbf{s}^2 \frac{1}{2\mathbf{p}} \int_{-p}^p \cos(2\mathbf{p}f_m\mathbf{t} \cos \mathbf{q}) d\mathbf{q} = \mathbf{s}^2 \frac{1}{\mathbf{p}} \int_0^p \cos(2\mathbf{p}f_m\mathbf{t} \sin \mathbf{q}) d\mathbf{q},$$

resultando finalmente em

$$\mathbf{f}_{r_i r_i}(\mathbf{t}) = \mathbf{s}^2 J_0(2\mathbf{p}f_m\mathbf{t}), \quad (2.63)$$

sendo $J_0(x)$ a função de Bessel de ordem zero e primeira espécie.

Seguindo o mesmo desenvolvimento, pode-se determinar a correlação entre os processos $r_i(t)$ e $r_Q(t)$, bem como a autocorrelação do processo $r_Q(t)$, chegando-se a

$$\mathbf{f}_{r_i r_Q}(\mathbf{t}) = \mathbf{s}^2 \frac{1}{2\mathbf{p}} \int_{-p}^p \sin(2\mathbf{p}f_m\mathbf{t} \cos \mathbf{q}) d\mathbf{q} = 0, \quad (2.64)$$

com as funções autocorrelação em fase e quadratura iguais, ou seja,

$$\mathbf{f}_{r_Q r_Q}(\mathbf{t}) = \mathbf{f}_{r_i r_i}(\mathbf{t}). \quad (2.65)$$

Portanto, os processos das componentes em fase e quadratura apresentam as mesmas autocorrelações e são descorrelacionadas e, como são processos estocásticos Gaussianos, conseqüentemente, são independentes. A densidade espectral de potência de $r_i(t)$ ou de $r_Q(t)$,

conhecida como Espectro Doppler, é dada pela transformada de Fourier das funções autocorrelação $\mathbf{f}_{r_r}(t)$ ou $\mathbf{f}_{r_Q r_Q}(t)$, de modo que

$$S_{r_r}(f) = \begin{cases} \frac{\Omega_p}{4pf_m} \frac{1}{\sqrt{1 - (f/f_m)^2}}, & |f| \leq f_m \\ 0 & |f| > f_m \end{cases} . \quad (2.66)$$

A função autocorrelação do sinal passa baixa $r(t)$ da equação (2.43) é dada por

$$\mathbf{f}_{r_r}(t) = \frac{1}{2} E[r^*(t)r(t+t)] = \mathbf{f}_{r_r}(t) + j\mathbf{f}_{r_r Q}(t),$$

e verificando a equação (2.64) temos que

$$\mathbf{f}_{r_r}(t) = \mathbf{f}_{r_r}(t) . \quad (2.67)$$

3 Sistema de Comunicação Digital

Este capítulo aborda de forma sucinta as técnicas de modulação digital [35] [36] [42] [43] [44]. Primeiramente, será descrito algumas constelações de sinais e apresentada expressões para seu desempenho sobre canais com desvanecimento baseada na função característica da função densidade de probabilidade do desvanecimento [44]. Por último, serão explicadas algumas técnicas de diversidade para melhoria do desempenho do sistema de comunicações móveis.

3.1 Introdução

Um sistema de comunicação tem como objetivo fundamental reproduzir em um determinado destino uma mensagem gerada por uma fonte de informação. No entanto, o objetivo do receptor não é reproduzir a forma de onda com precisão, mas sim, determinar a partir de um sinal corrompido pelo ruído, qual das formas de onda foi enviada pelo transmissor.

Nos sistemas de comunicações digitais estas mensagens devem ser transmitidas com alta confiabilidade, com maior taxa de transmissão e com melhor qualidade do serviço oferecido. Sendo assim, várias técnicas de processamento digital de sinais foram desenvolvidas nas últimas décadas. Dentre elas pode-se citar: codificação da fonte, codificação do canal, entrelaçamento, diversidade, técnicas de modulação digital, equalização do canal, processos de controle de potência, técnicas de acesso múltiplo, técnicas de adaptação de enlace, entre outras.

Um sistema de comunicação móvel (principalmente telefonia celular) apresenta algumas exigências no que diz respeito aos esquemas de modulação empregados. Dentre essas exigências pode-se citar: reduzida complexidade de implementação, robustez contra desvanecimento por múltiplos percursos, envoltória filtrada constante e eficiência espectral adequada. Os terminais móveis devem possuir dimensões reduzidas e baixo custo e, para que isso seja possível, a complexidade dos circuitos utilizados também deve ser reduzida. Nesse aspecto, atenção especial é dada à técnicas de modulação baseadas em FSK (*Frequency Shift Keying*) e PSK (*Phase Shift Keying*).

Existe um compromisso a ser atendido entre a eficiência espectral de uma modulação e sua eficiência de potência. Por um lado, aumentando-se o número de pontos de uma constelação M -PSK aumenta-se a eficiência espectral, mas é necessário um aumento de energia de cada símbolo para que o desempenho, em termos da probabilidade de erro de bit, seja igual ao anterior. Em um canal de rádio móvel terrestre, devido aos desvanecimentos por multipercursos e à ocorrência de somreamento, modulações do tipo M -QAM ou M -PSK com M elevado são inviáveis devido à sua pequena eficiência de potência, ou seja, para se atingir uma probabilidade de

erro de bit aceitável em um sistema de comunicação móvel que utiliza essas modulações seria necessária uma grande potência de transmissão. Um valor elevado para a potência faz com que as baterias dos terminais móveis (ex: telefone celular) tenham vida reduzida e tamanho elevado, além de tornar complexos os estágios de amplificação dos transmissores, elevando os custos de aquisição e operação do sistema. Nesse aspecto são preferidas as modulações com no máximo quatro pontos em sua constelação.

3.2 Técnicas de Modulação Digital

Em um sistema de comunicação digital o modulador transmite uma seqüência de formas de onda escolhidas de um conjunto finito de M sinais de uma determinada constelação (PSK, FSK, QAM, ASK, etc.). O modulador digital realiza um mapeamento entre uma seqüência de informação binária e um conjunto de M formas de onda que diferem entre si na amplitude, na fase, na frequência, ou na combinação de dois ou mais parâmetros. Os sinais transmitidos são geralmente sinais senoidais de alta frequência modulados por um pulso de formatação de baixa frequência. O receptor observa o sinal recebido $r(t)$ corrompido pelo desvanecimento e decide qual sinal foi transmitido. Esta decisão é baseada em processamento do sinal $r(t)$ de tal forma que a probabilidade de uma decisão incorreta seja minimizada, e esta regra de decisão é conhecida como a regra de **máxima probabilidade a posteriori** (MAP).

3.2.1 Modulação PSK

O conjunto de sinais *phase-shift keying* (PSK) têm a mesma amplitude e fases diferentes para cada mensagem, podendo ser escrito para $M > 2$ da seguinte forma:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{E_g}} g(t) \cos\left(2\pi f_c t + \frac{(2i-1)\pi}{M}\right), \quad 0 \leq t \leq T, i=1,2,\dots,M, \quad (3.1)$$

em que $g(t)$ é um pulso real de baixa frequência, cujo formato é importante para definir as características da modulação, E_g é a energia do pulso de formatação, $E_s = (\log_2 M)E_b$ é a energia do sinal e f_c é frequência da portadora. Este sinal pode ser escrito por meio de suas funções de base $\mathbf{j}_1(t)$ e $\mathbf{j}_2(t)$, como segue:

$$s_i(t) = \sqrt{E_s} \cos\left(\frac{(2i-1)\pi}{M}\right) \mathbf{j}_1(t) + \sqrt{E_s} \sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{M}\right) \mathbf{j}_2(t), \quad (3.2)$$

com

$$\mathbf{j}_1(t) = \sqrt{\frac{2}{E_g}} g(t) \cos(2\mathbf{p}f_c t), \quad (3.3)$$

e

$$\mathbf{j}_2(t) = -\sqrt{\frac{2}{E_g}} g(t) \text{sen}(2\mathbf{p}f_c t). \quad (3.4)$$

As bases são funções ortogonais e são comumente denominadas de portadora do canal em fase e em quadratura, respectivamente. Com isso concluímos que para $M > 2$ a dimensão da constelação de sinais é dois, e a constelação de sinais consiste de vetores sobre um círculo de raio $\sqrt{E_s}$ igualmente espaçados por um ângulo $2\mathbf{p}/M$, conforme ilustrado na Figura 8. O caso binário ($M=2$), denominado *binary phase shift keying* (BPSK), corresponde a sinais unidimensionais, também conhecidos como sinais antipodais, e os sinais transmitidos são da forma

$$s_i(t) = \cos \Phi_i \sqrt{\frac{2E_s}{E_g}} g(t) \cos(2\mathbf{p}f_c t) = (-1)^i \sqrt{E_s} \mathbf{j}_1(t), \quad 0 \leq t \leq T, \quad i=1,2, \quad (3.5)$$

em que $\Phi_i \in \{0, \mathbf{p}\}$.

3.2.2 Modulação FSK

Na modulação *frequency-shift keying* (FSK) são transmitidos M sinais ortogonais de mesma energia que diferem entre si em um desvio de frequência em relação à frequência da portadora f_c .

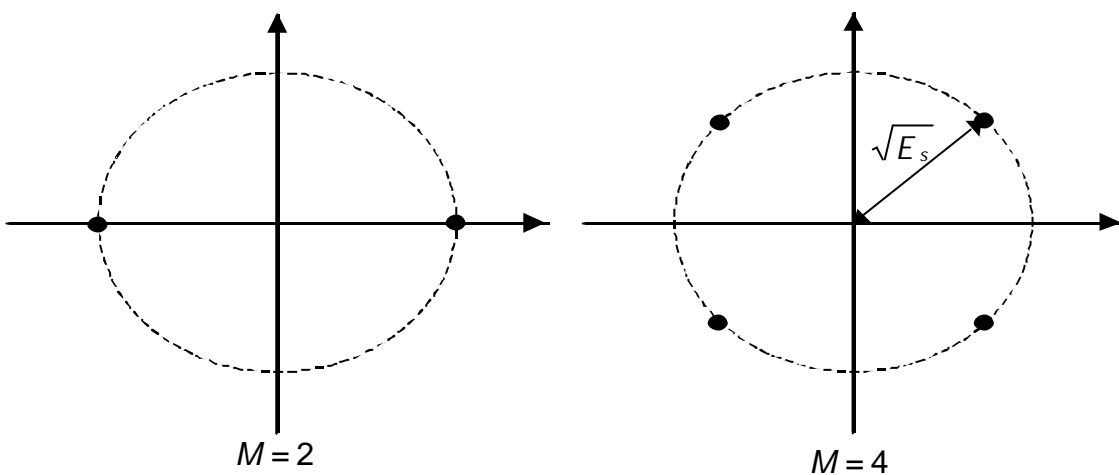


Figura 8: Constelações de sinais M -PSK para $M=2$ e $M=4$.

Os sinais são escritos na forma

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} g(t) \cos(2\mathbf{p}f_i t), \quad 0 \leq t \leq T, i=1,2,\dots,M, \quad (3.6)$$

em que $g(t)=1$, $f_i=f_c+(2i-1-M)f_d$ e $f_d=1/T$.

A constelação de sinais M -FSK tem M dimensões, como ilustrado na Figura 9, e as suas funções de base são dadas por

$$\mathbf{j}_i(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\mathbf{p}f_i t), \quad 0 \leq t \leq T, i=1,2,\dots,M. \quad (3.7)$$

3.2.3 Modulação QAM

Na modulação *quadrature amplitude modulation* (QAM) os símbolos de informação são mapeados nas amplitudes das portadoras em fase e quadratura. O sinal transmitido é da forma

$$s_i(t) = A_i \sqrt{\frac{2}{E_g}} g(t) \cos(2\mathbf{p}f_c t) + B_i \sqrt{\frac{2}{E_g}} g(t) \sin(2\mathbf{p}f_c t), \quad 0 \leq t \leq T, i=1,2,\dots,M, \quad (3.8)$$

ou

$$s_i(t) = A_i \mathbf{j}_1(t) + B_i \mathbf{j}_2(t), \quad 0 \leq t \leq T, i=1,2,\dots,M, \quad (3.9)$$

em que as funções de base são definidas em (3.3) e (3.4). Alternativamente, os sinais QAM podem ser escritos na forma

$$s_i(t) = V_i \sqrt{\frac{2}{E_g}} g(t) \cos(2\mathbf{p}f_c t + \mathbf{f}_i), \quad 0 \leq t \leq T, i=1,2,\dots,M, \quad (3.10)$$

em que $V_i = \sqrt{A_i^2 + B_i^2}$ e $\mathbf{f}_i = \tan^{-1}(B_i/A_i)$. Desta forma o esquema QAM é uma modulação combinada em fase e amplitude e sua dimensão no espaço de sinais é dois, conforme ilustra a Figura 10.

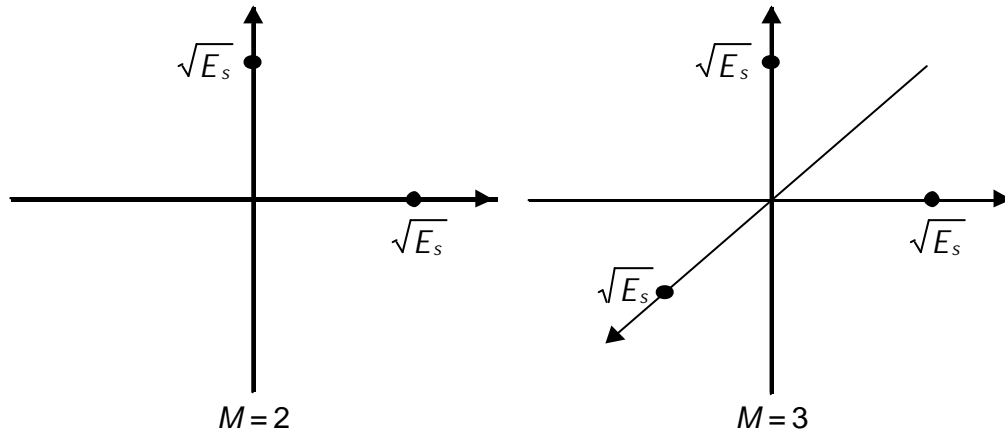


Figura 9: Constelações de sinais M -FSK para $M=2$ e $M=3$.

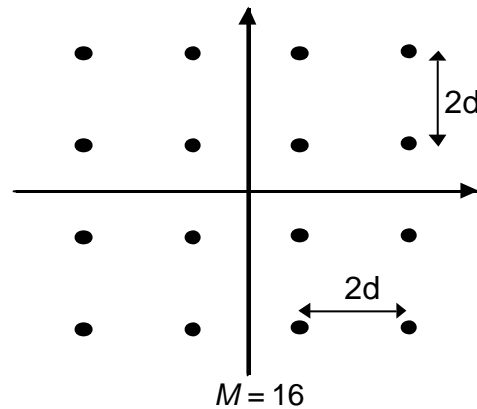


Figura 10: Constelação de sinais para a modulação 16-QAM retangular.

3.2.4 Modulação DPSK

Os receptores que usam circuitos de sincronização para estimar a fase aleatória do sinal recebido são denominados receptores coerentes, no entanto, em diversos casos práticos a obtenção de uma referência de fase precisa é bastante difícil, e uma possível alternativa é a demodulação do sinal recebido sem a estimação da fase. Estes receptores que não usam circuitos de sincronização de fase são denominados receptores não-coerentes.

A técnica conhecida como *diferencial phase shift keying* (DPSK), pode ser usada para eliminar a necessidade de sincronização de fase e possui a vantagem que receptores não-coerentes são mais baratos e simples, sendo, portanto, amplamente usados em comunicações móveis. Porém, o esquema DPSK possui a desvantagem de que sua eficiência de potência é cerca de 3 dB abaixo da eficiência do PSK [43] [44].

Se assumirmos que a fase aleatória \mathbf{q} presente no sinal recebido varia lentamente, podendo ser considerada constante em dois intervalos de sinalização, $0 \leq t < 2T$, a diferença de fase entre os sinais recebidos em dois intervalos consecutivos será independente desta fase aleatória. Na modulação DPSK, a informação transmitida consiste na diferença de fase de dois sinais PSK transmitidos em intervalos consecutivos. O sinal transmitido no k -ésimo intervalo, $kT \leq t < (k+1)T$, pertence ao conjunto de M sinais PSK e é dado por

$$s^{(k)}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} g(t) \cos(2\pi f_c t + \mathbf{f}^{(k)}), \quad kT \leq t < (k+1)T. \quad (3.11)$$

Na modulação M -DPSK, a fase transmitida no k -ésimo intervalo é a soma da fase transmitida no intervalo anterior e da diferença de fase $\Delta \mathbf{f}$, isto é

$$\mathbf{f}^{(k)} = \mathbf{f}^{(k-1)} + \Delta \mathbf{f}. \quad (3.12)$$

Os bits de informação são mapeados diretamente na diferença de fase em dois intervalos consecutivos.

3.2.5 Modulação $\pi/4$ -DQPSK

Essa técnica apresenta a mesma característica de preservar o envelope constante apresentada pelo QPSK, porém o faz de forma melhorada. Uma qualidade muito importante desse esquema é que seus sinais podem ser detectados de forma não-coerente, simplificando o projeto do receptor.

A modulação $\pi/4$ -DQPSK é formada a partir da união de duas constelações QPSK rotacionadas entre si de $\pi/4$ radianos. É feito um mapeamento dos bits de entrada do modulador nas 8 possíveis fases da modulação de forma a não permitir a ocorrência de transições de fases superiores a 135° no sinal modulado, em contraste com 180° para o sistema QPSK coerente. Portanto, em ambientes limitados em faixa, a modulação $\pi/4$ -DQPSK preserva melhor a propriedade da envoltória constante em relação à modulação QPSK. Ainda, cada símbolo transmitido depende daquele transmitido anteriormente, ou seja, o valor de cada dois bits na entrada do modulador não está associado diretamente ao valor absoluto de fase da portadora, como acontece na modulação PSK convencional, mas na diferença entre fases consecutivas. Essa implementação caracteriza uma modulação diferencial, possibilitando uma recepção não coerente, e outro ponto importante é a ocorrência de transições obrigatórias de fase, facilitando a recuperação do sincronismo de relógio. Maiores detalhes destas modulações e de outras modulações como OQPSK, M -ASK, MSK, GMSK são descritas em [35] [36] [42] [43] [44].

3.3 Desempenho em Canais RAGB

Utilizando o modelo estatístico do canal RAGB e a regra MAP, as probabilidades de erro de símbolo para sinais equiprováveis de várias modulações são dadas pela Tabela 2. Em alguns casos, aproximações resultantes do limitante da união foram adotados [43] [44].

Tabela 2: Probabilidade de erro de símbolo de constelações equiprováveis em canais RAGB.

MODULAÇÃO	PROBABILIDADE DE ERRO CANAL RAGB	
BPSK	$P(e) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right), \text{ onde } Q(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_z^{\infty} e^{-\frac{y^2}{2}} dy.$	(3.13)
QPSK, MSK ou OQPSK	$P(e) = 2Q\left(\sqrt{2\frac{E_b}{N_0}}\right)$	(3.14)
M-PSK	$P(e) \approx 2Q\left(\sqrt{2(\log_2 M) \frac{E_b}{N_0} \text{sen}\left(\frac{\pi}{M}\right)}\right)$	(3.15)
M-FSK coerente	$P(e) \leq (M-1)Q\left(\sqrt{(\log_2 M) \frac{E_b}{N_0}}\right)$	(3.16)
M-FSK não coerente	$P(e) = \sum_{k=1}^{M-1} \frac{\binom{M-1}{k} (-1)^{k+1}}{k+1} e^{-\frac{k \log_2 M E_b}{k+1 N_0}}$	(3.17)
M-QAM	$P(e) \approx 4\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q\left(\sqrt{\frac{3(\log_2 M) E_b}{(M-1) N_0}}\right)$	(3.18)
M-ASK	$P(e) = 2\left(1 - \frac{1}{M}\right) Q\left(\sqrt{\frac{6(\log_2 M) E_b}{(M^2-1) N_0}}\right)$	(3.19)
DBPSK	$P(e) = \frac{1}{2} e^{-\frac{E_b}{N_0}}$	(3.20)
DQPSK ou $\pi/4$ -DQPSK	$P(e) = Q\left(\sqrt{(2-\sqrt{2})\frac{E_b}{N_0}}, \sqrt{(2+\sqrt{2})\frac{E_b}{N_0}}\right) - \frac{1}{2} e^{-\frac{E_b}{N_0}} I_0\left(\sqrt{2}\frac{E_b}{N_0}\right)$	(3.21)

3.4 Desempenho em Canais com Desvanecimento

Como descrito na Seção 2.8 a amplitude do sinal recebido em presença de desvanecimento plano é atenuada por um processo aleatório complexo $\mathbf{a}(t)e^{jf(t)}$, com valor médio quadrático igual a $E[\mathbf{a}^2] = \Omega$. Após a passagem através do canal com desvanecimento, o sinal é perturbado na recepção por um ruído RAGB, com média nula e densidade espectral de potência igual a $N_0/2$ W/Hz, o qual é tipicamente assumido ser estatisticamente independente do desvanecimento do canal, conforme mostrado na Figura 11. Considerando que o desvanecimento é suficiente lento para que durante a transmissão de cada símbolo a variação do canal possa ser desprezada, então a envoltória complexa do sinal recebido será dado por

$$r(t) = \mathbf{a}e^{jf}u(t) + n(t), \quad 0 \leq t \leq T, \quad (3.22)$$

em que $n(t)$ é um ruído RAGB. A energia do sinal recebido é atenuada por \mathbf{a}^2 e assim é apropriado definir a relação sinal-ruído (SNR) instantânea da componente do sinal recebido por

$$\mathbf{g} = \mathbf{a}^2 \frac{E_b}{N_0}, \quad (3.23)$$

e a SNR média por

$$\bar{\mathbf{g}} = E[\mathbf{g}] = E[\mathbf{a}^2] \frac{E_b}{N_0} = \Omega \frac{E_b}{N_0}. \quad (3.24)$$

A função densidade de probabilidade de \mathbf{g} é dada por [44]

$$p_{\mathbf{g}}(\Gamma) = \frac{p_a(\sqrt{\Omega\Gamma/\bar{\mathbf{g}}})}{2\sqrt{\Gamma\bar{\mathbf{g}}/\Omega}}. \quad (3.25)$$

Para o sinal recebido dado em (3.22), o desempenho da modulação não coerente independe do valor da fase \mathbf{f} . Para o caso de modulação coerente, considera-se que esta fase é conhecida e pode ser considerada zero. Para um valor de \mathbf{g} fixo, isto é, $\mathbf{g} = \Gamma$, a probabilidade de erro de uma modulação considerada na Seção 3.3 é obtida substituindo $\frac{E_b}{N_0}$ por \mathbf{g} na expressão para desempenhos em canais RAGB.

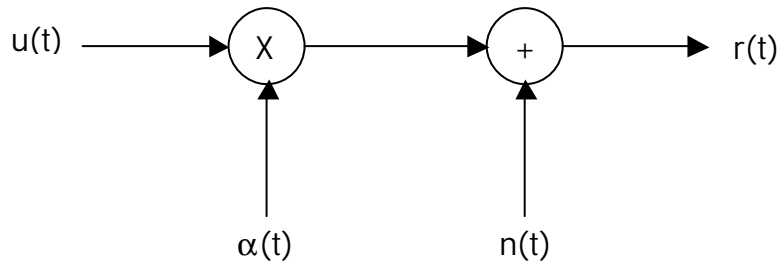


Figura 11: Modelo do canal com desvanecimento plano.

Denotando essa probabilidade condicional $P(e/\mathbf{g} = \Gamma)$ por $P(e/\Gamma)$, a probabilidade de erro na presença do desvanecimento será dada por

$$P(e) = E[P(e/\mathbf{g})] = \int_0^{\infty} P(e/\Gamma) p_g(\Gamma) d\Gamma, \quad (3.26)$$

em que $p_g(\Gamma)$ é a função densidade de probabilidade da relação sinal-ruído instantânea obtida a partir de (3.25).

Para calcular (3.26) será introduzida a função característica (MGF, do inglês *moment generating function*) da variável aleatória \mathbf{g} , definida por [44]

$$M_g(s) = \int_0^{\infty} p_g(\Gamma) \exp(s\Gamma) d\Gamma. \quad (3.27)$$

Derivando a equação acima com relação a s e avaliando o resultado em $s=0$, obtém-se (3.24), ou seja,

$$\mathbf{g} = \left. \frac{dM_g(s)}{ds} \right|_{s=0}. \quad (3.28)$$

A seguir mostraremos duas formas para probabilidade de erro condicional $P(e/\Gamma)$. Primeiramente, considere a probabilidade condicional escrita por

$$P(e/\Gamma) = A \exp(-B\Gamma), \quad (3.29)$$

em que A e B são constantes. Substituindo (3.29) em (3.26) e comparando o resultado com (3.27), o desempenho para este sistema é dado por

$$P(e) = AM_g(-B). \quad (3.30)$$

Considere agora que

$$P(e/\Gamma) = \int_{x_1}^{x_2} Ch(x) \exp(-Dg(x)\Gamma) dx, \quad (3.31)$$

em que C e D são constantes, $g(x)$ e $h(x)$ são funções que dependem do desvanecimento e da modulação, e tipicamente x_1 e x_2 são finitos. Seguindo os mesmos passos anteriores chegamos ao desempenho deste sistema, dado por

$$P(e) = C \int_{x_1}^{x_2} h(x) M_g[-Dg(x)] dx. \quad (3.32)$$

As Equações (3.29) e (3.31) cobrem uma variedade de modulações digitais e referenciaremos esta técnica para avaliar o desempenho do canal móvel como técnica baseada na função característica.

Dependendo da natureza do ambiente de propagação de rádio, existem diferentes modelos para descrever o comportamento estatístico da envoltória do desvanecimento, conforme visto na Seção 2.8. A Tabela 3 lista a função densidade de probabilidade, $p_\gamma(\mathbf{g})$, e sua função característica, $M_\gamma(s)$, dos principais modelos discutidos na literatura.

A partir da Tabela 3 e de (3.29), (3.30), (3.31) e (3.32) podemos calcular o desempenho das modulações digitais em canais com desvanecimento. Serão desenvolvidas a seguir as expressões para a probabilidade de erro para os esquemas PSK, QAM e FSK coerente, assim como para os esquemas PSK e FSK não coerentes, para um canal com desvanecimento Rayleigh ou Rice. Algumas demonstrações, por serem fartamente documentados, serão suprimidas.

▪ **M-FSK Não Coerente e DBPSK**

A probabilidade de erro condicional para os sistemas M -FSK não coerente e DBPSK é obtida a partir de (3.17) e (3.20) e pode ser expressa da forma geral apresentada em (3.29), onde os valores A e B são dados na Tabela 4. A partir de (3.30) e da Tabela 3, as probabilidades de erro para estas modulações são dadas pelas Tabela 5 e Tabela 6. No entanto, para a modulação DBPSK é observado que a mesma depende de dois símbolos consecutivos para ser detectada corretamente. Sendo assim, a probabilidade encontrada na Tabela 6 é válida apenas para sistemas com desvanecimento lento, ou seja, durante a transmissão de pelo menos dois símbolos consecutivos a variação do canal pode ser desprezada e a amplitude e fase do desvanecimento são consideradas constante.

Tabela 3: Função densidade de probabilidade e função característica da SNR para alguns canais com desvanecimento.

TIPO DO DESVANECIMENTO	DESCRIÇÃO DA FUNÇÃO	
Rayleigh	$p_g(\mathbf{g}) = \frac{1}{\bar{\mathbf{g}}} \exp\left(-\frac{\mathbf{g}}{\bar{\mathbf{g}}}\right)$	(3.33)
	$M_g(s) = (1 - s\bar{\mathbf{g}})^{-1}$	(3.34)
Rice	$p_g(\mathbf{g}) = \frac{(1 + K_R)e^{-k_R}}{\bar{\mathbf{g}}} \exp\left(-\frac{(1 + K_R)\mathbf{g}}{\bar{\mathbf{g}}}\right) I_0\left[2\sqrt{K_R \frac{(1 + K_R)\mathbf{g}}{\bar{\mathbf{g}}}}\right]$	(3.35)
Fator Rice: K_R	$M_g(s) = \frac{(1 + K_R)}{(1 + K_R) - s\bar{\mathbf{g}}} \exp\left(\frac{K_R s\bar{\mathbf{g}}}{(1 + K_R) - s\bar{\mathbf{g}}}\right)$	(3.36)
Nakagami- m $\frac{1}{2} \leq m$	$p_g(\mathbf{g}) = \frac{m^m \bar{\mathbf{g}}^{m-1}}{\bar{\mathbf{g}} \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\mathbf{g}}{\bar{\mathbf{g}}}\right)$	(3.37)
	$M_g(s) = \left(1 - \frac{s\bar{\mathbf{g}}}{m}\right)^{-m}$	(3.38)

Tabela 4: Valores de A e B para modulações M -FSK e DBPSK.

MODULAÇÃO	A	B
M -FSK Não Coerente	$\sum_{k=1}^{M-1} \frac{\binom{M-1}{k} (-1)^{k+1}}{k+1}$	$\frac{k(\log_2 M)}{k+1}$
DBPSK	$\frac{1}{2}$	1

Tabela 5: Desempenho da modulação M -FSK não coerente em canais com desvanecimento.

MODULAÇÃO	PROBABILIDADE DE ERRO	CANAL
M -FSK Não Coerente	$\sum_{k=1}^{M-1} \frac{\binom{M-1}{k} (-1)^{k+1}}{k+1} \left(1 + \frac{k(\log_2 M) \bar{g}}{k+1}\right)^{-1}$	Rayleigh (3.39)
	$\sum_{k=1}^{M-1} \frac{\binom{M-1}{k} (-1)^{k+1}}{k+1} \frac{(1+K_R)}{(1+K_R) + \frac{k(\log_2 M) \bar{g}}{k+1}} \exp\left(-\frac{K_R \frac{k(\log_2 M) \bar{g}}{k+1}}{(1+K_R) + \frac{k(\log_2 M) \bar{g}}{k+1}}\right)$	Rice (3.40)

Tabela 6: Desempenho da modulação DBPSK em canais com desvanecimento lento.

MODULAÇÃO	PROBABILIDADE DE ERRO	CANAL
DBPSK	$\frac{1}{2} (1 + \bar{g})^{-1}$	Rayleigh (3.41)
	$\frac{1}{2} \frac{(1+K_R)}{(1+K_R) + \bar{g}} \exp\left(-\frac{K_R \bar{g}}{(1+K_R) + \bar{g}}\right)$	Rice (3.42)

Considerando que durante a transmissão de um símbolo a variação do canal pode ser desprezada, o desempenho da modulação DBPSK para canais com desvanecimento Rayleigh, conforme demonstrado no Apêndice B, será dado pela Tabela 7. A Equação (3.44) pode ser obtida seguindo o mesmo processo de demonstração para canais com desvanecimento Rayleigh. Nota-se que o resultado da Tabela 6 pode ser obtido fazendo o coeficiente de correlação igual a um ($r = 1$).

Tabela 7: Desempenho da modulação DBPSK em canais com desvanecimento.

MODULAÇÃO	PROBABILIDADE DE ERRO	CANAL
DBPSK	$\frac{1}{2} \left[\frac{1 + \bar{\mathbf{g}}(1 - r)}{1 + \bar{\mathbf{g}}} \right]$, em que $r = J_0(2\mathbf{p}f_d T)$ e $0 \leq r \leq 1$	Rayleigh (3.43)
	$\frac{1}{2} \left[\frac{1 + K_R + \bar{\mathbf{g}}(1 - r)}{1 + K_R + \bar{\mathbf{g}}} \right] \exp\left(-\frac{K_R \bar{\mathbf{g}}}{(1 + K_R + \bar{\mathbf{g}})}\right)$	Rice (3.44)

▪ **M-PSK, M-FSK e M-QAM**

A partir da Tabela 2, uma fórmula aproximada para a probabilidade de erro condicional para os sistemas M -PSK, M -FSK e M -QAM pode ser expressa da forma dada em (3.31), conforme demonstrado a seguir. Considerando que estas modulações podem ser escritas de uma forma genérica por

$$P(e/\Gamma) \approx CQ(\sqrt{D\Gamma}), \quad (3.45)$$

em que os valores C e D de cada modulação são dados pela Tabela 8. Para $x > 0$ podemos escrever $Q(x)$ na forma [44]

$$Q(x) = \frac{1}{\mathbf{p}} \int_0^{\mathbf{p}/2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\text{sen}^2 \mathbf{q}}\right) d\mathbf{q}. \quad (3.46)$$

Substituindo (3.46) em (3.45), obtemos

$$P(e/\Gamma) = C \frac{1}{\mathbf{p}} \int_0^{\mathbf{p}/2} \exp\left(-\frac{D\Gamma}{2\text{sen}^2 \mathbf{q}}\right) d\mathbf{q}. \quad (3.47)$$

Podemos escrever (3.47) na forma apresentada em (3.31), definindo $h(\mathbf{q}) = \frac{1}{\mathbf{p}}$, $g(\mathbf{q}) = \frac{1}{2\text{sen}^2 \mathbf{q}}$,

$x_1 = 0$ e $x_2 = \frac{\mathbf{p}}{2}$. Substituindo estes valores em (3.32) chega-se a

$$P(e) = C \int_0^{\mathbf{p}/2} \frac{1}{\mathbf{p}} M_g \left[-\frac{D}{2\text{sen}^2 \mathbf{q}} \right] d\mathbf{q}. \quad (3.48)$$

Na Tabela 9 é apresentado os resultados para a probabilidade de erro das modulações M -PSK, M -FSK e M -QAM, dependendo do tipo de desvanecimento do canal móvel e dos parâmetros C e D . Estes valores foram obtidos substituindo as expressões de $M_\gamma(s)$ da Tabela 3 em (3.48). Substituindo os valores de C e D da Tabela 8 na Tabela 9, temos expressões para as probabilidades de erro de cada modulação em análise para desvanecimento Rayleigh e Rice, conforme apresentado nas Tabelas 10, 11, 12 e 13

Tabela 8: Valores de C e D para modulações M -PSK, M -FSK e M -QAM.

MODULAÇÃO	C	D
BPSK	1	2
M -PSK ($M > 2$)	2	$2(\log_2 M) \text{sen}^2 \left(\frac{\mathbf{p}}{M} \right)$
M -FSK	$M - 1$	$\log_2 M$
M -QAM	$4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right)$	$\frac{3(\log_2 M)}{(M - 1)}$

Tabela 9: Desempenho das modulações M -PSK, M -FSK e M -QAM em canais com desvanecimento.

PROBABILIDADE DE ERRO	CANAL
$\frac{C}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{D\bar{g}/2}{1 + D\bar{g}/2}} \right]$	Rayleigh (3.49)
$\frac{C}{\bar{p}} \int_0^{\bar{p}/2} \frac{(1 + K_R) \text{sen}^2 \mathbf{q}}{(1 + K_R) \text{sen}^2 \mathbf{q} + D\bar{g}/2} \exp \left[-\frac{K_R D\bar{g}/2}{(1 + K_R) \text{sen}^2 \mathbf{q} + D\bar{g}/2} \right] d\mathbf{q}$	Rice (3.50)

Tabela 10: Desempenho da modulação BPSK em canais com desvanecimento.

MODULAÇÃO	PROBABILIDADE DE ERRO	CANAL
BPSK	$\frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\bar{g}}{1 + \bar{g}}} \right]$	Rayleigh (3.51)
	$\frac{1}{\bar{p}} \int_0^{\bar{p}/2} \frac{(1 + K_R) \text{sen}^2 \mathbf{q}}{(1 + K_R) \text{sen}^2 \mathbf{q} + \bar{g}} \exp \left[-\frac{K_R \bar{g}}{(1 + K_R) \text{sen}^2 \mathbf{q} + \bar{g}} \right] d\mathbf{q}$	Rice (3.52)

Tabela 11: Desempenho da modulação M -PSK em canais com desvanecimento.

MODULAÇÃO	PROBABILIDADE DE ERRO	CANAL
M -PSK ($M > 2$)	$\left[1 - \sqrt{\frac{\log_2 M \text{sen}^2 \left(\frac{\bar{p}}{M} \right) \bar{g}}{1 + \log_2 M \text{sen}^2 \left(\frac{\bar{p}}{M} \right) \bar{g}}} \right]$	Rayleigh (3.53)
	$\frac{2}{\bar{p}} \int_0^{\bar{p}/2} \frac{(1 + K_R) \text{sen}^2 \mathbf{q}}{(1 + K_R) \text{sen}^2 \mathbf{q} + \log_2 M \text{sen}^2 \left(\frac{\bar{p}}{M} \right) \bar{g}} \exp \left[-\frac{K_R \log_2 M \text{sen}^2 \left(\frac{\bar{p}}{M} \right) \bar{g}}{(1 + K_R) \text{sen}^2 \mathbf{q} + \log_2 M \text{sen}^2 \left(\frac{\bar{p}}{M} \right) \bar{g}} \right] d\mathbf{q}$	Rice (3.54)

Tabela 12: Desempenho da modulação M -FSK em canais com desvanecimento.

MODULAÇÃO	PROBABILIDADE DE ERRO	CANAL
M -FSK	$\frac{(M-1)}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\log_2 M \bar{g}/2}{1 + \log_2 M \bar{g}/2}} \right]$	Rayleigh (3.55)
	$\frac{(M-1)^{p/2}}{P} \int_0^{\pi/2} \frac{(1+K_R) \text{sen}^2 q}{(1+K_R) \text{sen}^2 q + \frac{\log_2 M \bar{g}}{2}} \exp \left[-\frac{K_R \log_2 M \bar{g}/2}{(1+K_R) \text{sen}^2 q + \frac{\log_2 M \bar{g}}{2}} \right] dq$	Rice (3.56)

Tabela 13: Desempenho da modulação M -QAM em canais com desvanecimento.

MODULAÇÃO	PROBABILIDADE DE ERRO	CANAL
M -QAM	$2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \left[1 - \sqrt{\frac{\frac{3(\log_2 M) - 1}{2(M-1)} \bar{g}}{1 + \frac{3(\log_2 M) - 1}{2(M-1)} \bar{g}}} \right]$	Rayleigh (3.57)
	$\frac{4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right)^{p/2}}{P} \int_0^{\pi/2} \frac{(1+K_R) \text{sen}^2 q}{(1+K_R) \text{sen}^2 q + \frac{3(\log_2 M) - 1}{2(M-1)} \bar{g}} \exp \left[-\frac{K_R \frac{3(\log_2 M) - 1}{2(M-1)} \bar{g}}{(1+K_R) \text{sen}^2 q + \frac{3(\log_2 M) - 1}{2(M-1)} \bar{g}} \right] dq$	Rice (3.58)

As Tabela 14 e 15 relacionam expressões de desempenho das modulações BPSK, M -PSK, M -FSK coerente, M -FSK não coerente, M -QAM e DBPSK para canais com desvanecimento Rayleigh e Rice, respectivamente.

Tabela 14: Resumo da probabilidade de erro em canais com desvanecimento Rayleigh.

MODULAÇÃO	PROBABILIDADE DE ERRO CANAL COM DESVANECIMENTO RAYLEIGH	
BPSK	$\frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\bar{\mathbf{g}}}{1 + \bar{\mathbf{g}}}} \right]$	(3.59)
M -PSK	$\left[1 - \sqrt{\frac{\log_2 M \sin^2 \left(\frac{\pi}{M} \right) \bar{\mathbf{g}}}{1 + \log_2 M \sin^2 \left(\frac{\pi}{M} \right) \bar{\mathbf{g}}}} \right]$	(3.60)
M -FSK coerente	$\frac{(M-1)}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\log_2 M \bar{\mathbf{g}} / 2}{1 + \log_2 M \bar{\mathbf{g}} / 2}} \right]$	(3.61)
M -FSK não coerente	$\sum_{k=1}^{M-1} \frac{\binom{M-1}{k} (-1)^{k+1}}{k+1} \left(1 + \frac{k \log_2 M}{k+1} M \bar{\mathbf{g}} \right)^{-1}$	(3.62)
M -QAM	$2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \left[1 - \sqrt{\frac{\frac{3 \log_2 M - 1}{2(M-1)} \bar{\mathbf{g}}}{1 + \frac{3 \log_2 M - 1}{2(M-1)} \bar{\mathbf{g}}}} \right]$	(3.63)
DBPSK	$\frac{1}{2} \left[\frac{1 + \bar{\mathbf{g}}(1 - \mathbf{r})}{1 + \bar{\mathbf{g}}} \right], \text{ em que } \mathbf{r} = J_0(2\pi f_d T) \text{ e } 0 \leq \mathbf{r} \leq 1.$	(3.64)

Tabela 15: Resumo da probabilidade de erro em canais com desvanecimento Rice.

MODULAÇÃO	PROBABILIDADE DE ERRO CANAL COM DESVANECIMENTO RICE	
BPSK	$\frac{1}{\mathbf{p}} \int_0^{\mathbf{p}/2} \frac{(1 + K_R) \text{sen}^2 \mathbf{q}}{(1 + K_R) \text{sen}^2 \mathbf{q} + \bar{\mathbf{g}}} \exp \left[-\frac{K_R \bar{\mathbf{g}}}{(1 + K_R) \text{sen}^2 \mathbf{q} + \bar{\mathbf{g}}} \right] d\mathbf{q}$	(3.65)
M-PSK	$\frac{2}{\mathbf{p}} \int_0^{\mathbf{p}/2} \frac{(1 + K_R) \text{sen}^2 \mathbf{q}}{(1 + K_R) \text{sen}^2 \mathbf{q} + \log_2 M \text{sen}^2 \left(\frac{\mathbf{p}}{M} \right) \bar{\mathbf{g}}} \exp \left[-\frac{K_R \log_2 M \text{sen}^2 \left(\frac{\mathbf{p}}{M} \right) \bar{\mathbf{g}}}{(1 + K_R) \text{sen}^2 \mathbf{q} + \log_2 M \text{sen}^2 \left(\frac{\mathbf{p}}{M} \right) \bar{\mathbf{g}}} \right] d\mathbf{q}$	(3.66)
M-FSK coerente	$\frac{(M-1)}{\mathbf{p}} \int_0^{\mathbf{p}/2} \frac{(1 + K_R) \text{sen}^2 \mathbf{q}}{(1 + K_R) \text{sen}^2 \mathbf{q} + \frac{\log_2 M \bar{\mathbf{g}}}{2}} \exp \left[-\frac{K_R \log_2 M \bar{\mathbf{g}} / 2}{(1 + K_R) \text{sen}^2 \mathbf{q} + \frac{\log_2 M \bar{\mathbf{g}}}{2}} \right] d\mathbf{q}$	(3.67)
M-FSK não coerente	$\sum_{k=1}^{M-1} \frac{\binom{M-1}{k} (-1)^{k+1}}{k+1} \frac{(1 + K_R)}{(1 + K_R) + \frac{k(\log_2 M) \bar{\mathbf{g}}}{k+1}} \exp \left(-\frac{K_R \frac{k(\log_2 M) \bar{\mathbf{g}}}{k+1}}{(1 + K_R) + \frac{k(\log_2 M) \bar{\mathbf{g}}}{k+1}} \right)$	(3.68)
M-QAM	$\frac{4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right)^{\mathbf{p}/2}}{\mathbf{p}} \int_0^{\mathbf{p}/2} \frac{(1 + K_R) \text{sen}^2 \mathbf{q}}{(1 + K_R) \text{sen}^2 \mathbf{q} + \frac{3(\log_2 M) \bar{\mathbf{g}}}{2(M-1)}} \exp \left[-\frac{K_R \frac{3(\log_2 M) \bar{\mathbf{g}}}{2(M-1)}}{(1 + K_R) \text{sen}^2 \mathbf{q} + \frac{3(\log_2 M) \bar{\mathbf{g}}}{2(M-1)}} \right] d\mathbf{q}$	(3.69)
DBPSK	$\frac{1}{2} \left[\frac{1 + K_R + \bar{\mathbf{g}}(1 - \mathbf{r})}{1 + K_R + \bar{\mathbf{g}}} \right] \exp \left(-\frac{K_R \bar{\mathbf{g}}}{(1 + K_R + \bar{\mathbf{g}})} \right), \text{ em que } \mathbf{r} = J_0(2\mathbf{p}f_d T) \text{ e } 0 \leq \mathbf{r} \leq 1.$	

3.5 Técnicas de Diversidade

O desvanecimento degrada consideravelmente o desempenho das transmissões no canal móvel, exigindo uma potência alta em relação ao canal com apenas ruído RAGB para alcançar a mesma probabilidade de erro. Para combater o efeito do desvanecimento, e assim reduzir a potência transmitida, uma técnica muito eficaz consiste na introdução de diversidade. A diversidade é uma técnica na qual réplicas de um sinal são combinadas na recepção no intuito de se obter maior confiabilidade na detecção desse sinal. A maneira como a diversidade pode ser implementada está dividida em sete categorias [2] [35] [36] [43] [44]: espacial, temporal, frequência, angular, polarização, campo e múltiplos caminhos. As mais importantes e utilizadas na prática serão descritas brevemente a seguir.

Na diversidade espacial, antenas receptoras são fisicamente separadas de tal modo que os sinais recebidos por cada uma delas estejam descorrelacionados. Esta técnica pode ser facilmente implementada, e não requer uma ocupação extra do espectro.

Na diversidade de polarização é explorada a propriedade em que o ambiente tende a despolarizar o sinal, não sendo necessário separá-lo na transmissão. Então, se o canal de rádio exhibe descorrelação no desvanecimento para sinais transmitidos ortogonalmente, então antenas de polarização cruzada poderão ser utilizadas na recepção para obter a diversidade.

Na diversidade de frequência réplicas da informação são transportadas por portadoras distintas, separadas em frequência de um valor superior à largura de faixa de coerência do canal, para que haja descorrelação entre as réplicas obtidas na recepção. Nota-se que esta técnica não é uma solução eficiente em largura de banda.

Na diversidade temporal réplicas da informação são enviadas em instantes de tempo distintos, sendo que o intervalo de separação entre essas réplicas deve ser superior ao tempo de coerência do canal para que haja sinais descorrelacionados na recepção. Caso o sistema de rádio móvel possua um tempo de coerência grande, a diversidade no tempo pode somente ser introduzida com um retardo longo.

Com a utilização da diversidade no sistema de comunicação móvel, o receptor terá que combinar duas ou mais cópias de mesma informação do sinal transmitido, oriundas dos diferentes ramos de diversidade (ver Figura 12). Algumas regras de combinação utilizadas no processo de diversidade, são [43] [44]: regra de seleção (SC), regra de combinação de máxima taxa (MRC), regra ótima para canais com desvanecimento Rayleigh e regra de combinação de ganhos iguais (EGC). Regras híbridas (MRC/EGC, SC/MRC, SC/EGC), também são implementadas [44]. Cada umas destas podem ser utilizadas em conjunção com alguma das técnicas de diversidade listadas anteriormente.

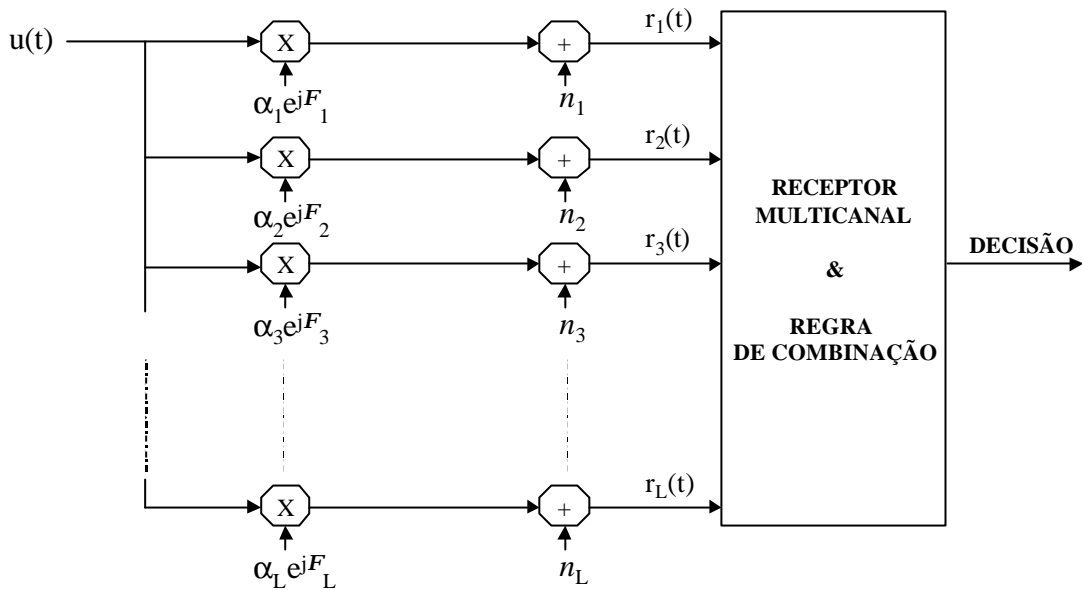


Figura 12: Modelo do canal com L ramos de diversidade.

A utilização de diversidade em sistemas de comunicação móvel é vital para que se alcance desempenhos aceitáveis, com uma potência de transmissão similar à utilizada em canais RAGB. A seguir serão descritas as principais regras de combinação, como: MRC, EGC e SC.

3.5.1 Combinação de Máxima Taxa (MRC)

Esta técnica é um esquema ótimo de combinação, no entanto, torna o sistema caro e complexo, uma vez que necessita do conhecimento de todos os parâmetros de desvanecimento do canal para todos os ramos de diversidade.

Para esta técnica de combinação, assume-se que o receptor possui o conhecimento dos parâmetros do desvanecimento (amplitude e fase) e que os ramos de diversidade são independentes e identicamente distribuídos e possuem a mesma SNR média. A partir da Figura 12 nota-se que quando o sinal $s(t)$ é transmitido, os sinais recebidos amostrados na saída dos filtros casados dos L ramos de diversidade podem ser modelados como um vetor \mathbf{r} , assim com a ajuda de (3.22) obtemos o modelo do canal para entrada-simples e múltiplas-saída (SIMO):

$$\mathbf{r} = \mathbf{h}u + \mathbf{n}, \quad 0 \leq t \leq T, \quad (3.71)$$

em que, $\mathbf{h} = \mathbf{a}e^{j\mathbf{F}}$ é o vetor aleatório modelando o desvanecimento complexo afetando os L ramos e \mathbf{n} é o vetor ruído RAGB. Uma família de técnicas de combinação consiste em formar uma combinação linear dos sinais da saída dos L ramos de diversidade. O problema consiste em

selecionar os coeficientes da combinação linear conforme um critério apropriado de otimização. Assim, utilizando a regra MAP [36] [44] para todos os ramos de diversidade, a SNR da regra MRC será dada pela soma das SNR de cada ramo de diversidade, ou seja,

$$\mathbf{g}_{MRC} = \sum_{l=1}^L \mathbf{g}_l, \quad (3.72)$$

em que \mathbf{g} são consideradas variáveis aleatórias independentes. Se a probabilidade condicional for da forma (3.29), seguindo os passos da Seção 3.4 e considerando (3.72), obtemos

$$P(e/\Gamma_{MRC}) = A \exp(-B\Gamma_{MRC}). \quad (3.73)$$

A probabilidade de erro será dada por

$$P(e) = A [M_g(-B)]^L, \quad (3.74)$$

em que $M_\gamma(x)$ é dado na Tabela 3. Se a probabilidade condicional for da forma de (3.45), então,

$$P(e/\Gamma_{MRC}) = C Q(\sqrt{D\Gamma_{MRC}}). \quad (3.75)$$

A probabilidade de erro será dada por

$$P(e) = C \int_0^{p/2} \frac{1}{\mathbf{p}} \left[M_g \left[-\frac{D}{2 \text{sen}^2 \mathbf{q}} \right] \right]^L d\mathbf{q}. \quad (3.76)$$

A partir de (3.74) e (3.76) pode-se achar algumas expressões fechadas para probabilidade de erro com diversidade MRC, como para modulação BPSK e desvanecimento Rayleigh, dadas por

$$P(e) = \left(\frac{1-m}{2} \right)^L \sum_{l=0}^{L-1} \binom{L-1+l}{l} \left(\frac{1+m}{2} \right)^l, \quad (3.77)$$

em que $m = \sqrt{\frac{\mathbf{g}}{1+\mathbf{g}}}$. A equação (3.77) evidencia o ganho obtido com a diversidade, isto é o decaimento de SNR com uma potência de L , como indicado na Figura 13.

Considerando a técnica mostrada em (3.26) para achar a probabilidade de erro usando a função densidade de probabilidade de \mathbf{g}_{MRC} , obtemos

$$P(e) = E[P(e/\mathbf{g}_{MRC})] = \int_0^{\infty} P(e/\Gamma_{MRC}) p_{\mathbf{g}_{MRC}}(\Gamma_{MRC}) d\Gamma_{MRC}. \quad (3.78)$$

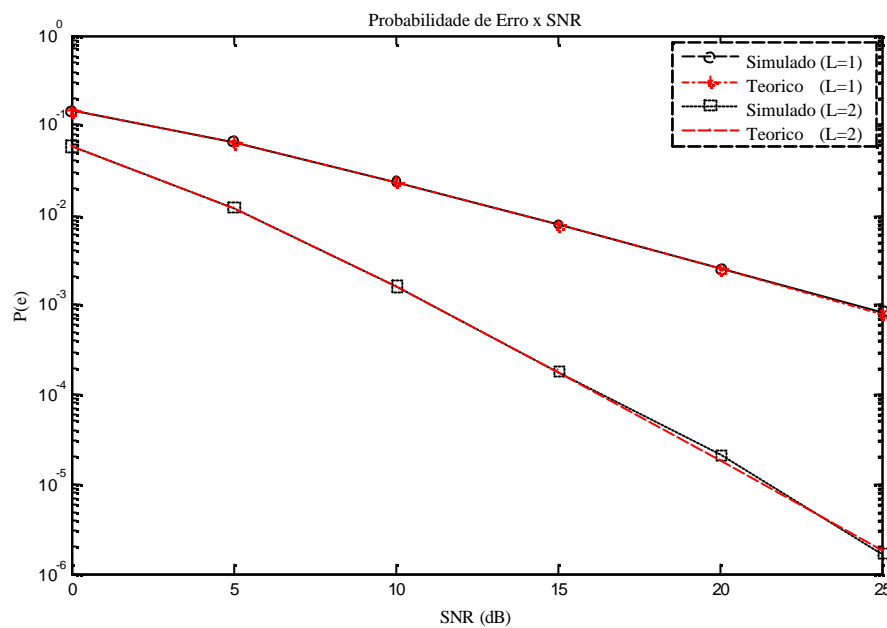


Figura 13: Probabilidade de erro versus SNR para modulação BPSK em canais com desvanecimento Rayleigh, com e sem diversidade espacial (resultados analíticos e simulados).

3.5.2 Combinação de Igual Ganho (EGC)

Esta técnica, embora seja um esquema subótimo de combinação com detecção coerente, é frequentemente vista como uma solução atrativa, pois não necessita da estimação da amplitude do desvanecimento e possui reduzida complexidade quando comparada a técnica de combinação MRC. Na prática, este esquema é limitado para modulação coerente com símbolos de mesma energia (M -PSK). Certamente, para símbolos de energia diferente, tal como M -QAM, a utilização de algum controle automático de ganho (AGC) é necessária para estimar a amplitude, e para essas modulações, a regra MRC deve ser usada para alcançar melhor desempenho.

No esquema EGC o receptor possui o conhecimento da fase do desvanecimento e os ramos de diversidade são considerados independentes e identicamente distribuídos. A regra EGC pondera cada ramo igualmente antes da combinação e depois os soma para produzir a estatística de decisão. Portanto, esta não requer estimação da amplitude do desvanecimento do canal. Considerando desvanecimentos independentes e ruído RAGB com a mesma variância para os ramos, e utilizando a regra de máxima verossimilhança para todos os ramos de diversidade, pode-se mostrar que a SNR da regra EGC será dada por [36] [44]

$$\mathbf{g}_{EGC} = \frac{E_b}{LN_0} \left(\sum_{l=1}^L \mathbf{a}_l \right)^2. \quad (3.79)$$

A probabilidade de erro obtida a partir da função densidade de probabilidade é

$$P(e) = E[P(e/\mathbf{g}_{EGC})] = \int_0^{\infty} P(e/\Gamma_{EGC}) p_{\mathbf{g}_{EGC}}(\Gamma_{EGC}) d\Gamma_{EGC}. \quad (3.80)$$

Nota-se que para essa regra de combinação a obtenção de expressões analíticas fechadas são complicadas, assim como expressar a probabilidade de erro através da função característica.

3.5.3 Combinação Seletiva (SC)

Esta técnica de combinação não requer o conhecimento de alguns parâmetros do canal (amplitude do desvanecimento, fase, e retardo) para os ramos de diversidade, assim como não é necessária uma cadeia de receptores, pois o receptor deverá selecionar o ramo de diversidade com a maior SNR. Então esta regra de combinação é a menos complicada, quando comparada com as regras MRC e EGC.

Esta técnica pode ser utilizada em conjunto com técnicas de modulação diferencial coerente ou não-coerente, desde que não é necessário o conhecimento da fase do sinal para sua implementação. Assim, a SNR efetiva será dada por

$$\mathbf{g}_{SC} = \max \{ \mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2, \dots, \mathbf{g}_L \}. \quad (3.81)$$

Como a SNR é a máxima entre os ramos então a função de distribuição de probabilidade de \mathbf{g}_{SC} é

$$F_{\mathbf{g}_{SC}}(X) = P(\mathbf{g}_{SC} \leq X) = P[\mathbf{g}_1 \leq X \cap \mathbf{g}_2 \leq X \cap \dots \cap \mathbf{g}_L \leq X]. \quad (3.82)$$

Para o caso em que os ramos são independentes e identicamente distribuídos, então (3.82) se torna

$$F_{\mathbf{g}_{SC}}(X) = P[\mathbf{g} \leq X]^L = [F_{\mathbf{g}}(X)]^L, \quad (3.83)$$

em que $F_{\mathbf{g}}(x)$ é a função de distribuição de probabilidade obtida a partir da Tabela 3, ou seja,

$$F_g(X) = \int_{-\infty}^X p_g(y) dy. \quad (3.84)$$

Derivando (3.83) é obtido uma expressão para função densidade de probabilidade, dada por

$$p_{g_{sc}}(X) = \frac{dF_{g_{sc}}(X)}{dX}. \quad (3.85)$$

Utilizando (3.26) calcularemos a probabilidade de erro para as modulações desejadas, sem utilizar o método da função característica, dada por:

$$P(e) = E[P(e/\mathbf{g}_{sc})] = \int_0^{\infty} P(e/\Gamma_{sc}) p_{g_{sc}}(\Gamma_{sc}) d\Gamma_{sc}. \quad (3.86)$$

Para calcular a probabilidade de erro através do método da função característica, os seguintes passos deverão ser realizados:

- Para calcular a função densidade de probabilidade para cada tipo de distribuição (Rayleigh, Rice e Nakagami), utilize a Tabela 3 e (3.84), (3.83) e (3.85) em ordem.
- Em seguida, para calcular a função característica utilize essas novas funções densidade de probabilidade e utilize (3.27).
- De posse destas duas funções só é seguir os passos realizados na Seção 3.4.

Para obter um ganho significativo de diversidade, desvanecimento independente para cada ramo deve ser alcançado. No entanto, isso não é sempre realizado na prática. Como exemplo pode-se citar o espaçamento insuficiente de antenas em pequenos terminais equipados com diversidade espacial, e como resultado, o ganho de diversidade teórico máximo não pode ser alcançado.

4 Propriedade de Canais de Estados Finitos

Neste capítulo serão abordadas funções probabilísticas e determinísticas de cadeias de Markov. Inicialmente será apresentada uma breve discussão sobre cadeias de Markov. Maiores detalhes podem ser encontrados em [47] [48] [49] e [50]. Em seguida, serão introduzidos conceitos sobre dois modelos de canais de estados finitos (CEF): Markoviano e o Gilbert-Elliott (GEC). Descrição de outros modelos não tratados neste texto pode ser encontrado em [46]. Os conceitos apresentados serão de extrema importância para o entendimento dos modelos para canais com memória que serão abordados nos capítulos subseqüentes.

4.1 Propriedades das Cadeias de Markov

Um processo estocástico discreto é uma seqüência $\{X_n\}_{n=0}^{\infty}$ de variáveis aleatórias indexadas por um parâmetro inteiro não negativo n . Cada variável aleatória X_n assume valores em um conjunto $\Omega = \{0, 1, \dots, N - 1\}$, denominado espaço de estados.

O processo estocástico $\{X_n\}_{n=0}^{\infty}$ é uma cadeia de Markov de primeira ordem se satisfizer a propriedade de Markov, isto é, conhecendo o valor presente X_n , os valores futuros das variáveis aleatórias X_s , para valores de s tais que $s > n$, não serão influenciados pelos valores passados de X_r , $r < n$. Então:

$$P(X_{n+1} = i_{n+1} | X_n = i_n, X_{n-1} = i_{n-1}, \dots, X_0 = i_0) = P(X_{n+1} = i_{n+1} | X_n = i_n), \forall n \text{ e } i_n \in \Omega. \quad (4.1)$$

A evolução da cadeia está associada as suas probabilidades de transição, $P(X_{n+1} = j | X_n = i)$. Se esta probabilidade não depender do valor de n então esta cadeia é dita ter probabilidade de transição estacionária ou homogênea, ou seja, $P(X_{n+1} = j | X_n = i) = P(X_1 = j | X_0 = i)$, para todo $n \geq 0$ e $i, j \in \Omega$. As cadeias de Markov consideradas neste trabalho apresentam esta propriedade.

Define-se uma matriz \mathbf{P} , chamada matriz de transição de probabilidades, com o $\{i, j\}$ -ésimo elemento sendo as probabilidades de transição de 1 (um) passo, $p_{i,j} \hat{=} P(X_{n+1} = j | X_n = i)$, isto é,

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} p_{00} & p_{01} & \cdots & p_{0,N-1} \\ p_{10} & p_{11} & \cdots & p_{1,N-1} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ p_{N-1,0} & p_{N-1,1} & \cdots & p_{N-1,N-1} \end{bmatrix}. \quad (4.2)$$

Os elementos da matriz \mathbf{P} satisfazem as seguintes propriedades:

$$p_{ij} \geq 0 \text{ e } \sum_{j=0}^{N-1} p_{ij} = 1. \quad (4.3)$$

A distribuição de probabilidade do estado inicial é definida por $p_j = P(X_0 = j)$, para todo $j \in \Omega$, e $\mathbf{p}^{(0)}$ é o vetor de probabilidades iniciais, dado por

$$\mathbf{p}^{(0)} = \begin{bmatrix} p_0 \\ p_1 \\ \vdots \\ p_{N-1} \end{bmatrix}. \quad (4.4)$$

Sabendo que um processo estocástico é totalmente especificado se for conhecida sua função distribuição conjunta $P(X_0 = i_0, X_1 = i_1, \dots, X_n = i_n)$, para todo $n \geq 0$ e todo $i_n \in \Omega$, e considerando a propriedade da probabilidade condicional e a propriedade de Markov (4.1), pode-se escrever a função distribuição conjunta como:

$$P(X_0 = i_0, X_1 = i_1, \dots, X_n = i_n) = p_{i_0} p_{i_0, i_1} \cdots p_{i_{n-1}, i_n}. \quad (4.5)$$

A matriz de transição de probabilidades em n passos, denotada por $\mathbf{P}^{(n)}$, é uma matriz cujos elementos são probabilidades de transição em n passos, definidas por

$$p_{ij}^{(n)} = P(X_n = j \mid X_0 = i) = P(X_{n+m} = j \mid X_m = i). \quad (4.6)$$

De acordo com as equações de **Chapman-Kolmogorov** [50], as probabilidades de transição de uma cadeia de Markov satisfazem as seguintes propriedades:

$$p_{ij}^{(n)} = \sum_{k=0}^{N-1} p_{ik} p_{kj}^{(n-1)}, \quad (4.7)$$

e por definição

$$p_{ij}^{(0)} = \begin{cases} 1, & \text{se } i = j, \\ 0, & \text{se } i \neq j. \end{cases} \quad (4.8)$$

A Equação (4.7) pode ser escrita pela notação matricial

$$\mathbf{P}^{(n)} = \mathbf{P}\mathbf{P}^{(n-1)} = \mathbf{P}^n, \quad (4.9)$$

em que \mathbf{P}^n é a n -ésima potência de \mathbf{P} . Dessa forma, a matriz de transição de probabilidades em n passos é obtida multiplicando-se a matriz de um passo por ela mesma n vezes.

Freqüentemente é necessário determinar a probabilidade da cadeia estar no estado k após n transições, definimos por $p_k^{(n)} = P(X_n = k)$, $\forall k = 0, 1, \dots, N-1$. Esta probabilidade é chamada de probabilidade do estado k em n passos. Defina o vetor coluna $\mathbf{p}^{(n)T} = [p_0^{(n)} \quad p_1^{(n)} \quad \dots \quad p_{N-1}^{(n)}]$ como sendo o vetor de probabilidades do estado após n transições, onde $[\mathbf{x}]^T$ significa o vetor transposto de \mathbf{x} . Então,

$$\mathbf{p}^{(0)T} \mathbf{P}^n = \mathbf{p}^{(n)T}, \quad (4.10)$$

em que cada elemento do vetor $\mathbf{p}^{(n)}$ satisfaz a seguinte relação

$$p_k^{(n)} = \sum_{j=0}^{N-1} p_j p_{jk}^{(n-1)}, \quad (4.11)$$

$\forall k = 0, 1, \dots, N-1$. Portanto, a evolução da cadeia é determinada pela matriz de transição de probabilidades \mathbf{P} e pela distribuição inicial $\mathbf{p}^{(0)}$.

4.2 Distribuições Estacionárias e o Teorema do Limite

Denota-se o vetor coluna $\mathbf{P}^T = [p_0 p_1 \dots p_{N-1}]$ de distribuição estacionária de uma cadeia de Markov com N estados, se os componentes p_j , $j \in \Omega$, forem tais que

$$\mathbf{p}_j = \sum_{l=0}^{N-1} \mathbf{p}_l p_{lj}, \quad (4.12)$$

$$\sum_{l=0}^{N-1} \mathbf{p}_l = 1. \quad (4.13)$$

Na forma matricial, temos:

$$\mathbf{P}^T = \mathbf{P}^T \mathbf{P}. \quad (4.14)$$

Esta denominação de vetor estacionário se deve ao fato que, ao iterar-se (4.14), obtém-se:

$$\mathbf{P}^T = \mathbf{P}^T \mathbf{P} = (\mathbf{P}^T \mathbf{P}) \mathbf{P} = \mathbf{P}^T \mathbf{P}^2$$

$$\mathbf{P}^T = \mathbf{P}^T \mathbf{P}^2 = (\mathbf{P}^T \mathbf{P}) \mathbf{P}^2 = \mathbf{P}^T \mathbf{P}^3$$

$$\mathbf{P}^T = \mathbf{P}^T \mathbf{P}^{(n)}, \quad \forall n \geq 0. \quad (4.15)$$

Em uma cadeia de Markov irredutível e aperiódica, as probabilidades p_j existem e não dependem do estado inicial i . Uma cadeia de Markov é dita ser irredutível se todos os estados no espaço de estados se comunicam uns com os outros. Define-se o período $d(i)$ do estado i de uma cadeia de Markov como sendo o máximo divisor comum dos possíveis valores de $n \geq 1$ para os quais $p_{ii}^{(n)} > 0$. Esta condição pode ser expressa como $d(i) = \text{mdc} \{n: p_{ii}^{(n)} > 0\}$. Uma cadeia de Markov é aperiódica se o $\text{mdc} \{d(i)\}$ é igual a 1. Para uma matriz aperiódica e irredutível, a matriz $\mathbf{P}^{(n)}$ irá convergir para uma matriz $\mathbf{P}^{(\infty)}$, para $n \rightarrow \infty$, onde cada linha dessa matriz é idêntica ao vetor \mathbf{P} .

4.3 Propriedades de Canais de Estados Finitos

Considere o esquema de um canal discreto binário mostrado na Figura 14. As seqüências de variáveis aleatórias na entrada e saída do canal são denotadas, respectivamente, por $\{X_k\}_{k=1}^{\infty}$ e $\{Y_k\}_{k=1}^{\infty}$. As distorções e interferências causadas pelo canal são representadas pela seqüência de erros aditiva binária $\{E_k\}_{k=1}^{\infty}$, onde dizemos que ocorreu um erro no k -ésimo intervalo se $E_k = 1$, e se $E_k = 0$ dizemos que não ocorreu erro no k -ésimo intervalo. Portanto, a saída do canal no k -ésimo intervalo é $Y_k = X_k \oplus E_k$, onde \oplus representa a adição módulo 2. A seqüência $\{E_k\}_{k=1}^{\infty}$ modela a dinâmica dos erros introduzidos pelo canal de comunicação. Portanto, descreveremos a seguir modelos para caracterizar esta dinâmica.

Seja $\{S_k\}_{k=1}^{\infty}$ uma cadeia de Markov com um espaço de estados com N elementos, $\Omega = \{0, 1, \dots, N-1\}$. Em modelos CEF as seqüências de erros binárias são geradas da seguinte forma:

- No k -ésimo intervalo, a cadeia transiciona do estado $S_{k-1} = s_{k-1}$ para o estado $S_k = s_k$ com probabilidade de transição $P(S_k = s_k | S_{k-1} = s_{k-1})$.
- Em seguida, gera-se um dígito binário $e_k \in \{0,1\}$, independente de s_{k-1} e de dígitos de erros passados e futuros com probabilidade $b_{s_k, e_k} = P(E_k = e_k | S_k = s_k)$.

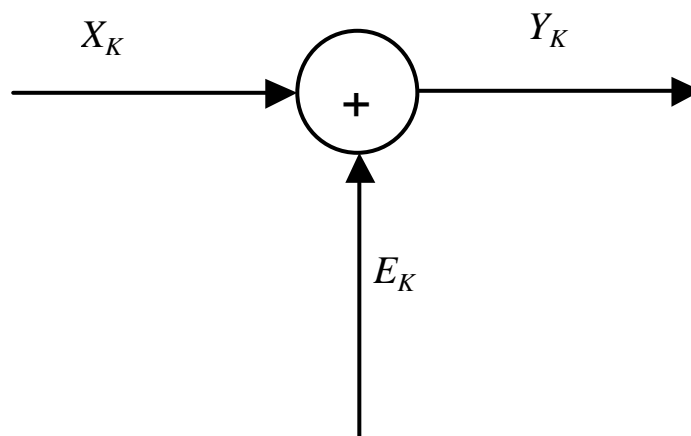


Figura 14: Modelo do canal discreto.

É importante notar que não podemos especificar uma seqüência de estados a partir da seqüência de erros, isto é, não podemos determinar se a cadeia está num determinado estado s_k se conhecermos o dígito de erros e_k .

É de interesse encontrar a probabilidade de ocorrer uma seqüência de erros $\mathbf{e}_n = (e_1 \dots e_n)$ de comprimento n . Pela lei da probabilidade total:

$$P(\mathbf{E}_n = \mathbf{e}_n | S_0 = s_0) = \sum_{\mathbf{s}_n} P(\mathbf{E}_n = \mathbf{e}_n, \mathbf{S}_n = \mathbf{s}_n | S_0 = s_0), \quad (4.16)$$

ou

$$P(\mathbf{E}_n = \mathbf{e}_n | S_0 = s_0) = \sum_{\mathbf{s}_n} P(\mathbf{E}_n = \mathbf{e}_n | \mathbf{S}_n = \mathbf{s}_n, S_0 = s_0) P(\mathbf{S}_n = \mathbf{s}_n | S_0 = s_0), \quad (4.17)$$

em que $\mathbf{s}_n = (s_1, s_2, \dots, s_n)$ é uma seqüência de estados específicas de comprimento n . Para simplificação de notação, denotaremos $P(X_n = x_n) = P(x_n)$. A Equação (4.17) pode ser escrita na forma:

$$P(\mathbf{e}_n | s_0) = \sum_{\mathbf{s}_n} P(\mathbf{e}_n | \mathbf{s}_n, s_0) P(\mathbf{s}_n | s_0). \quad (4.18)$$

Porém, a seqüência de erro \mathbf{e}_n , condicionada a \mathbf{s}_n , é um processo sem memória, isto é:

$$P(\mathbf{e}_n | \mathbf{s}_n, s_0) = P(e_1 | s_1) P(e_2 | s_2) \dots P(e_n | s_n) = \prod_{k=1}^n P(e_k | s_k). \quad (4.19)$$

Pela propriedade de Markov (4.1), sabemos que:

$$P(\mathbf{s}_n | s_0) = P(s_n, s_{n-1}, \dots, s_1 | s_0) = \prod_{k=1}^n P(s_k | s_{k-1}). \quad (4.20)$$

A substituição de (4.19) e (4.20) em (4.18), conduz a:

$$P(\mathbf{e}_n | s_0) = \sum_{\mathbf{s}_n} \prod_{k=1}^n P(e_k | s_k) P(s_k | s_{k-1}). \quad (4.21)$$

Utilizando a lei da probabilidade total e (4.21), a probabilidade de uma seqüência de erro é dada por

$$P(\mathbf{e}_n) = \sum_{s_0=0}^{N-1} P(\mathbf{e}_n | s_0) P(s_0). \quad (4.22)$$

Considerando a distribuição do estado inicial como sendo a distribuição estacionária $\mathbf{P}^T = [\mathbf{p}_0 \ \mathbf{p}_1 \ \dots \ \mathbf{p}_{N-1}]$ e substituindo (4.21) em (4.22), obtemos uma expressão final para a probabilidade de uma seqüência de erros, dada por

$$P(\mathbf{e}_n) = \sum_{s_0}^{N-1} \mathbf{p}_{s_0} \sum_{\mathbf{s}_n} \prod_{k=1}^n b_{s_k, e_k} P_{s_{k-1}, s_k}. \quad (4.23)$$

Pode-se representar $P(\mathbf{e}_n)$ por uma expressão matricial. Assim definimos duas matrizes $N \times N$, $\mathbf{P}(0)$ e $\mathbf{P}(1)$, com $\mathbf{P} = \mathbf{P}(0) + \mathbf{P}(1)$ cujos $\{i, j\}$ -ésimos elementos são dados por $P(e_k, s_k | s_{k-1}) = b_{s_k, e_k} P_{s_{k-1}, s_k}$, isto é, cada elemento da matriz $\mathbf{P}(e_k)$ é a probabilidade da cadeia transicionar do estado i para o estado j e gerar um dígito de erro e_k . Considere o seguinte produto de matrizes $\prod_{k=1}^n \mathbf{P}(e_k)$, onde o elemento $\{i, j\}$ desta matriz é a probabilidade da cadeia gerar uma seqüência de dígitos $(e_1 e_2 \dots e_n)$ em $n+1$ transições, com a cadeia terminando no estado j dado que começou no estado i . Convém ressaltar que a probabilidade expressa em (4.21) representa a soma dos elementos da s_0 -ésima linha da matriz produto, portanto a seguinte igualdade é válida:

$$\begin{bmatrix} P(e_n | S_0 = 0) \\ P(e_n | S_0 = 1) \\ \vdots \\ P(e_n | S_0 = N-1) \end{bmatrix} = \left[\prod_{k=1}^n \mathbf{P}(e_k) \right] \mathbf{1}, \quad (4.24)$$

em que $\mathbf{1}$ é um vetor coluna com todos os elementos iguais a um. Observa-se que (4.22) corresponde a multiplicar este vetor coluna obtido pela distribuição estacionária \mathbf{P}^T , de onde obtém-se:

$$P(\mathbf{e}_n) = [\mathbf{p}_0 \ \mathbf{p}_1 \ \dots \ \mathbf{p}_{N-1}] \begin{bmatrix} \mathbf{P}(e_n | S_0 = 0) \\ \mathbf{P}(e_n | S_0 = 1) \\ \vdots \\ \mathbf{P}(e_n | S_0 = N-1) \end{bmatrix}. \quad (4.25)$$

Portanto, chegamos finalmente a uma expressão matricial para a probabilidade de uma seqüência de erros de comprimento n , dada por:

$$P(\mathbf{e}_n) = \mathbf{P}^T \prod_{k=1}^n \mathbf{P}(e_k) \mathbf{1}. \quad (4.26)$$

Considere A um evento composto de seqüências binárias de comprimento n . Dado um modelo CEF, definido pelas matrizes $\mathbf{P}(0)$ e $\mathbf{P}(1)$, define-se $\mathbf{P}(A)$ uma matriz de probabilidade do evento A cujo $\{i,j\}$ -ésimo elemento é a probabilidade do evento A ocorrer e a cadeia terminar no estado j após $n+1$ transições dado que o estado inicial é i . Então:

$$\mathbf{P}(A) = \sum_{\mathbf{e}_n \in A} \prod_{i=1}^n \mathbf{P}(e_i). \quad (4.27)$$

Exemplo 2: Seja Ω^n o conjunto de todas as seqüências binárias de comprimento n . Usando $\mathbf{P} = \mathbf{P}(0) + \mathbf{P}(1)$ podemos mostrar que a matriz de probabilidade $\mathbf{P}(\Omega^n)$ é dada por $\mathbf{P}(\Omega^n) = \mathbf{P}^n$.

Exemplo 3: Seja B um evento composto de seqüências binárias de comprimento 3 com peso de Hamming igual a 1. Então: $\mathbf{P}(B) = \mathbf{P}(1) \mathbf{P}(0) \mathbf{P}(0) + \mathbf{P}(0) \mathbf{P}(1) \mathbf{P}(0) + \mathbf{P}(0) \mathbf{P}(0) \mathbf{P}(1)$.

Exemplo 4 A matriz de probabilidade do evento complementar a um evento A , denotado por $\bar{A} = \Omega^n - A$, é: $\mathbf{P}(\bar{A}) = \mathbf{P}^n - \mathbf{P}(A)$.

4.4 Parametrização dos Modelos CEF Específicos

Serão consideradas, nos capítulos subseqüentes, duas classes de modelos CEF: modelos de Markov de ordem K e modelos GEC. De acordo com [24] os parâmetros dos modelos GEC e Markov podem ser expressos em função das probabilidades das seqüências binárias geradas pelo modelo.

4.4.1 Modelos de Markov de Ordem K

Uma seqüência de erro será considerada um processo Markoviano de ordem K se a seguinte relação for obedecida:

$$P(e_n | e_1 e_2 \dots e_{n-1}) = P(e_n | e_{n-k} \dots e_{n-1}). \quad (4.28)$$

Um modelo Markoviano binário de primeira ordem é um modelo CEF com espaço de estados $\{0,1\}$, onde um símbolo errado $e_k = 1$ será produzido quando a cadeia transicionar para o estado 1, e por outro lado, um símbolo correto $e_k = 0$ será produzido quando a cadeia transicionar para o estado 0. Seguindo as especificações do modelo CEF, define-se: $b_{0,0} = P(E_k = 0 | S_k = 0) = 1$ e $b_{1,1} = P(E_k = 1 | S_k = 1) = 1$. Empregando (4.23) para seqüência de erros de comprimento 1 e 2, obtemos: $p_{i,j} = P(ij) / P(i)$, onde $i, j \in \{0,1\}$. Assim uma cadeia de Markov de primeira ordem tem a matriz de probabilidade de transição dada por

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \frac{P(00)}{P(0)} & \frac{P(01)}{P(0)} \\ \frac{P(10)}{P(1)} & \frac{P(11)}{P(1)} \end{bmatrix}. \quad (4.29)$$

O vetor estacionário é $\mathbf{P} = [P(0)P(1)]^T$ e as matrizes $\mathbf{P}(0)$ e $\mathbf{P}(1)$ para o modelo de Markov de primeira ordem são

$$\mathbf{P}(0) = \begin{bmatrix} \frac{P(00)}{P(0)} & 0 \\ \frac{P(10)}{P(1)} & 0 \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{P}(1) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{P(01)}{P(0)} \\ 0 & \frac{P(11)}{P(1)} \end{bmatrix}. \quad (4.30)$$

Em geral, uma cadeia de Markov de ordem K pode ser representada como uma função de uma cadeia de Markov de primeira ordem [51]. A idéia é definir pares sucessivos de estados como um estado composto. Cada estado do modelo de K -ésima ordem é representado por uma seqüência binária de comprimento K . Dados dois estados $u = u_1 u_2 \dots u_k$ e $n = n_1 n_2 \dots n_k$, estes vetores se cruzarão progressivamente se $u_2 u_3 \dots u_k = n_1 n_2 \dots n_{k-1}$. Dado que u e v se cruzam progressivamente então existirá uma transição de u para v com probabilidade $P(u_1 n_1 n_2 \dots n_k) | P(u)$. Caso contrário, a probabilidade de transição será zero. Assim o vetor estacionário para o modelo de Markov de segunda ordem é $\mathbf{P} = [P(00)P(01)P(10)P(11)]^T$, e as matrizes $\mathbf{P}(0)$ e $\mathbf{P}(1)$ são

$$\mathbf{P}(0) = \begin{bmatrix} \frac{P(000)}{P(00)} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{P(010)}{P(01)} & 0 \\ \frac{P(100)}{P(10)} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{P(110)}{P(11)} & 0 \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{P}(1) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{P(001)}{P(00)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{P(011)}{P(01)} \\ 0 & \frac{P(101)}{P(10)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{P(111)}{P(11)} \end{bmatrix}. \quad (4.31)$$

Pode-se claramente notar que o número de estados cresce exponencialmente com a ordem K da cadeia de Markov.

4.4.2 Modelo Gilbert-Elliott

O modelo Gilbert-Elliott (GEC) [46] é um modelo CEF utilizado na literatura para modelar canais com memória [25] [52]. Ele consiste de uma cadeia de Markov com dois estados $\Omega = \{0, 1\}$, conforme mostra a Figura 15. Quando a cadeia se encontra no estado 0, o símbolo e_k é igual a um (erro) com probabilidade $b_{0,1}=g$, ou zero (sem erro) com probabilidade $b_{0,0}=1-g$. Quando a cadeia se encontra no estado 1, o símbolo e_k é igual a 1 (erro) com probabilidade $b_{1,1}=b$, ou 0 (sem erro) com probabilidade $b_{1,0}=1-b$. Por definição $g \ll b$, e por isso os estados 0 e 1 são chamados de estados “bom” e “ruim”, respectivamente. A Figura 15 mostra o diagrama de estados deste canal, onde o processo de geração de erro associado a cada estado é representado por um canal binário simétrico BSC (*Binary Symmetric Channel*). As probabilidades de transição da cadeia de Markov são $p_{0,1} = Q$ e $p_{1,0} = q$.

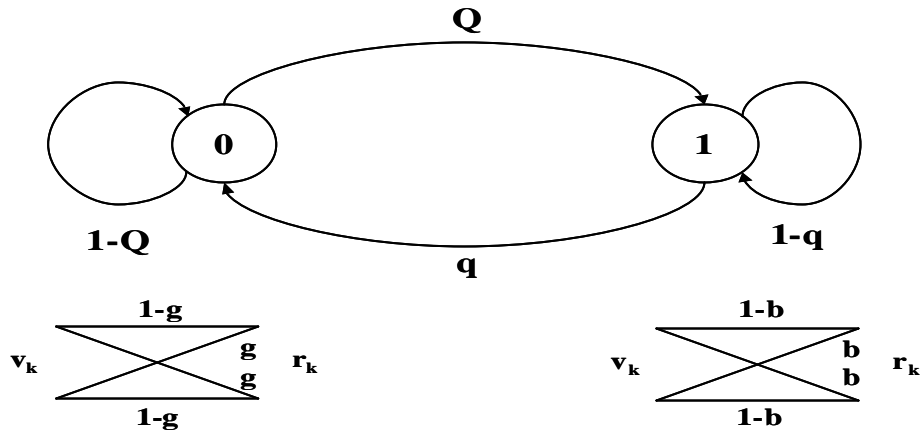


Figura 15: Modelo de Gilbert-Elliott para canais com memória.

O modelo GEC pode ser especificado pelas matrizes \mathbf{P} , $\mathbf{P}(0)$, $\mathbf{P}(1)$ e \mathbf{P} , dadas por

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 1-Q & Q \\ q & 1-q \end{bmatrix}; \quad (4.32)$$

$$\mathbf{P}(0) = \begin{bmatrix} (1-Q)(1-g) & Q(1-b) \\ q(1-g) & (1-q)(1-b) \end{bmatrix}; \quad (4.33)$$

$$\mathbf{P}(1) = \begin{bmatrix} (1-Q)g & Qb \\ qg & (1-q)b \end{bmatrix}; \quad (4.34)$$

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} q & Q \\ Q+q & Q+q \end{bmatrix}^T. \quad (4.35)$$

No apêndice C é descrito um método [24] para determinar os parâmetros do GEC utilizando apenas as probabilidades de seqüências erros de comprimento, de no máximo, três. Com isso notamos que os parâmetros do canal Gilbert-Elliott são univocamente determinados pelas quatro probabilidades $P(0)$, $P(00)$, $P(000)$ e $P(111)$.

5 Modelo do Sistema de Transmissão Digital

Neste capítulo são apresentados o modelo do sistema de transmissão digital considerado neste trabalho e a descrição e validação do simulador implementado.

5.1 Modelo Discreto com Autocorrelação de Clarke

A Figura 16 apresenta o modelo do sistema de transmissão digital empregado neste trabalho, composto essencialmente por três blocos: modulador digital, um canal com desvanecimento plano correlacionado no tempo, e um demodulador.

O transmissor envia seqüencialmente as mensagens codificadas usando uma modulação digital sobre o canal com desvanecimento. Um novo pacote será gerado para a próxima transmissão se a mensagem de retorno é ACK, enquanto que uma solicitação de retransmissão é pedida pelo receptor se o pacote é decodificado incorretamente e a mensagem de retorno é NACK.

O sinal recebido é corrompido por um desvanecimento Rayleigh ou Rice não seletivo em frequência correlacionado no tempo, e por RAGB. A envoltória complexa do processo de desvanecimento, conforme (2.43), é um processo Gaussiano complexo e estacionário de média \mathbf{h} . Para a função covariância, foi adotado o modelo de Clarke, conforme detalhado na Seção 2.8.4. Para um dado instante de tempo, o módulo do desvanecimento tem função de densidade de probabilidade Rice dada por (2.52). Quando o processo tiver média zero ($\mathbf{h} = 0$), o módulo terá uma função densidade de probabilidade Rayleigh dada por (2.46).

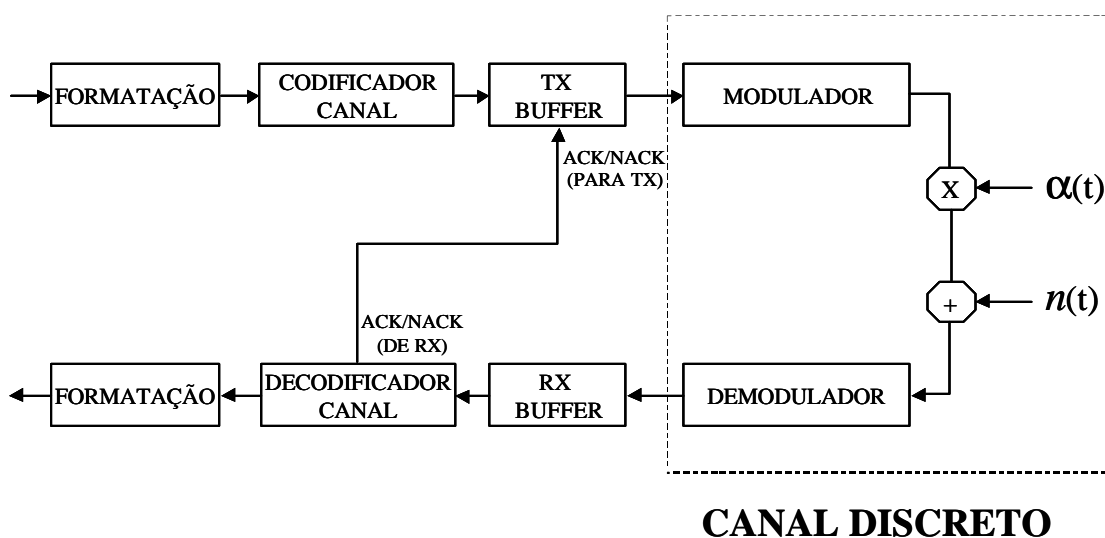


Figura 16: Modelo do sistema de transmissão digital.

Este modelo para o canal discreto, compreendendo entre a entrada do modulador e a saída do demodulador, será chamado de canal discreto com a autocorrelação de Clarke, denominado DCCA (do inglês *Discrete Channel with Clarke's Autocorrelation Function*).

Para validar as análises teóricas do desempenho do protocolo ARQ no canal discreto realizadas no próximo capítulo, construímos um *software* para estimar a vazão do sistema da Figura 16 via simulação.

5.2 Descrição do Simulador

O procedimento implantado para a construção do simulador consiste em gerar uma seqüência de variáveis aleatórias discretas com função densidade de probabilidade Rayleigh ou Rice dada por $\mathbf{a}_N = (\mathbf{a}_1 \mathbf{a}_2 \dots \mathbf{a}_N)$, na qual

$$\mathbf{a}_k = \sqrt{\text{Re}\{x[k]\}^2 + \text{Im}\{x[k]\}^2}, \quad (5.1)$$

com $k=0,1,\dots,N$, na qual $\text{Re}\{x[k]\}$ e $\text{Im}\{x[k]\}$ são processos Gaussianos reais e imaginário discretos e independentes e variância \mathbf{s}^2 com autocorrelação de Clarke, respectivamente. A geração destes dois processos Gaussianos, via transformada discreta inversa de Fourier, é detalhada no Apêndice D.

Discutiremos a seguir o valor da variância de cada processo Gaussiano, \mathbf{s}^2 . Pela Equação (3.24),

$$\bar{\mathbf{g}} = \mathbb{E} \left[\int_0^T \mathbf{a}_k^2 \mathbf{s}^2(t) dt \right] = \mathbb{E}[\mathbf{a}_k^2] E_S = \Omega E_S. \quad (5.2)$$

Pelas expressões (5.1) e (5.2),

$$\Omega = \mathbb{E}[\mathbf{a}_k^2] = \mathbb{E}[\text{Re}\{x[k]\}^2 + \text{Im}\{x[k]\}^2]. \quad (5.3)$$

Para o caso em que o desvanecimento é Rayleigh, então Ω é dado por (2.48) e a energia média recebida é

$$\bar{\mathbf{g}} = \Omega E_S = 2\mathbf{s}^2 E_S. \quad (5.4)$$

É usual adotar a relação $\bar{\mathbf{g}} = E_S$, ou seja, a energia média do componente do sinal na recepção é

igual à energia do sinal transmitido. Em outras palavras, a energia transmitida não é alterada pelo canal (em média). Com esta convenção, $\mathbf{s}^2 = \frac{1}{2}$. Portanto o valor da energia adotada em nossas simulações deve ser interpretado como o valor médio da energia recebida. Quando o desvanecimento é Rice e substituindo (2.54) e (2.55) em (5.2), então obtemos

$$\bar{\mathbf{g}} = (\mathbf{h}^2 + 2\mathbf{s}^2)E_s, \quad (5.5)$$

e com a conversão adotada acima, $\mathbf{h}^2 + 2\mathbf{s}^2 = 1$, o que resulta

$$\mathbf{s}^2 = \frac{1}{2(K_R + 1)}. \quad (5.6)$$

Para simular uma função de distribuição de probabilidade de Rice, somamos ao processo real

$Re\{x[n]\}$ uma média igual $\mathbf{h} = \sqrt{\frac{K_R}{K_R + 1}}$.

Agora considere o esquema de um canal discreto binário mostrado na Figura 16. As seqüências de variáveis aleatórias na entrada do modulador e na saída do demodulador são denotadas, respectivamente, por $\{X_k\}_{k=1}^{\infty}$ e $\{Y_k\}_{k=1}^{\infty}$. Definindo e_k como sendo uma variável aleatória, tal que $e_k = 0$ se o símbolo transmitido for recebido corretamente e $e_k = 1$ se o símbolo transmitido for recebido incorretamente. A seqüência $\{e_k\}_{k=1}^{\infty}$ modela a dinâmica dos erros introduzidos pelo canal de comunicação. Esta seqüência de erro que será modelada pelos canais CEF. Para a simulação da seqüência de erro binária foi utilizado um método de simulação semi-analítico, através da geração de processos Gaussianos correlacionados via transformada discreta inversa de Fourier, composta essencialmente por dois passos:

- Inicialmente, uma seqüência de variáveis aleatórias $\mathbf{a}_N = (\mathbf{a}_1 \mathbf{a}_2 \dots \mathbf{a}_N)$ com distribuição Rice ou Rayleigh e com autocorrelação de Clarke é obtida.
- Em seguida, será utilizada a expressão da probabilidade de erro condicional para gerar uma seqüência de erro binária.

Para tanto, foi necessário o conhecimento da expressão da probabilidade de erro para um dado esquema de transmissão digital condicionada a um valor específico ($\mathbf{a}_k = A_k$) para o desvanecimento (Rayleigh ou Rice), ou seja

$$P(e_k = 1 | \mathbf{a}_k = A_k) = P(e_k = 1 | A_k). \quad (5.7)$$

Foram consideradas (3.13) e (3.17) para se obter as probabilidades de erro condicional ao desvanecimento para as modulações BPSK e BFSK não coerente, respectivamente, como mostrado na Tabela 16.

É importante frisar que a probabilidade de uma seqüência de erro $\mathbf{e}_N = (e_1 e_2 \dots e_N)$ é condicionalmente independente da seqüência $\mathbf{a}_N = (\mathbf{a}_1 \mathbf{a}_2 \dots \mathbf{a}_N)$, isto é:

$$P(\mathbf{e}_N | \mathbf{a}_N = \mathbf{?}_N) = \prod_{k=1}^N P(e_k | \mathbf{a}_k = A_k). \quad (5.8)$$

Então de posse de uma seqüência de desvanecimento específica $\mathbf{?}_N = (A_1 A_2 \dots A_N)$, geramos uma seqüência $\mathbf{e}_N = (e_1 e_2 \dots e_N)$ da seguinte forma:

$$e_k = \begin{cases} 1, & \text{com } P(e_k = 1 | A_k) = p_k \\ 0, & \text{com } 1 - P(e_k = 1 | A_k) = 1 - p_k \end{cases} \quad (5.9)$$

Sendo assim, a geração da seqüência de erro binária \mathbf{e}_N será implementada usando a seguinte metodologia:

- Geração de $\mathbf{a}_N = (\mathbf{a}_1 \mathbf{a}_2 \dots \mathbf{a}_N)$, seqüências de amplitude do desvanecimento correlacionado com função de autocorrelação de Clarke, conforme metodologia descrita no Apêndice D.
- A partir da seqüência $\mathbf{a}_N = (\mathbf{a}_1 \mathbf{a}_2 \dots \mathbf{a}_N)$ criamos um vetor de probabilidades condicionais $\mathbf{P}_n = (p_1 p_2 \dots p_n)$, com $p_k = P(e_k = 1 | A_k)$, usando a Tabela 16 de acordo com a modulação desejada.
- Em seguida criamos um vetor $\mathbf{q}_n = (q_1 q_2 \dots q_n)$ de variáveis aleatórias uniformes, independentes, com $0 \leq q_k \leq 1$.
- Finalmente teremos: $e_k = \begin{cases} 1, & \text{se } q_k \leq p_k \\ 0, & \text{se } q_k > p_k \end{cases}$.

Para a modulação DBPSK não foi considerada (3.20), pois esta é válida apenas para o sistema com desvanecimento lento. Neste caso, foi considerada a Equação (B.34), desenvolvida no Apêndice B. Neste caso, foram realizados os seguintes passos:

- Geramos um processo complexo $y_k = \sqrt{\bar{g}}x[k] + n_k$, onde $E[x_k x_{k+m}^*] = J_0(2\mathbf{pmf}_D T)$ e $E[|n_k|^2] = 1$. Observando que a variância valha 0,5 por dimensão.
- Acharos $P(e_k = 1 | y_k = Y_k)$ como em (B.34), conforme mostra a Tabela 16.
- De posse desta probabilidade de erro condicional seguimos os mesmos passos descritos anteriormente.

De posse de um vetor binário simulado $\mathbf{e}_N = (e_1 e_2 \dots e_N)$, extraímos os valores $P(0)$, $P(1)$, $P(00)$, $P(01)$, ..., $P(111)$, necessários para obtermos as matrizes \mathbf{P} , $\mathbf{P}(0)$ e $\mathbf{P}(1)$, conforme descrito na Seção 4.4. A seqüência de erro também é usada para a simulação de estatísticas do sistema de comunicação da Figura 16. A vazão do canal DCCA será obtida a partir da seqüência de erro binária, conforme programa descrito no Apêndice E.

Tabela 16: Expressões para probabilidade de erro condicional para os diversos esquemas de transmissão digital utilizados no simulador.

MODULAÇÃO	PROBABILIDADE DE ERRO CONDICIONAL	CANAL
BPSK	$P(e_k = 1 / A_k) = Q\left(\sqrt{2A_k^2 \frac{E_b}{N_0}}\right)$	(5.10)
M-PSK	$P(e_k = 1 / A_k) \approx 2Q\left(\sqrt{2(\log_2 M)A_k^2 \frac{E_b}{N_0} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)}\right)$	(5.11)
M-FSK não-coerente	$P(e_k = 1 / A_k) = \sum_{k=1}^{M-1} \frac{\binom{M-1}{K} (-1)^{k+1}}{k+1} e^{-\frac{k(\log_2 M)A_k^2 E_b}{k+1 N_0}}$	(5.12)
DBPSK	$P(e_k = 1 y_k = Y_k) = P(e_k = 1 Y_k) = Q\left(\sqrt{\frac{2(\mathbf{r}\bar{g})^2}{((\bar{g}+1)^2 - (\mathbf{r}\bar{g})^2)(\bar{g}+1)} Y_k }\right)$	(5.13)

5.3 Validação do Simulador

Nesta seção serão comparados resultados obtidos através das expressões analíticas e da simulação para a validação do simulador. Inicialmente, foram geradas amostras do processo α_k para dois valores diferentes de $f_D T$, de modo que fique clara a influência da velocidade da estação móvel e da taxa de variação do processo, conforme Figura 17.

Em seguida, compararemos a função autocorrelação teórica do processo Gaussiano, onde

$$R[m] = E[x_I(k)x_I(k+m)] = \frac{1}{2} J_0(2\pi m f_D T), \quad (5.14)$$

com a função autocorrelação do processo Gaussiano simulado em fase $x_I(k) = \text{Re}\{x[k]\}$ e em quadratura $x_Q(k) = \text{Im}\{x[k]\}$, conforme Figura 18. As variâncias dos processos Gaussianos em fase e em quadratura foram ajustadas para 0,5 e como a correlação da amostra zero é igual à variância, para o caso em que a média é nula, notamos uma consistência entre o teórico e o simulado.

Para validar o cálculo da probabilidade de erro obtida com a geração da sequência de erro, é realizado um comparativo entre os resultados simulados e os obtidos com as expressões analíticas da Tabela 14 e da Tabela 15 da Seção 3.4. Na Figura 19 e Figura 20 observamos a validação da probabilidade de erro versus SNR para canais com desvanecimento Rice, para a modulação BFSK não coerente. Comparando o resultado obtido percebe-se que a probabilidade de erro mantém-se constante variando a velocidade, ou seja, variando o parâmetro $f_D T$. Este fato é decorrente da modulação BFSK não coerente não depender da frequência Doppler normalizada, conforme mostra a Tabela 15. Este parâmetro faz apenas com que os erros ocorram em surtos quando seu valor é baixo, e quando aumenta, os erros tendem a ocorrer mais dispersos, porém mantendo a mesma quantidade média de erros. Nota-se que há uma pequena divergência entre o teórico e o simulado na Figura 20, e isto é devido a grande quantidade de amostras necessárias a serem simuladas para melhorar a precisão com o aumento da SNR e o decréscimo da $f_D T$.

Na Figura 21 é apresentada a probabilidade de erro versus SNR em canais com desvanecimento Rayleigh para modulação DBPSK com $f_D T=0,01$ e na Figura 22 é ilustrada a probabilidade de erro versus $f_D T$ para esta modulação com SNR=25dB. Diferentemente da modulação BPSK e BFSK não coerente a probabilidade de erro da modulação DBPSK varia com $f_D T$, conforme visualizado na Figura 22. Este fato é decorrente uma vez que o sistema diferencial deve funcionar adequadamente para um canal lento (fase constante em intervalos subsequentes).

Pode-se verificar na Figura 23 a ótima concordância entre o teórico e o simulado para a probabilidade de erro em canais com desvanecimento Rayleigh sem diversidade e com diversidade espacial com duas antenas usando a técnica de combinação de máxima taxa.

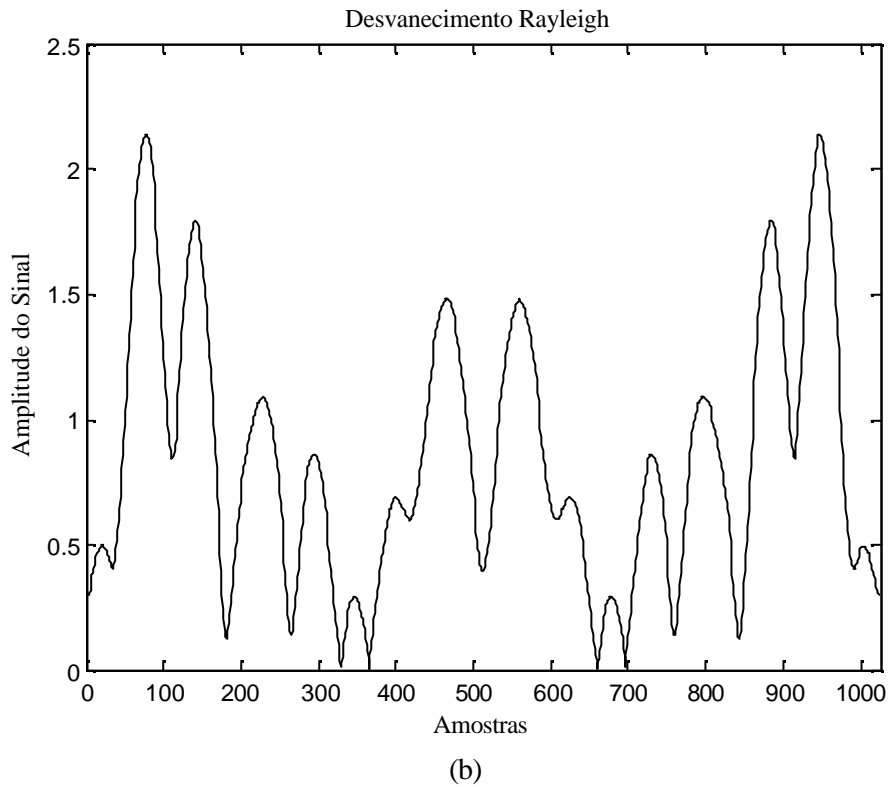
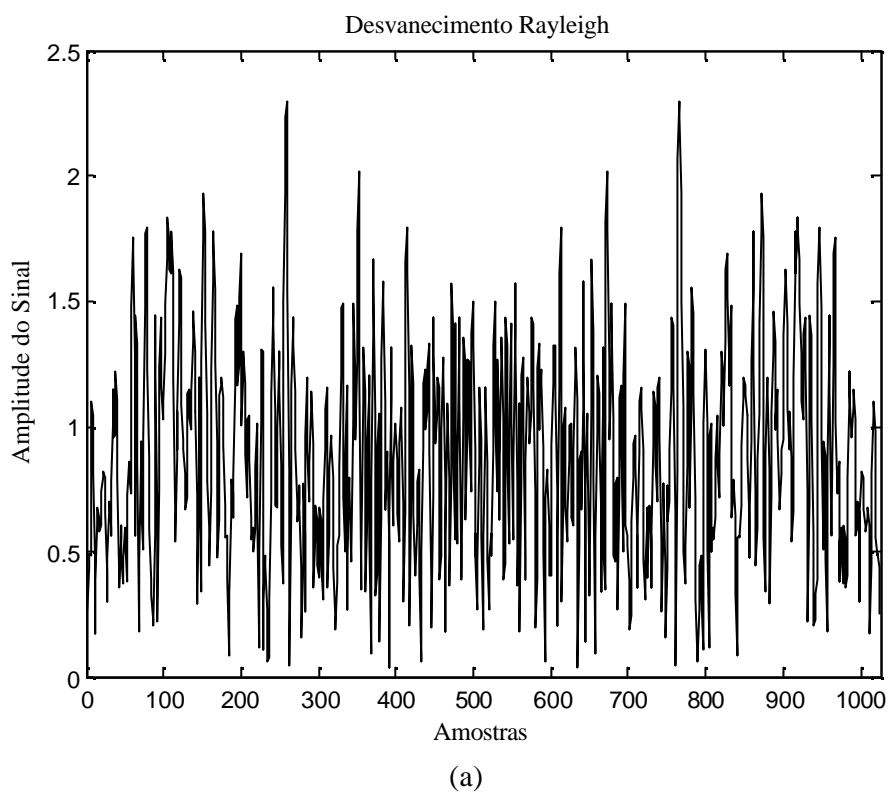


Figura 17: Desvanecimento Rayleigh do canal móvel com $f_D T = 0,1$ (a) e $f_D T = 0,01$ (b).

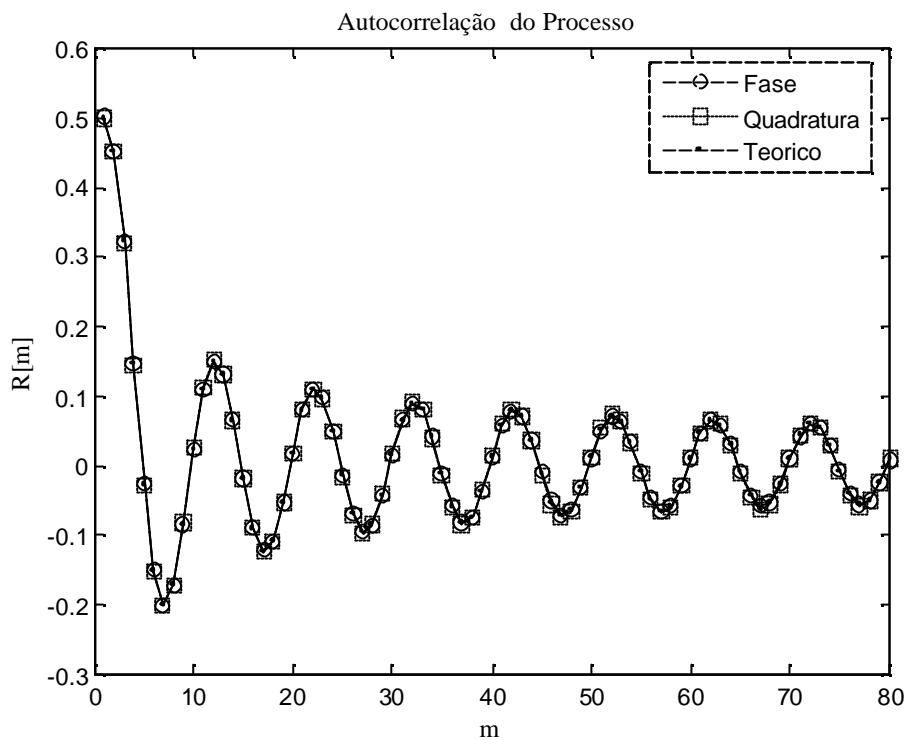


Figura 18: Autocorrelação das amostras do processo Rayleigh com $f_d T = 0,1$.

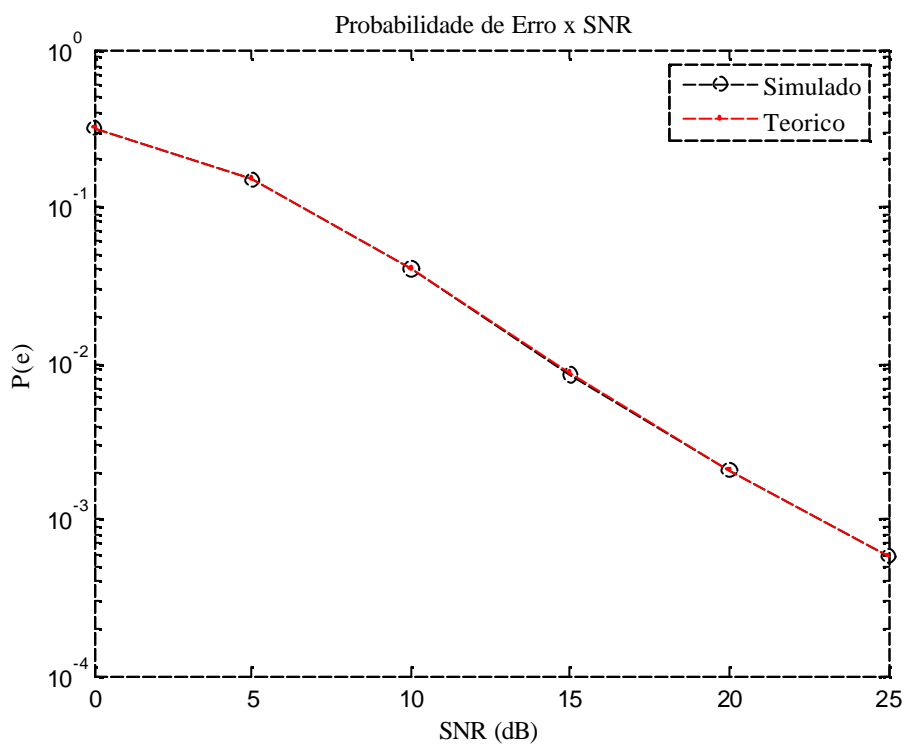


Figura 19: Probabilidade de erro versus SNR para modulação BFSK não coerente em canais com desvanecimento Rice e $f_d T = 0,1$.

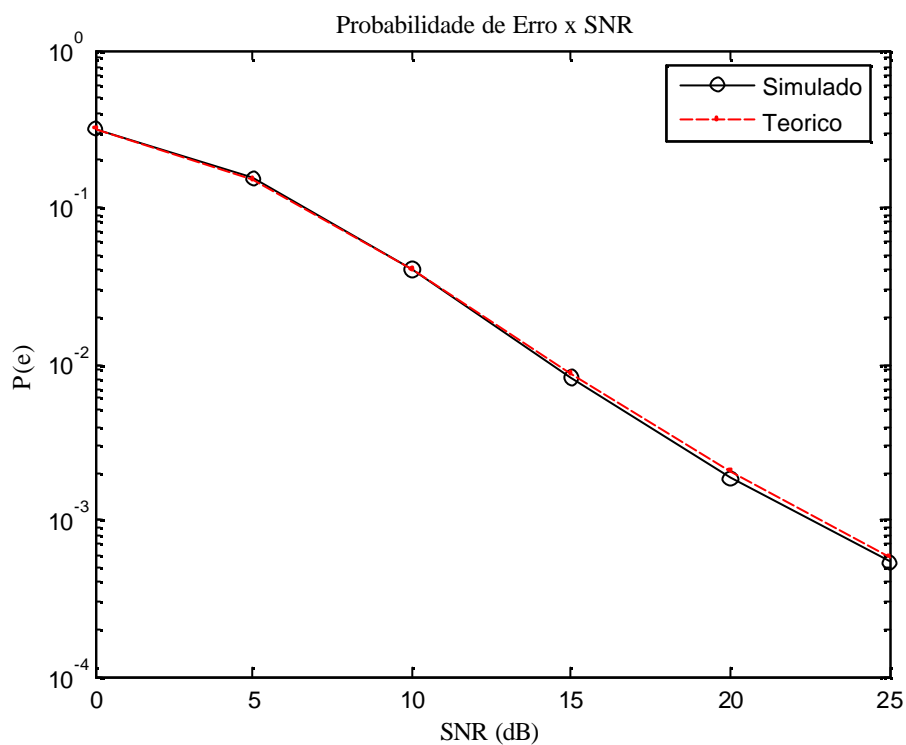


Figura 20: Probabilidade de erro versus SNR para modulação BFSK não coerente em canais com desvanecimento Rice e $f_D T = 0,001$.

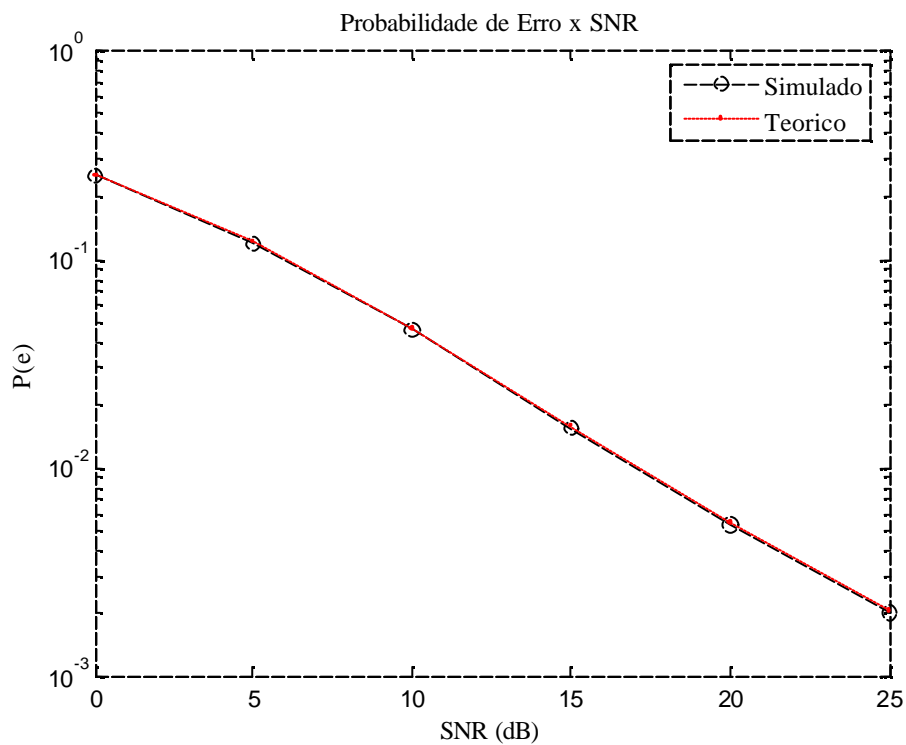


Figura 21: Probabilidade de erro versus SNR para modulação DBPSK em canais com desvanecimento Rayleigh e $f_D T = 0,01$.

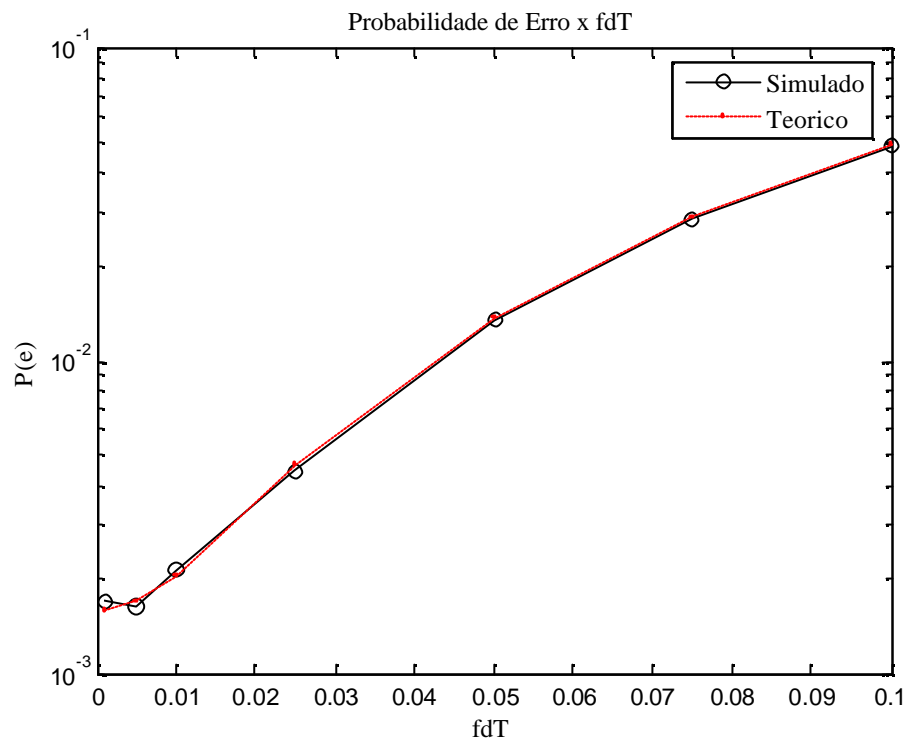


Figura 22: Probabilidade de erro versus $f_d T$ para modulação DBPSK em canais com desvanecimento Rayleigh, $f_d T = [0,001 \ 0,005 \ 0,01 \ 0,025 \ 0,05 \ 0,075 \ 0,1]$ e SNR=25dB.

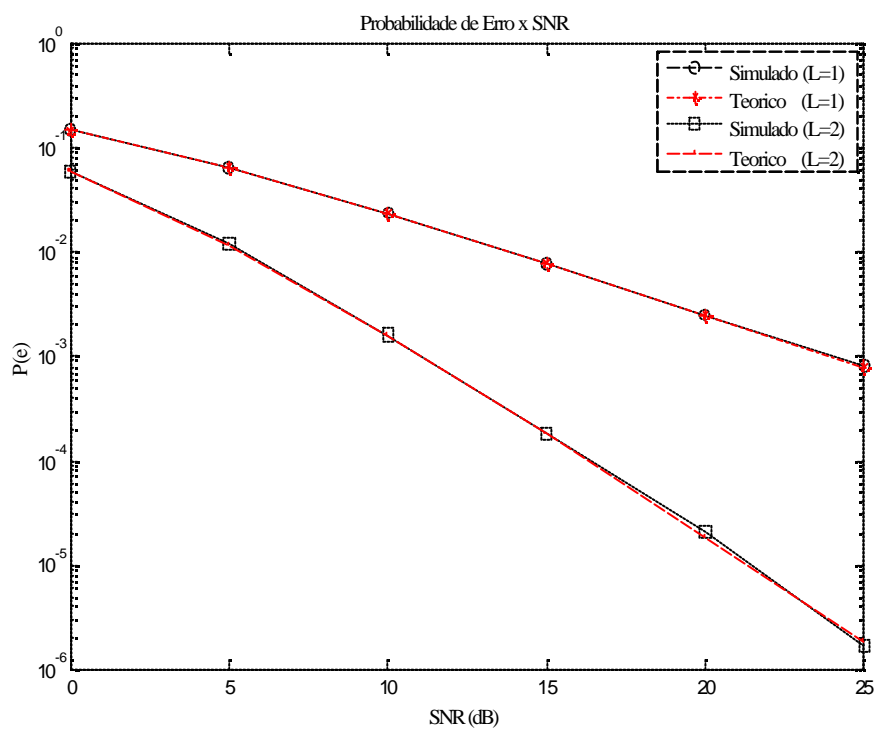


Figura 23: Probabilidade de erro versus SNR para modulação BPSK em canais com desvanecimento Rayleigh, com e sem diversidade espacial (resultados analíticos e simulados).

6 Análise da Vazão para Protocolos ARQ

Este capítulo apresenta resultados de simulação da vazão do esquema GBN do protocolo ARQ e HARQ em canais com desvanecimento não seletivo em frequência correlacionados no tempo, denominado de canal DCCA no capítulo anterior. Aplicaremos resultados de simulação para parametrizar modelos CEF para vários parâmetros do canal DCCA.

Desenvolveremos uma nova expressão analítica para o cálculo da vazão do esquema GBN para transmissão em canais CEF. Realizaremos uma comparação entre as curvas de vazão a fim de determinar a faixa de parâmetros em que o canal DCCA pode ser aproximado por algum modelo CEF considerado neste trabalho, isto é GEC, e Markov para $K=0,1,2$. O canal de retorno é assumido livre de erros.

Para o cálculo da vazão do esquema GBN foi considerado comprimento de pacotes usados em sistemas de telefonia celular de terceira geração W-CDMA [58] [59], que utilizam 20×2^k bits (canal direto) ou 10×2^k bits (canal reverso) por janela de tempo, onde $0 \leq k \leq 6$. Também podem ser considerados pacotes de comprimento em torno de 424 bits (53 bytes) para serem compatíveis com a rede ATM sem fio [60]-[65].

6.1 Cálculo da Vazão para Esquema GBN em canais CEF

Desenvolveremos a seguir uma nova expressão analítica para o cálculo da vazão do esquema GBN com parâmetro N do protocolo ARQ para canais CEF descritos pelas matrizes $\mathbf{P}(0)$ e $\mathbf{P}(1)$. Esta expressão será empregada nas próximas seções para analisar a vazão de sistemas GBN em canais de comunicações móveis modelados por CEF. Para facilitar as análises será dada uma lista de parâmetros utilizados neste capítulo, mostrada na Tabela 17.

Consideramos um sistema de transmissão binário com o canal discreto modelado por um modelo CEF. A integridade da transmissão de um pacote comprimento n é determinada por um código detector/corretor de erro.

Seja $c_i^s = (c_1 \dots c_n)$ uma palavra código (referenciada como pacote) s de comprimento n transmitida no instante i e $r_i^s = (r_1 \dots r_n)$ a palavra recebida, em que $r_j = c_j + e_j$, com adição módulo 2 e cada símbolo e_j é gerado estatisticamente por um modelo CEF que representa os efeitos de ruído, desvanecimento e outras interferências produzidas pelo canal móvel. Seja A o evento em que a palavra código foi decodificada corretamente, ou seja, o pacote foi transmitido com sucesso. Para calcular a matriz de probabilidade dada em (4.27) especificaremos este evento

Tabela 17: Parâmetros para análise da vazão do protocolo ARQ.

PARÂMETROS	DESCRIÇÃO
K	Ordem da cadeia de Markov ($K=0,1,2$)
N	Tempo de atraso medido em número de pacotes do esquema <i>Go-Back-N</i>
$f_D T$	Frequência Doppler normalizada
n	Comprimento do pacote
SNR ou E_b/N_0	Relação sinal-ruído
L	Número de antenas para a técnica de diversidade
t	Capacidade de correção de erros
M	Tamanho da constelação da modulação
K_R	Fator Rice
$\mathbf{P}(0)$ ou $\mathbf{P}(1)$	Matriz de probabilidade cujo $\{i,j\}$ -ésimo elemento é a probabilidade da cadeia transicionar do estado i para o estado j e gerar um dígito 0 ou 1
\mathbf{P}^T	Vetor de distribuição estacionária
$\mathbf{1}$	Vetor coluna com todos os elementos igual a um
$\mathbf{P}(A)$	Matriz de probabilidade do evento A cujo $\{i,j\}$ -ésimo elemento é a probabilidade do evento A ocorrer e a cadeia transicionar do estado i para o estado j em $n+1$ transições

em termos das seqüências de erros que ocasionam uma transmissão com sucesso, isto é, seqüências de erro com peso de Hamming igual ou inferior a capacidade de detecção/correção do código.

Para desenvolver a nova expressão analítica para a vazão do esquema GBN, suponha que no instante i um pacote s de comprimento n , ou seja, c_i^s , seja transmitido. Assuma que no instante $i-1$ o pacote c_{i-1}^m foi transmitido com sucesso. Defina o evento A_i^s como o pacote s de comprimento n foi transmitido com sucesso no instante i . Defina W uma variável aleatória que especifica o número de transmissões necessárias para transmitir c_i^s com sucesso. O espaço amostral de W para o esquema GBN do protocolo ARQ é da forma $kN+1$, para $k = 0,1,2 \dots$, em que k é o número de NACK's (solicitação de retransmissão) enviados do receptor para o transmissor. Defina a função enumeradora da probabilidade $P(W = j | A_{i-1}^m)$ como

$$F(Z) = \sum_{j=1}^{\infty} P(W = j | A_{i-1}^m) Z^j. \quad (6.1)$$

A partir do conhecimento da derivada de $F(Z)$ avaliada em $Z=1$ obtemos a vazão do protocolo GBN para modelos CEF:

$$\frac{1}{\mathbf{h}} = \left. \frac{dF(Z)}{dZ} \right|_{Z=1} = E[W | A_{i-1}^m] = \sum_{j=1}^{\infty} j P(W = j | A_{i-1}^m). \quad (6.2)$$

Considerando que houve sucesso na primeira transmissão do pacote c_i^s ($k=0$), tem-se:

$$P(W = 1 | A_{i-1}^m) = P(A_i^s | A_{i-1}^m). \quad (6.3)$$

Considerando insucesso na primeira transmissão e sucesso na primeira retransmissão ($k=1$) do pacote s e o modo de operação do esquema GBN do protocolo ARQ, então

$$P(W = N + 1 | A_{i-1}^m) = P(\bar{A}_i^s \underbrace{\Omega^n \dots \Omega^n}_{N-1} A_{i+N}^s | A_{i-1}^m), \quad (6.4)$$

em que Ω^n representa o evento formado pela união de todas as seqüências binárias de comprimento n . Considerando dois insucessos consecutivos ($k=2$) na transmissão do pacote s , tem-se:

$$P(W = 2N + 1 | A_{i-1}^m) = P(\bar{A}_i^s \underbrace{\Omega^n \dots \Omega^n}_{N-1} \bar{A}_{i+N}^s \underbrace{\Omega^n \dots \Omega^n}_{N-1} A_{i+2N}^s | A_{i-1}^m). \quad (6.5)$$

Considerando que durante o intervalo de tempo de análise da vazão a SNR e $f_D T$ não variam, ou seja, os parâmetros do desvanecimento permanecem constantes, então as matrizes $\mathbf{P}(0)$ e $\mathbf{P}(1)$ também não variam durante esse tempo e a matriz de probabilidade dos eventos A_i^s sempre são iguais para todo i . Sendo assim, podemos expressar $P(W = kN + 1 | A_{i-1}^m)$ por

$$P(W = kN + 1 | A_{i-1}^m) = \frac{P\left(A_{i-1}^m \left(\bar{A}(\Omega^n)^{N-1}\right)^k A\right)}{P(A_{i-1}^m)}. \quad (6.6)$$

Conforme Seção 4.3, podemos expressar (6.6) através de matrizes de probabilidade, dada por

$$P(W = kN + 1 | A_{i-1}^m) = \frac{\mathbf{P}^T \mathbf{P}(A_{i-1}^m) (\mathbf{P}(\bar{A})(\mathbf{P}^n)^{N-1})^k \mathbf{P}(A) \mathbf{1}}{P(A_{i-1}^m)}. \quad (6.7)$$

Defina $\mathbf{P}(A) = \mathbf{P}(A_i^s) = \mathbf{P}(A_{i-1}^m)$, na qual $P(A_{i-1}^m) = P(A) = \mathbf{P}^T \mathbf{P}(A_{i-1}^m) \mathbf{1}$. Com estes valores de $\mathbf{P}(A_{i-1}^m)$ e $P(A_{i-1}^m)$, e substituindo (6.7) em (6.1) expressamos $F(Z)$ por

$$F(Z) = \frac{1}{P(A)} \left[\sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{P}^T \mathbf{P}(A) (\mathbf{P}(\bar{A})(\mathbf{P}^n)^{N-1} Z^N)^k \mathbf{P}(A) \mathbf{Z} \right] \mathbf{1}, \quad (6.8)$$

ou

$$F(Z) = \frac{1}{P(A)} \mathbf{P}^T \mathbf{P}(A) [\mathbf{I} - \mathbf{P}(\bar{A})(\mathbf{P}^n)^{N-1} Z^N]^{-1} \mathbf{P}(A) \mathbf{Z} \mathbf{1}. \quad (6.9)$$

Substituindo (6.9) em (6.2), ou seja, realizando a derivada de (6.9) em relação a Z e avaliando o resultado em $Z=1$, obtemos:

$$\frac{1}{\mathbf{h}} = \left. \frac{dF(Z)}{dZ} \right|_{Z=1} = \frac{1}{P(A)} \mathbf{P}^T \mathbf{P}(A) \frac{d}{dZ} \left[[\mathbf{I} - \mathbf{P}(\bar{A})(\mathbf{P}^n)^{N-1} Z^N]^{-1} \mathbf{P}(A) \mathbf{Z} \mathbf{1} \right] \Big|_{Z=1}. \quad (6.10)$$

Para realizar a derivada de (6.10), utilizaremos a seguinte propriedade:

$$\frac{d}{dZ} (\mathbf{I} - \mathbf{A}(Z))^{-1} = (\mathbf{I} - \mathbf{A}(Z))^{-1} \frac{d\mathbf{A}(Z)}{dZ} (\mathbf{I} - \mathbf{A}(Z))^{-1}, \quad (6.11)$$

em que $\mathbf{A}(Z)$ é uma matriz dependendo de um parâmetro Z . Utilizando (6.11) em (6.10) e a propriedade da derivada, obtemos

$$\frac{1}{\mathbf{h}} = \frac{1}{P(A)} \mathbf{P}^T \mathbf{P}(A) \left[C \mathbf{P}(\bar{A})(\mathbf{P}^n)^{N-1} Z^{N-1} \mathbf{C} \mathbf{P}(A) \mathbf{Z} + \mathbf{C} \mathbf{P}(A) \right] \mathbf{1} \Big|_{Z=1}, \quad (6.12)$$

em que $C = (\mathbf{I} - \mathbf{P}(\bar{A})(\mathbf{P}^n)^{N-1} Z^N)^{-1}$. Avaliando $Z=1$ em (6.2) e organizando os termos, a vazão do esquema GBN para modelos CEF é dado, finalmente, por:

$$\mathbf{h} = \frac{\mathbf{P}^T \mathbf{P}(A) \mathbf{1}}{\mathbf{P}^T \mathbf{P}(A) (\mathbf{I} - \mathbf{P}(\bar{A})(\mathbf{P}^n)^{N-1})^{-1} \left[N \mathbf{P}(\bar{A})(\mathbf{P}^n)^{N-1} (\mathbf{I} - \mathbf{P}(\bar{A})(\mathbf{P}^n)^{N-1})^{-1} + \mathbf{I} \right] \mathbf{P}(A) \mathbf{1}}. \quad (6.13)$$

Considerando o canal sem memória e substituindo $n=1$, $\mathbf{P}(A) = 1 - p$, $\mathbf{P}(\bar{A}) = p$, $\mathbf{P}^T = 1$, em (6.13) obtemos a vazão do esquema GBN para o canal sem memória, dado em (1.2).

6.2 Análise da Vazão para Protocolo ARQ Puro

Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos para a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro com parâmetro N para o modelo DCCA e para modelos CEF para canais

discretos com modulação BPSK, DBPSK, BFSK não coerente e desvanecimento Rayleigh e Rice. O caso sem diversidade será tratado inicialmente e posteriormente será tratado o caso com diversidade espacial com regra de combinação MRC.

No caso de um sistema ARQ puro usando um código detector de erro e desprezando a probabilidade de erros não detectáveis, definimos A como o conjunto contendo uma seqüência de zeros de comprimento n . Assumiremos que a ocorrência de qualquer outra seqüência de erro é detectada e uma retransmissão é solicitada. As matrizes $\mathbf{P}(A)$, $\mathbf{P}(\bar{A})$ são dadas por

$$\begin{aligned}\mathbf{P}(A) &= \mathbf{P}^n(0), \\ \mathbf{P}(\bar{A}) &= \mathbf{P}^n - \mathbf{P}^n(0),\end{aligned}\tag{6.14}$$

em que n é o comprimento do pacote.

Na análise desenvolvida nesta seção, para cada conjunto de parâmetros do canal DCCA, utilizamos a simulação para parametrizar modelos CEF e encontrar as matrizes $\mathbf{P}(0)$ e $\mathbf{P}(1)$ que descrevem o comportamento do canal discreto. Serão usadas (6.13) e (6.14) para calcular a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro de modelos CEF específicos.

6.2.1 Análise da Vazão para Desvanecimento Rayleigh

A Figura 24 apresenta a vazão versus $f_D T$ para modulação BPSK com desvanecimento Rayleigh sem diversidade para $N=10$, $n=80$ e SNR=15dB (a), SNR=25dB (b). Observa-se na região em que $f_D T$ é pequeno a vazão decresce rapidamente com o aumento da velocidade, ou seja, com aumento da $f_D T$. A explicação para este efeito é que quanto maior a velocidade, maior variação no canal móvel, e assim os erros tendem a ocorrer mais dispersos afetando maior número de pacotes, e conseqüentemente, aumenta a taxa de retransmissão. Para velocidades mais lentas, os erros tendem a ocorrer em surtos, ocasionando um menor número de pacotes errados. Nesta figura encontram-se também curvas de modelos CEF considerados neste trabalho, onde verifica que o modelo Gilbert-Elliott é uma melhor aproximação ao modelo DCCA, seguidos pelos modelos de Markov de 1ª e 2ª ordem e pelo *Memoryless*. Observa-se que a faixa de $f_D T$ válida para o modelo GEC representar uma boa aproximação do modelo DCCA permanece a mesma com o aumento da SNR de 15dB para 25dB, mas nota-se uma melhor aproximação com o aumento da SNR. Para os modelos de Markov de 1ª e 2ª ordem nota-se que a faixa de valores de $f_D T$ válidas são ampliadas com o aumento da SNR. Para SNR=15dB verifica-se que os modelos de Markov de 1ª e 2ª ordem não são bons, exceto quando o canal é muito rápido. Nota-se que o modelo GEC para SNR=25dB e $f_D T < 0,005$ apesar de não mostrar uma boa precisão ao modelo DCCA, possui maior tendência de acompanhar o modelo DCCA do que os modelos de Markov (K=0,1,2). A partir desta figura verifica-se que os modelos de canais CEF possuem uma boa aproximação ao modelo DCCA para

as faixas de $f_D T$ indicadas na Tabela 18.

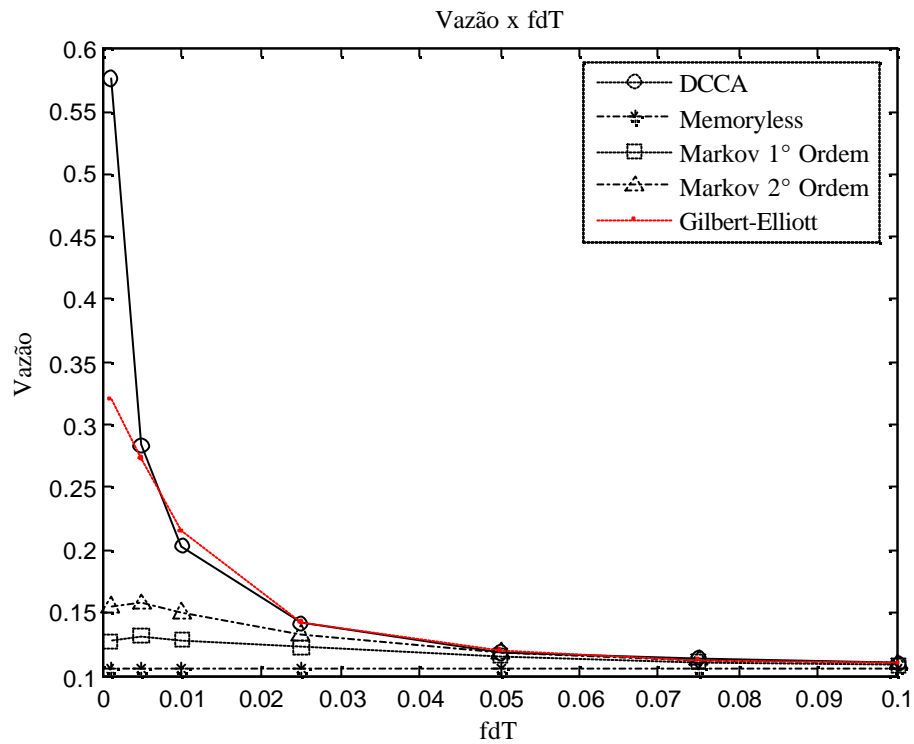
A partir das faixas de $f_D T$ delimitadas foram verificadas as faixas de valores de n em que os modelos CEF demonstram uma boa aproximação ao modelo DCCA. Através da Figura 25 observa-se os limitantes inferiores das faixas de $f_D T$ para SNR=15dB e 25dB em que os modelos são válidos para uma faixa de valores de n , conforme Tabela 18. Analisando a Figura 25 nota-se que a vazão diminui à medida que o tamanho do pacote aumenta, mantendo constante todos os outros parâmetros. Este efeito pode ser explicado pelo fato que a probabilidade de um pacote está livre de erros diminui com o aumento do tamanho do pacote. Também é observado melhoria nos modelos CEF em aproximar ao modelo DCCA com o aumento da SNR, conforme Figura 26.

A Figura 27 apresenta a vazão versus N para modulação BPSK com desvanecimento Rayleigh sem diversidade para $n=80$, $f_D T=0,005$ e SNR=15dB. Pode-se constatar que a vazão diminui à medida que o N do esquema GBN aumenta, e este fato é decorrente que quanto maior o N , maior será a quantidade de pacotes a serem retransmitidos quando um NACK é recebido pelo transmissor. Observa-se também a invariância da faixa de validade dos parâmetros do modelo GEC em relação ao modelo DCCA com a variação de N .

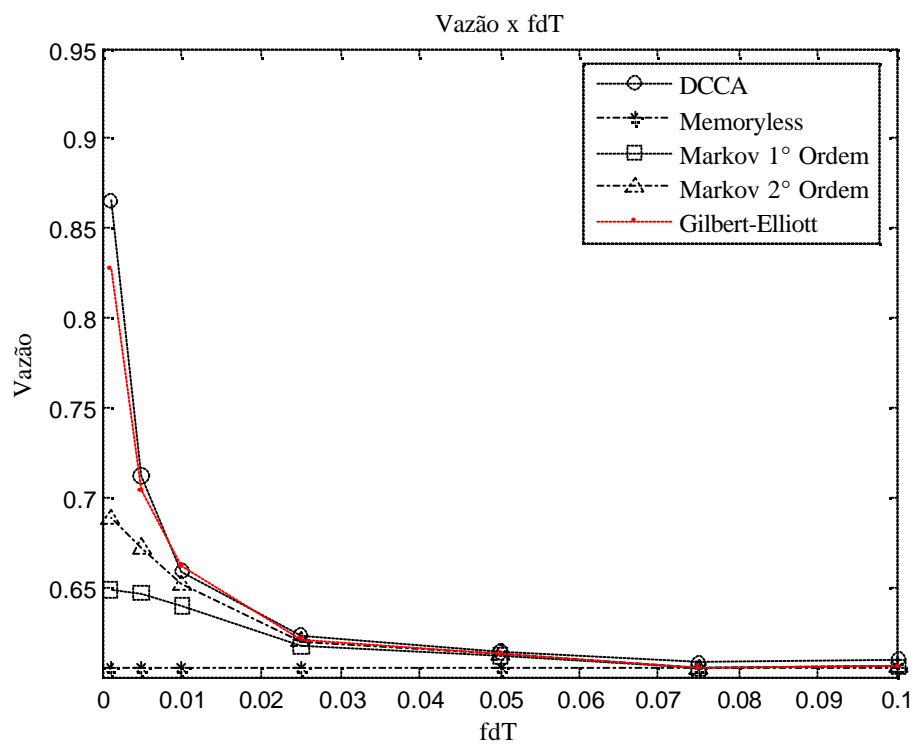
Definindo a eficiência do protocolo como a quantidade média de bits efetivamente transferidos com sucesso, ou seja, a quantidade de bits obtida pela multiplicação da vazão pelo tamanho do pacote n , nota-se que para determinados parâmetros a eficiência aumenta e/ou diminui com o aumento do tamanho do pacote, conforme mostra a Figura 28. Considerando o mesmo tamanho de pacote a eficiência diminui com o aumento de $f_D T$. Observa-se que dependendo dos parâmetros envolvidos há um valor ótimo do pacote que fornece uma máxima eficiência. Este valor ótimo do tamanho do pacote aumenta com o decréscimo da $f_D T$. O aumento da SNR fornece uma maior eficiência e o aumento do valor ótimo do comprimento do pacote. Com isso, conclui-se que dependendo do comportamento do canal móvel, desvanecimento lento ou rápido, a vazão máxima pode ser alcançada através do tamanho ótimo do pacote, adaptando dinamicamente as condições do canal móvel ao comprimento do pacote.

Tabela 18: Faixa de parâmetros de desvanecimento em que o modelo CEF é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro com modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh sem diversidade e $N=10$.

E_b/N_0	n	GEC	Markov 1ª ordem	Markov 2ª ordem
15dB	$n \leq 640$	$0,005 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,05 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,05 \leq f_D T \leq 0,1$
25dB	$n \leq 1280$	$0,005 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,025 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,01 \leq f_D T \leq 0,1$



(a)



(b)

Figura 24: Comparação da vazão (GBN) do modelo DCCA, do modelo Markov ($K=0,1,2$) e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh, $N=10$, $n=80$, $f_D T = [0,001, 0,005, 0,01, 0,025, 0,05, 0,075, 0,1]$ e $\text{SNR}=15\text{dB}$ (a), $\text{SNR}=25\text{dB}$ (b).

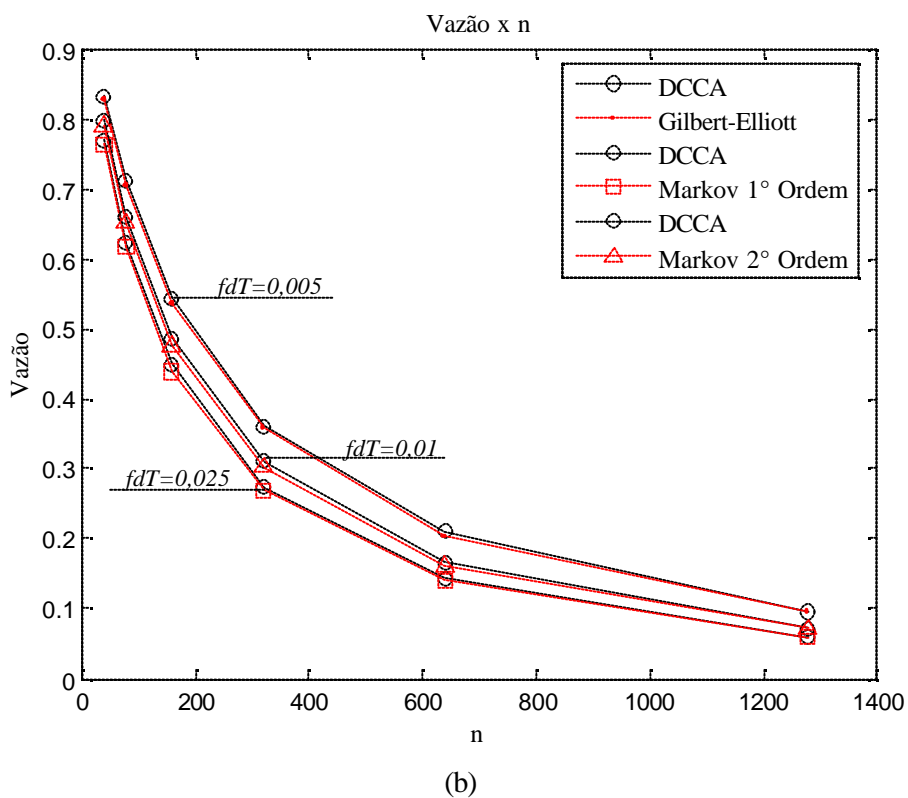
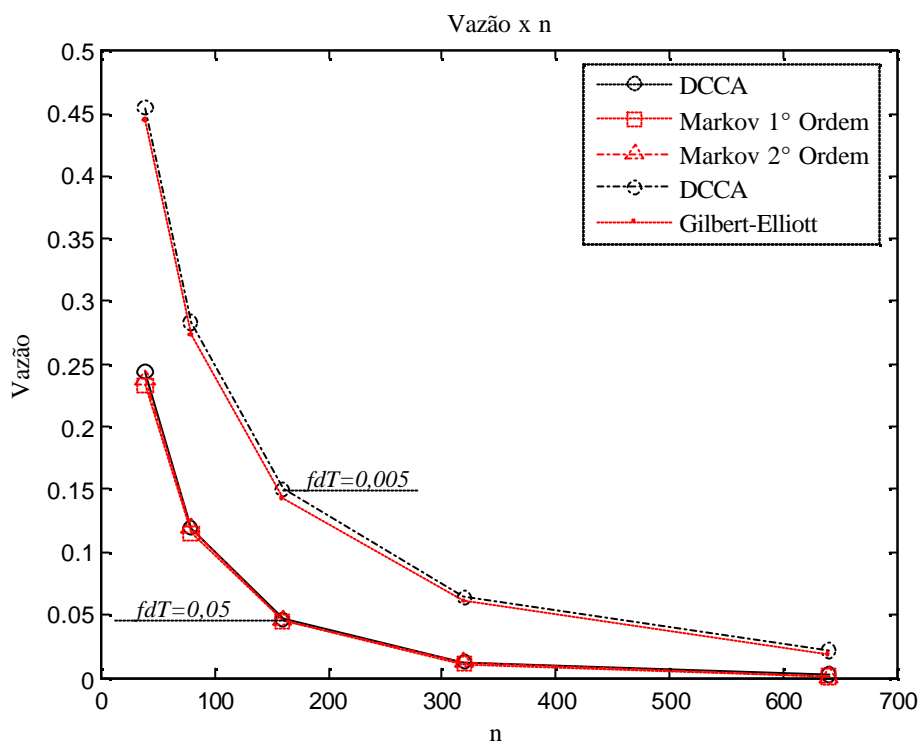


Figura 25: Comparação da vazão (GBN) do modelo DCCA, do modelo Markov ($K=0,1,2$) e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh, $N=10$ e $\text{SNR}=15\text{dB}$ (a), $\text{SNR}=25\text{dB}$ (b).

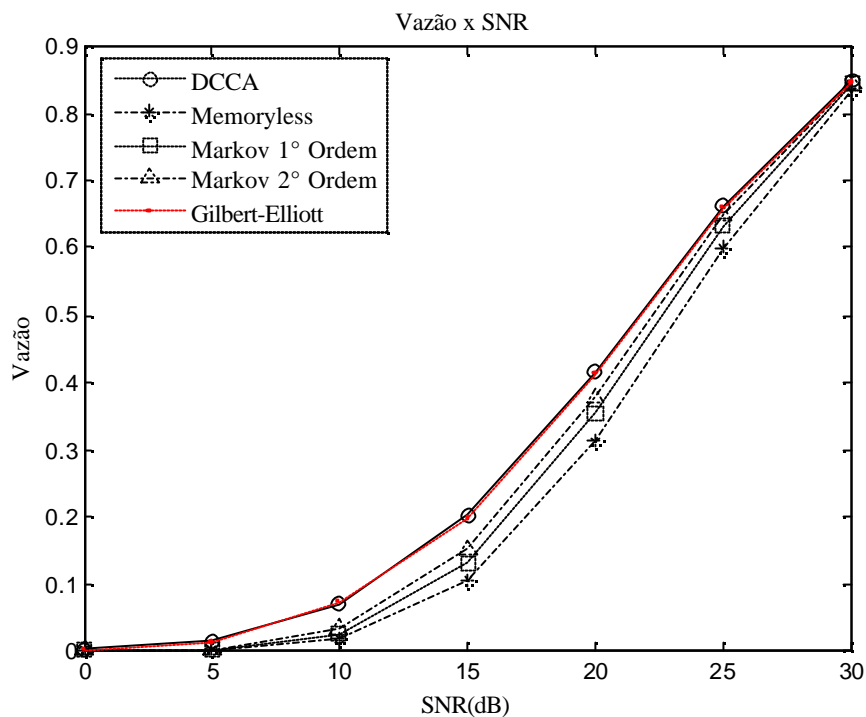


Figura 26: Comparação da vazão (GBN) do modelo DCCA, do modelo Markov ($K=0,1,2$) e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh, $N=10$, $n=80$ e $f_d T = 0,01$.

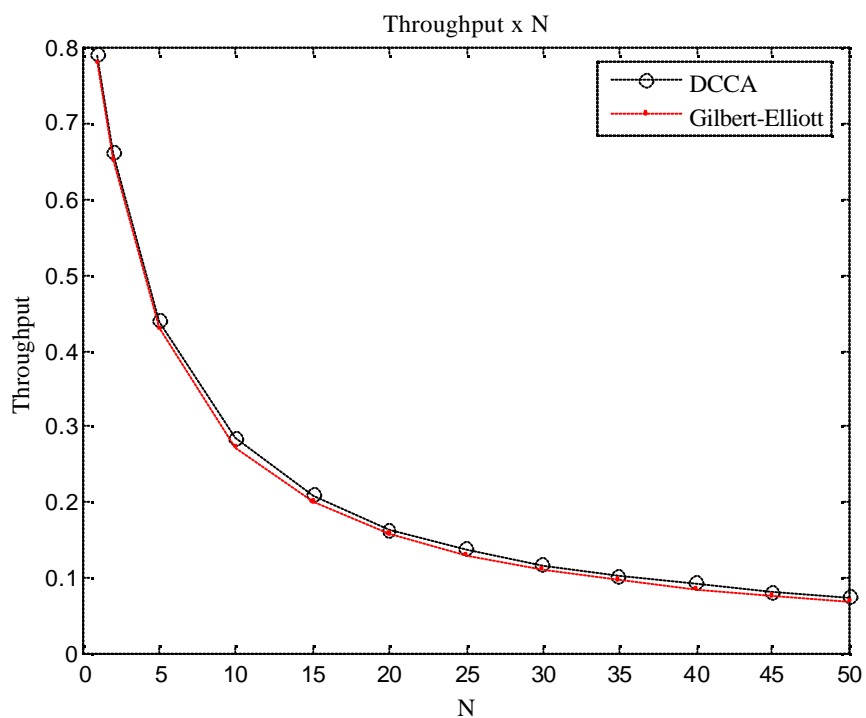
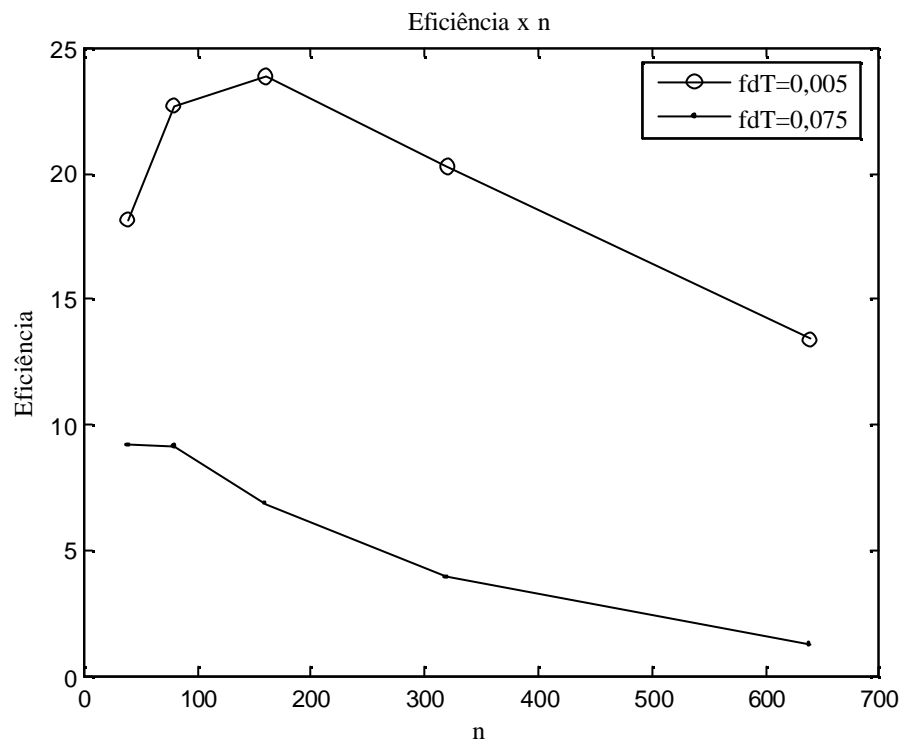
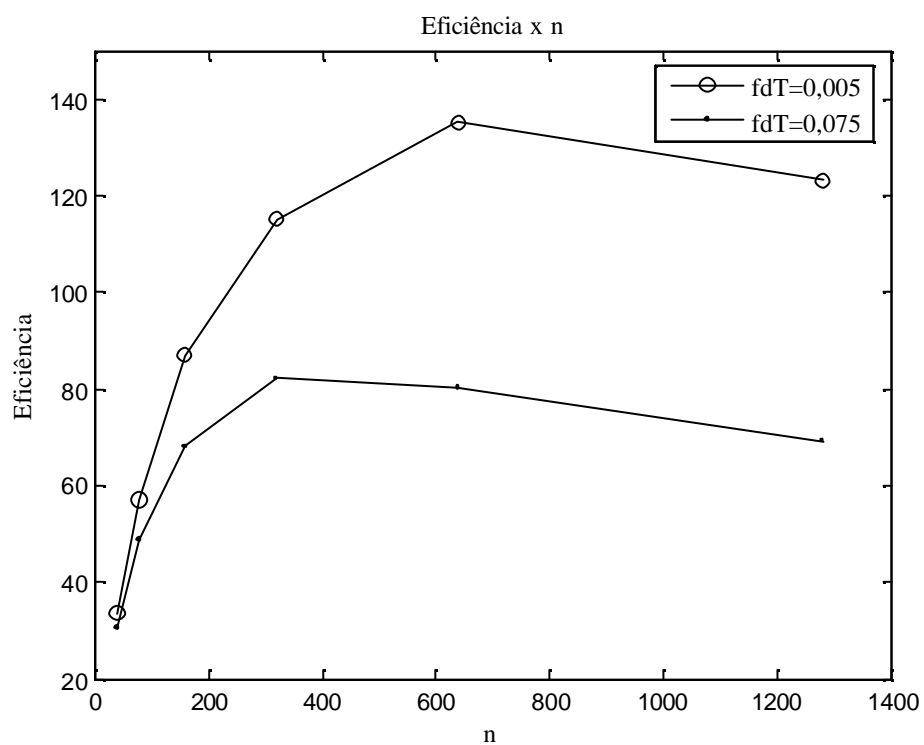


Figura 27: Comparação da vazão (GBN) do modelo DCCA, do modelo Markov ($K=0,1,2$) e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh, $n=80$, $f_d T = 0,005$ e $\text{SNR}=15\text{dB}$.



(a)



(b)

Figura 28: Eficiência x n tendo $f_d T$ como parâmetro para o modelo DCCA que utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh, $N=10$ e $\text{SNR}=15\text{dB}$ (a), $\text{SNR}=25\text{dB}$ (b).

A Figura 29 apresenta curvas de vazão versus $f_D T$ para a modulação DBPSK com desvanecimento Rayleigh sem diversidade para $N=10$, $n=80$ e SNR=15dB (a), SNR=25dB (b). Comparando a Figura 24 com a Figura 29 observa-se que a vazão para modulação BPSK é maior que para modulação DBPSK. Este fato já era esperado, uma vez que a modulação BPSK apresenta melhor desempenho que a modulação DBPSK em canais RAGB e em canais com desvanecimento. Assim, dependendo da aplicação, pode ser mais interessante utilizar uma modulação que possua uma vazão menor, mas que possua recepção não-coerente. Nota-se que a vazão para a modulação DBPSK decresce bruscamente com o aumento da velocidade, uma vez que o sistema diferencial deve funcionar adequadamente para um canal lento (fase constante em intervalos subsequentes).

A Figura 30 apresenta curvas de vazão versus n para a modulação DBPSK com desvanecimento Rayleigh sem diversidade para $N=10$ e SNR=15dB (a), SNR=25dB (b). Analisando a Figura 29 e a Figura 30 é observado que os modelos de canais CEF possuem uma boa aproximação ao modelo DCCA para os parâmetros indicados na Tabela 19. Pode-se constatar pelas curvas que para desvanecimentos mais lentos o GEC apesar de não mostrar uma boa precisão ao modelo DCCA, possui maior tendência de acompanhar o modelo DCCA do que os modelos de Markov ($K=0,1,2$). Com o aumento da SNR de 15dB para 25dB verifica-se tanto o aumento do n quanto o valor da faixa de $f_D T$ válida, em que os modelos CEF se aproximam do modelo DCCA. Foi constatado que o GEC com SNR=25dB e $f_D T < 0,005$ apesar de não mostrar uma boa precisão ao DCCA para $n \leq 80$, possui maior concordância ao modelo DCCA e podem servir como referência aproximada para cálculos de vazão do esquema GBN do protocolo ARQ.

Analisando a eficiência para a modulação DBPSK observou-se também a existência de um valor ótimo do pacote que fornece uma máxima eficiência.

A Figura 31 apresenta a vazão versus SNR para a modulação DBPSK com desvanecimento Rayleigh sem diversidade para $N=10$, $n=80$ e $f_D T = 0,01$. Com o aumento da SNR observa-se a melhoria nos modelos CEF em aproximar ao modelo DCCA. Esta melhoria pode não ser visível facilmente quando aumentamos a SNR de 15dB para 20dB, porém o erro percentual do CEF em relação ao DCCA diminui com o aumento da SNR.

Tabela 19: Faixa de parâmetros de desvanecimento em que o modelo CEF é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro com modulação DBPSK com desvanecimento Rayleigh sem diversidade e $N=10$.

E_b/N_0	n	GEC	Markov 1ª ordem	Markov 2ª ordem
15dB	$n \leq 320$	$0,025 < f_D T \leq 0,1$	$0,05 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,05 \leq f_D T \leq 0,1$
25dB	$n \leq 1280$	$0,01 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,025 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,025 \leq f_D T \leq 0,1$

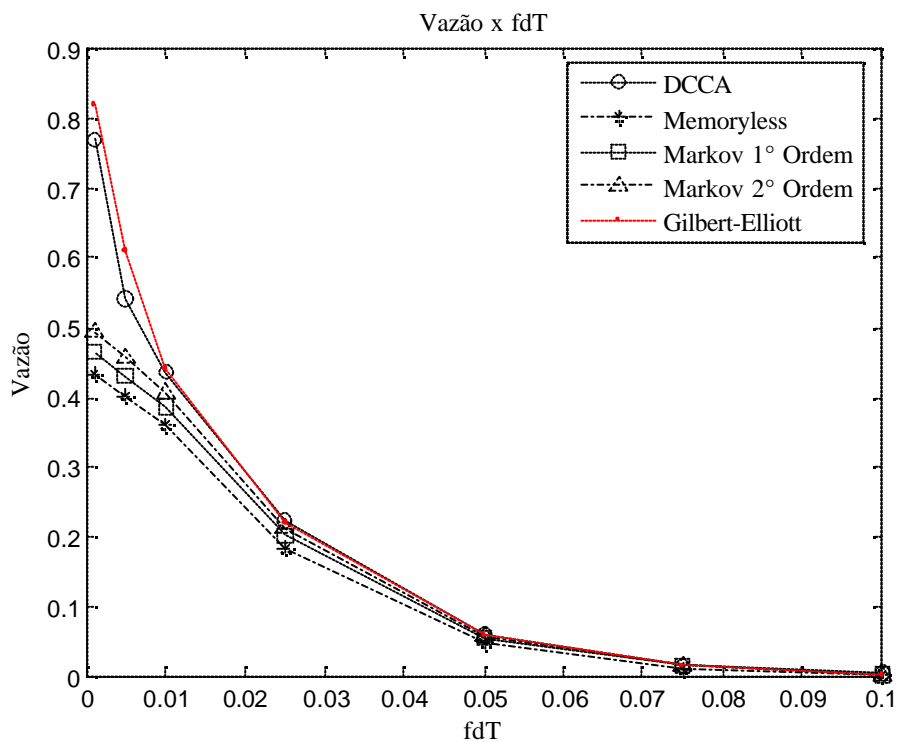
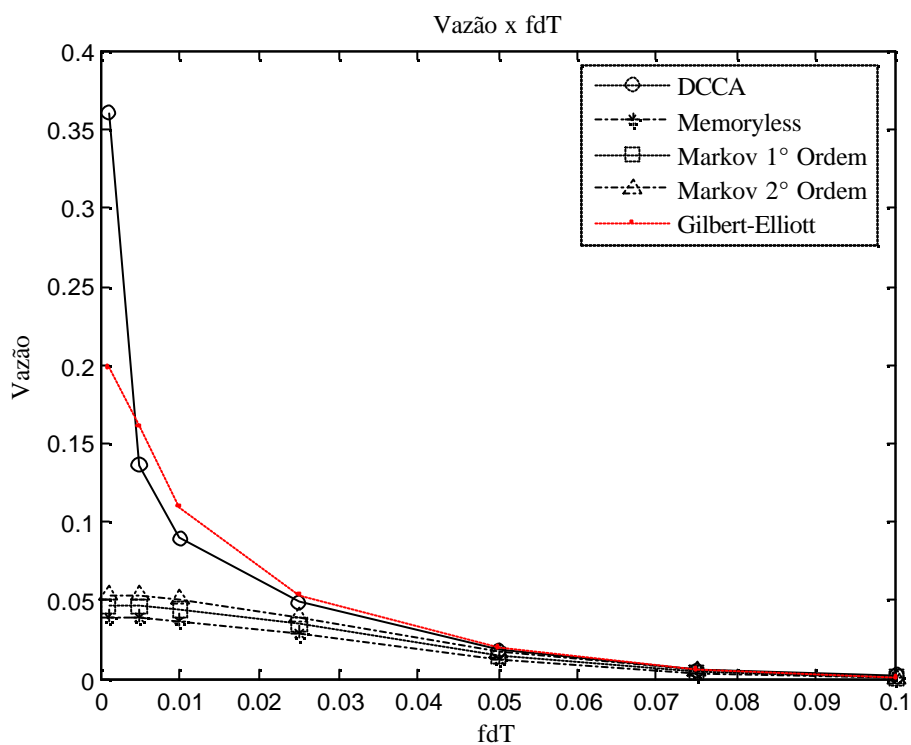
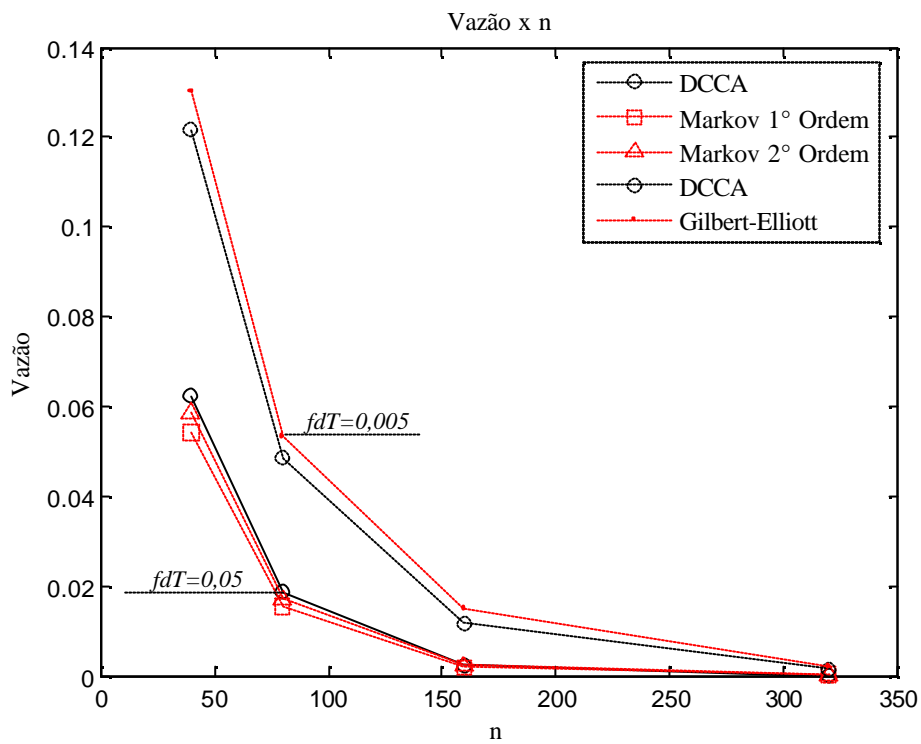
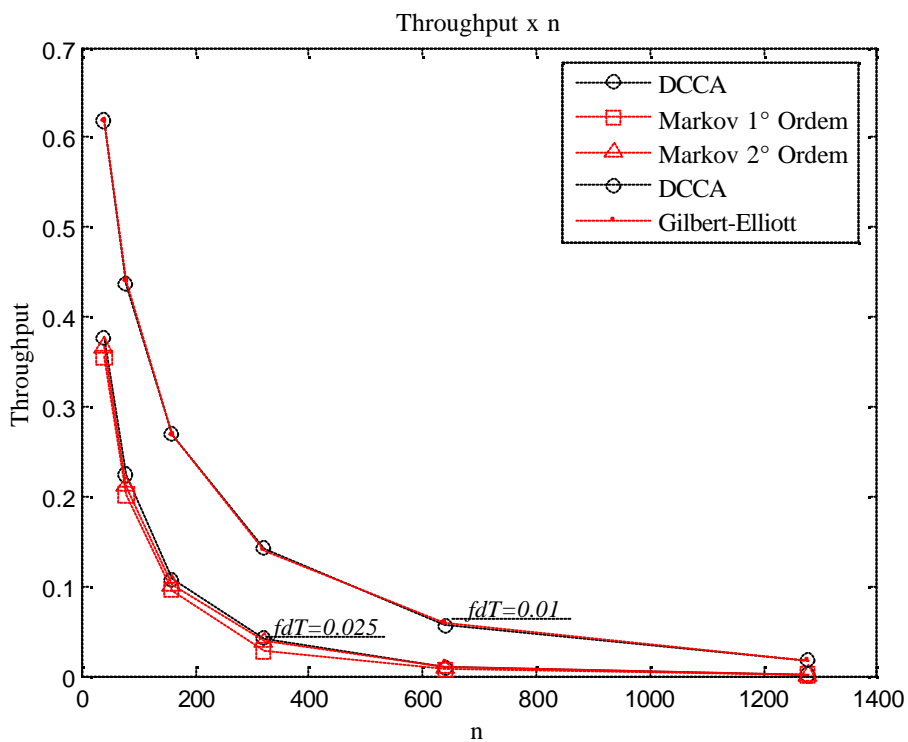


Figura 29: Comparação da vazão (GBN) do modelo DCCA, do modelo Markov ($K=0,1,2$) e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação DBPSK, desvanecimento Rayleigh, $N=10$, $n=80$, $f_d T = [0,001 \ 0,005 \ 0,01 \ 0,025 \ 0,05 \ 0,075 \ 0,1]$ e $\text{SNR}=15\text{dB}$ (a), $\text{SNR}=25\text{dB}$ (b).



(a)



(b)

Figura 30: Comparação da vazão (GBN) do modelo DCCA, do modelo Markov ($K=0,1,2$) e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação DBPSK, desvanecimento Rayleigh, $N=10$ e $\text{SNR}=15\text{dB}$ (a), $\text{SNR}=25\text{dB}$ (b).

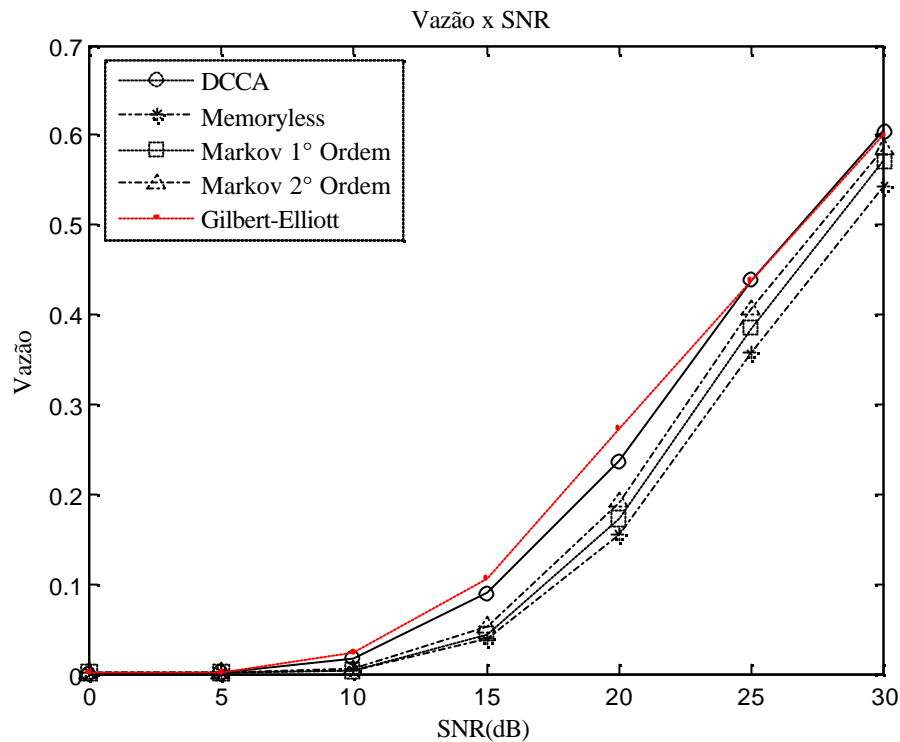


Figura 31: Comparação da vazão (GBN) do modelo DCCA, do modelo Markov ($K=0,1,2$) e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação DBPSK, desvanecimento Rayleigh, $N=10$, $n=80$ e $f_d T = 0,01$.

Realizando o mesmo procedimento para obter a faixa de parâmetros em que os modelos de canais CEF possuem uma boa aproximação ao modelo DCCA para a modulação BFSK não coerente em canais com desvanecimento Rayleigh obtemos os parâmetros indicados na Tabela 20. Pode-se constatar que as faixas de parâmetros para esta modulação possuem valores intermediários entre a modulação BPSK e DBPSK, ou seja, possuem melhor aproximação ao modelo DCCA para sistemas de comunicação utilizando a modulação DBPSK, porém menos preciso para modelos com sistemas usando modulação BPSK.

Tabela 20: Faixa de parâmetros de desvanecimento em que o modelo CEF é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro com modulação BFSK não coerente com desvanecimento Rayleigh sem diversidade e $N=10$.

E_b/N_0	n	GEC	Markov 1ª ordem	Markov 2ª ordem
15dB	$n \leq 320$	$0,01 < f_d T \leq 0,1$	$0,05 \leq f_d T \leq 0,1$	$0,05 \leq f_d T \leq 0,1$
25dB	$n \leq 1280$	$0,005 \leq f_d T \leq 0,1$	$0,025 \leq f_d T \leq 0,1$	$0,025 \leq f_d T \leq 0,1$

6.2.2 Análise da Vazão para Desvanecimento Rice

A Figura 32 apresenta curvas de vazão versus $f_D T$ para a modulação BPSK com desvanecimento Rice sem diversidade para $K_R=5\text{dB}$, $N=10$, $n=80$ e $\text{SNR}=15\text{dB}$ (a), $\text{SNR}=25\text{dB}$ (b). Comparando a Figura 24 com a Figura 32 observa-se que a vazão para o canal com desvanecimento Rice é maior que para o canal com desvanecimento Rayleigh, pois o desvanecimento Rice modela a presença de visada direta, reduzindo um pouco os efeitos do desvanecimento.

A partir de curvas de vazão versus $f_D T$, como a Figura 32, foi observado que os modelos de canais CEF devem ser uma boa aproximação ao DCCA para os parâmetros indicados na Tabela 21. Pode-se constatar pela Figura 32 que os modelos de Markov ($K=0,1,2$) não fornecem aproximação ao modelo DCCA para $\text{SNR}=15\text{dB}$. Com o aumento da SNR de 15dB para 25dB pode-se observar que a faixa de $f_D T$ em que o modelo é válido aumentou para o GEC e os modelos de Markov obtiveram uma grande melhoria na sua capacidade de aproximar o DCCA.

Analisando a eficiência para a modulação BPSK com desvanecimento Rice e $\text{SNR}=15\text{dB}$, foi verificado o mesmo comportamento da modulação BPSK e DBPSK com desvanecimento Rayleigh. Convém ressaltar que para $\text{SNR}=25\text{dB}$ a eficiência aumenta com o tamanho de pacotes analisados neste trabalho, conforme Figura 33.

Comparando a Tabela 18 com a Tabela 21 nota-se que a faixa em que o modelo GEC apresenta uma boa precisão ao modelo DCCA diminui. Isto pode ser explicado pelo fato que o modelamento de canais com desvanecimento Rice é mais complexo do que o modelamento para canais com desvanecimento Rayleigh, sendo assim necessários modelos mais sofisticados.

A Figura 34 apresenta a curva da vazão versus SNR para a modulação BPSK com desvanecimento Rice sem diversidade para $K_R=5\text{dB}$, $N=10$, $n=80$ e $f_D T = 0,01$. Também é verificada a melhoria nos modelos CEF em aproximar ao modelo DCCA com o aumento da SNR para canais com desvanecimento Rice. Esta figura mostra que a partir da $\text{SNR}=25\text{dB}$ o modelo GEC é válido para $f_D T = 0,01$, e para 30dB os modelos de Markov fornecem uma boa aproximação ao modelo DCCA.

Tabela 21: Faixa de parâmetros de desvanecimento em que o modelo CEF é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro com modulação BPSK com desvanecimento Rice ($K_R=5\text{dB}$) sem diversidade e $N=10$.

E_b/N_0	n	GEC	Markov 1ª ordem	Markov 2ª ordem
15dB	$n \leq 1280$	$0,025 \leq f_D T \leq 0,1$	-	-
25dB	$n \leq 1280$	$0,01 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,05 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,025 \leq f_D T \leq 0,1$

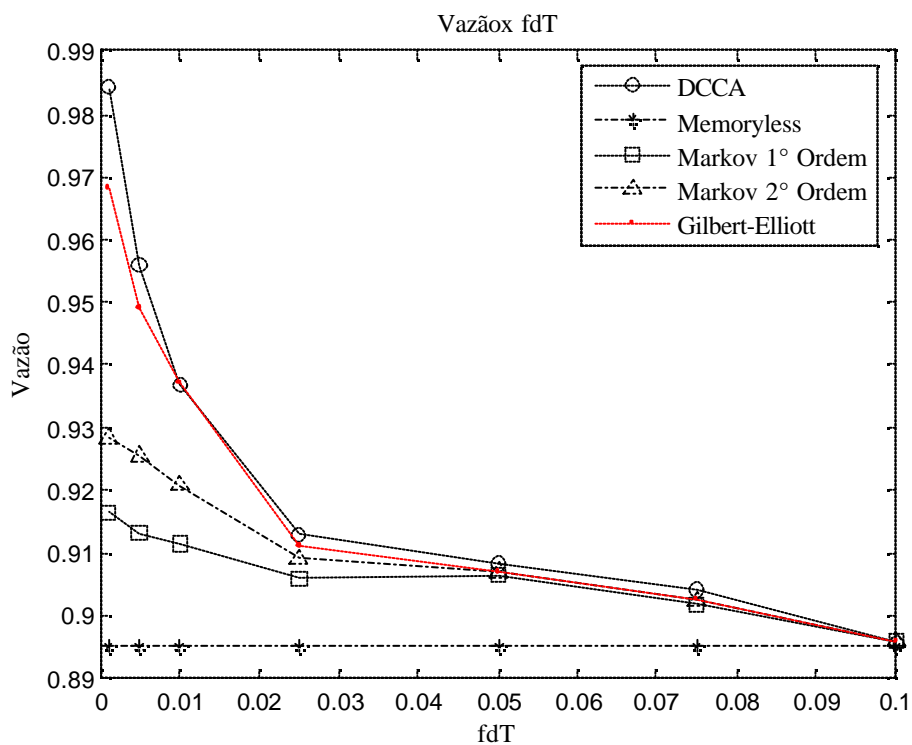
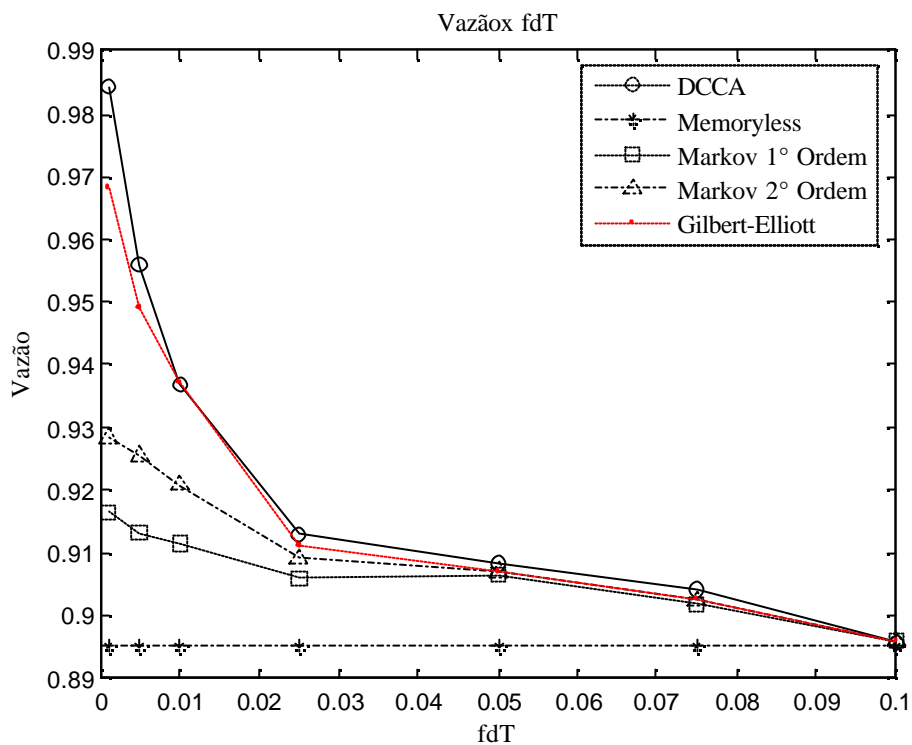


Figura 32: Comparação da vazão (GBN) do modelo DCCA, do modelo Markov ($K=0,1,2$) e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rice ($K_R=5\text{dB}$), $N=10$, $n=80$, $f_d T = [0,001 \ 0,005 \ 0,01 \ 0,025 \ 0,05 \ 0,075 \ 0,1]$ e $\text{SNR}=15\text{dB}$ (a), $\text{SNR}=25\text{dB}$ (b).

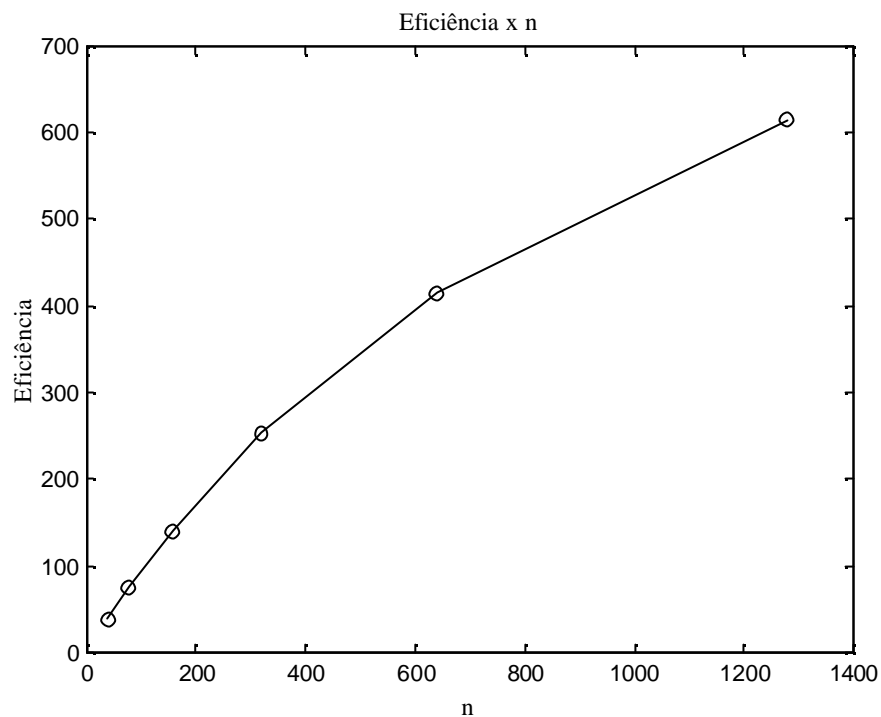


Figura 33: Eficiência $\times n$ para o modelo DCCA que utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rice ($K_R=5\text{dB}$), $N=10$, $f_D T = 0,01$ e $\text{SNR}=25\text{dB}$.

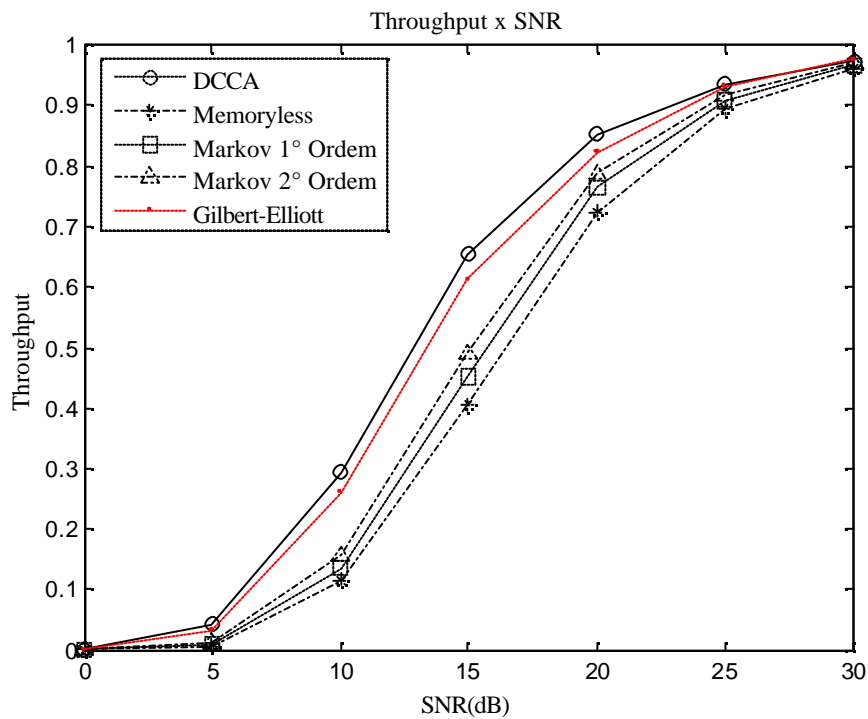


Figura 34: Comparação da vazão (GBN) do modelo DCCA, do modelo Markov ($K=0,1,2$) e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rice ($K_R=5\text{dB}$), $N=10$, $n=80$ e $f_D T = 0,01$.

Realizando o mesmo procedimento para obter a faixa de parâmetros em que os modelos de canais CEF possuem uma boa aproximação ao modelo DCCA para a modulação BFSK não coerente em canais com desvanecimento Rice obtemos os parâmetros indicados na Tabela 22. A referência [66] apresenta resultados de validação de modelos CEF similares aos mostrados nas Tabela 20 e Tabela 22 para a modulação BFSK não coerente obtidos a partir da comparação de várias estatísticas, tais como correlação de seqüência binária e capacidade do canal. Comparando as faixas válidas para o modelo GEC em [66] com os valores obtidos podemos concluir que existe uma faixa de $f_D T$ em comum para um dado valor de SNR em que o modelo GEC é boa aproximação ao modelo DCCA para as estatísticas mostradas em [66] e a adotada neste trabalho, ou seja, a vazão.

Tabela 22: Faixa de parâmetros de desvanecimento em que o modelo CEF é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro com modulação BFSK não coerente com desvanecimento Rice ($K_R=5\text{dB}$) sem diversidade e $N=10$.

E_b/N_0	n	GEC	Markov 1 ^a ordem	Markov 2 ^a ordem
15dB	$n \leq 320$	$0,01 < f_D T \leq 0,1$	$0,05 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,05 \leq f_D T \leq 0,1$
25dB	$n \leq 1280$	$0,005 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,025 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,025 \leq f_D T \leq 0,1$

6.2.3 Análise da Vazão em Sistemas com Diversidade Espacial

A seguir serão analisados os comportamentos dos modelos CEF em relação ao modelo DCCA quando o sistema de comunicação digital possui diversidade espacial com 2 antenas, utilizando a regra de combinação MRC, conforme descrita anteriormente.

A Figura 35 apresenta curvas de vazão versus $f_D T$ para modulação BPSK com desvanecimento Rayleigh com diversidade para $N=10$, $n=80$ e $\text{SNR}=15\text{dB}$. Comparando a Figura 24 (a) com a Figura 35 observa-se que a vazão aumenta para o sistema com diversidade, assim como nota-se um menor decréscimo com $f_D T$.

A Figura 36 apresenta a curva da vazão versus SNR para a modulação BPSK com desvanecimento Rayleigh com diversidade, $f_D T = 0,001$, $N=10$ e $n=1280$. Observa-se a melhoria nos modelos CEF em aproximar ao modelo DCCA com o aumento da SNR, assim como o aumento da vazão, em conformidade com as análises efetuadas para sistemas sem diversidade. Para $\text{SNR}=25\text{dB}$ os modelos CEF em análise podem ser considerados bons em aproximar ao modelo DCCA.

A partir de curvas de vazão mostradas nas Figura 35 e Figura 36, foi observado que os modelos de canais CEF devem ser uma boa aproximação ao DCCA para os parâmetros indicados na Tabela 23. Comparando a Tabela 23 com a Tabela 18 constata-se que para $\text{SNR}=25\text{dB}$ há um aumento considerável na faixa em que os modelos CEF são válidos.

Para modulação BPSK com desvanecimento Rice com diversidade e $\text{SNR}=15\text{dB}$ notou-se que a vazão permanece praticamente constante (em torno de 0,99) para todo comprimento de pacotes e toda faixa de $f_D T$ analisada. Portanto, os modelos de Markov ($K=0,1,2$) e o modelo GEC fornecem uma boa aproximação ao DCCA para toda faixa avaliada.

Para a modulação BPSK com desvanecimento Rayleigh ou Rice e com diversidade é observado que a eficiência possui o mesmo comportamento da modulação BPSK com desvanecimento Rice ($K_R=5\text{dB}$) sem diversidade e $\text{SNR}=25\text{dB}$.

Tabela 23: Faixa de parâmetros de desvanecimento em que o modelo CEF é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro com modulação BPSK com desvanecimento Rayleigh com diversidade espacial e $N=10$.

E_b/N_0	n	GEC	Markov 1 ^a ordem	Markov 2 ^a ordem
15dB	$n \leq 1280$	$0,005 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,05 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,025 \leq f_D T \leq 0,1$
25dB	$n \leq 1280$	$0,001 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,001 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,001 \leq f_D T \leq 0,1$

Analisando as curvas de vazão para a modulação DBPSK com desvanecimento Rayleigh e diversidade, como mostrado na Figura 37 e na Figura 38, observa-se que os modelos de canais CEF são uma boa aproximação ao DCCA para os parâmetros indicados na Tabela 24. Apesar do decréscimo menos acentuado da vazão com $f_D T$ em relação a sistemas sem diversidade, nota-se que o mesmo tende a zero para velocidades mais altas. Comparando a Tabela 19 com a Tabela 24 observa-se que a diversidade expande consideravelmente a faixa em que os modelos CEF são válidos.

Analisando a eficiência para a modulação DBPSK com diversidade, foi verificado o mesmo comportamento da modulação DBPSK sem diversidade, observando a existência de um valor ótimo do pacote que fornece uma máxima eficiência.

Tabela 24: Faixa de parâmetros de desvanecimento em que o modelo CEF é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro com modulação DBPSK com desvanecimento Rayleigh com diversidade espacial e $N=10$.

E_b/N_0	n	GEC	Markov 1 ^a ordem	Markov 2 ^a ordem
15dB	$n \leq 1280$	$0,005 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,05 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,025 \leq f_D T \leq 0,1$
25dB	$n \leq 1280$	$0,001 < f_D T \leq 0,1$	$0,025 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,01 \leq f_D T \leq 0,1$

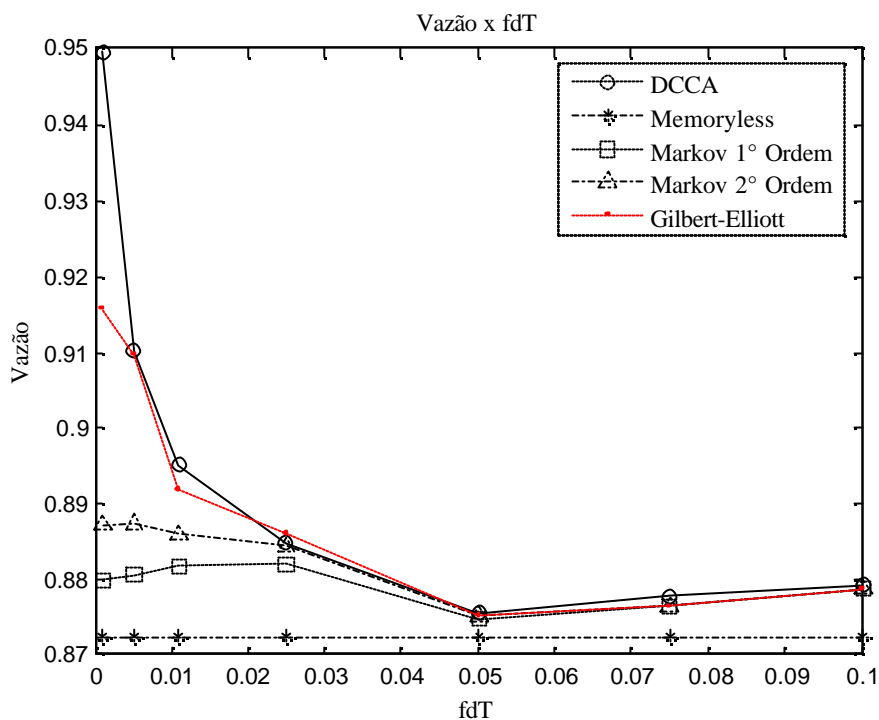


Figura 35: Comparação da vazão (GBN) do modelo DCCA, do modelo Markov ($K=0,1,2$) e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh, com diversidade espacial, $N=10$, $n=80$, $f_d T = [0,001 \ 0,005 \ 0,01 \ 0,025 \ 0,05 \ 0,075 \ 0,1]$ e $\text{SNR}=15\text{dB}$.

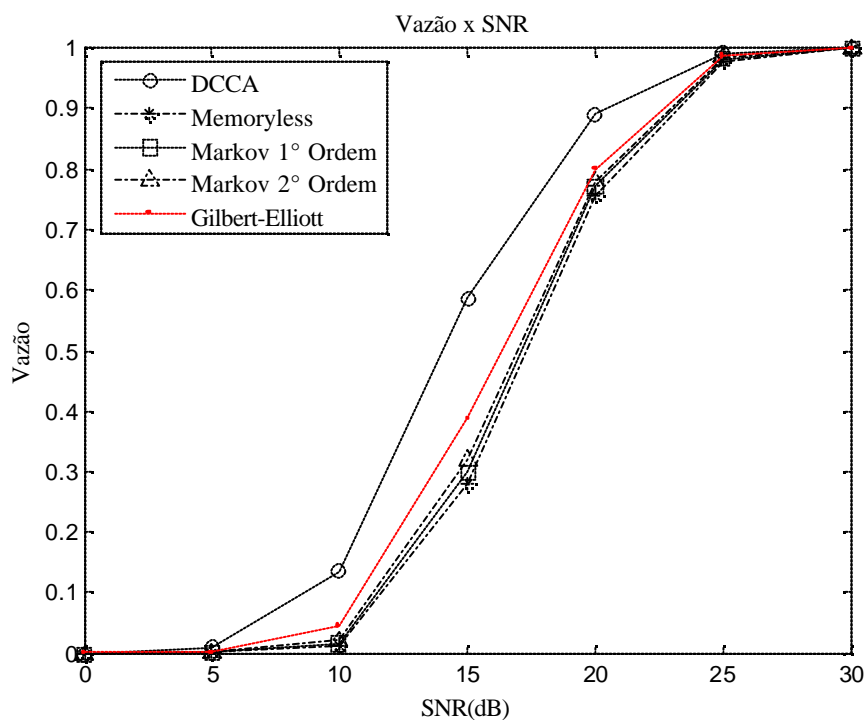
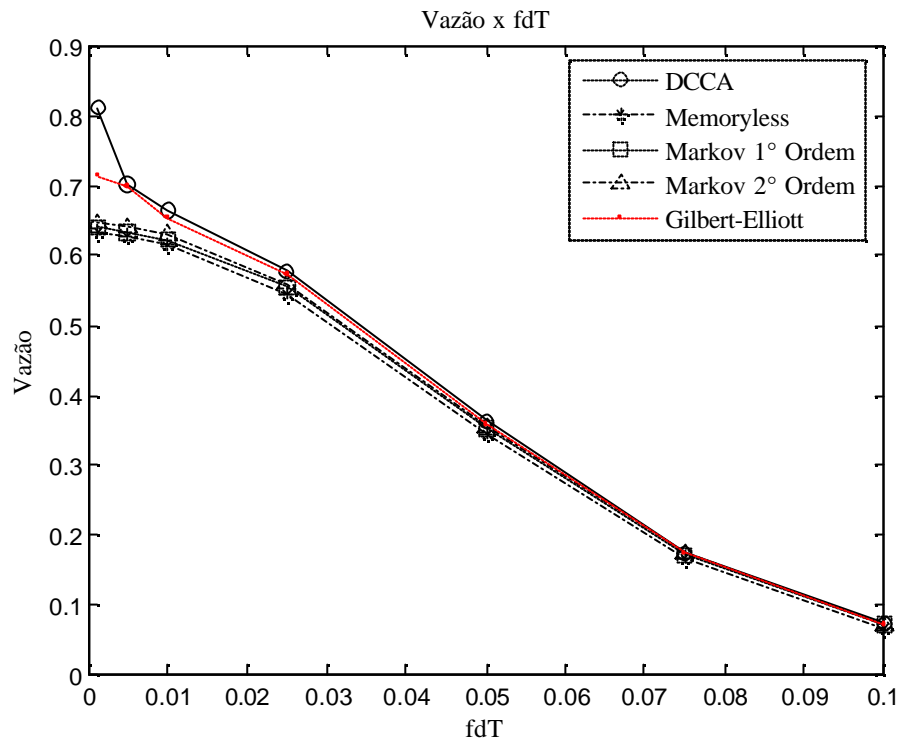
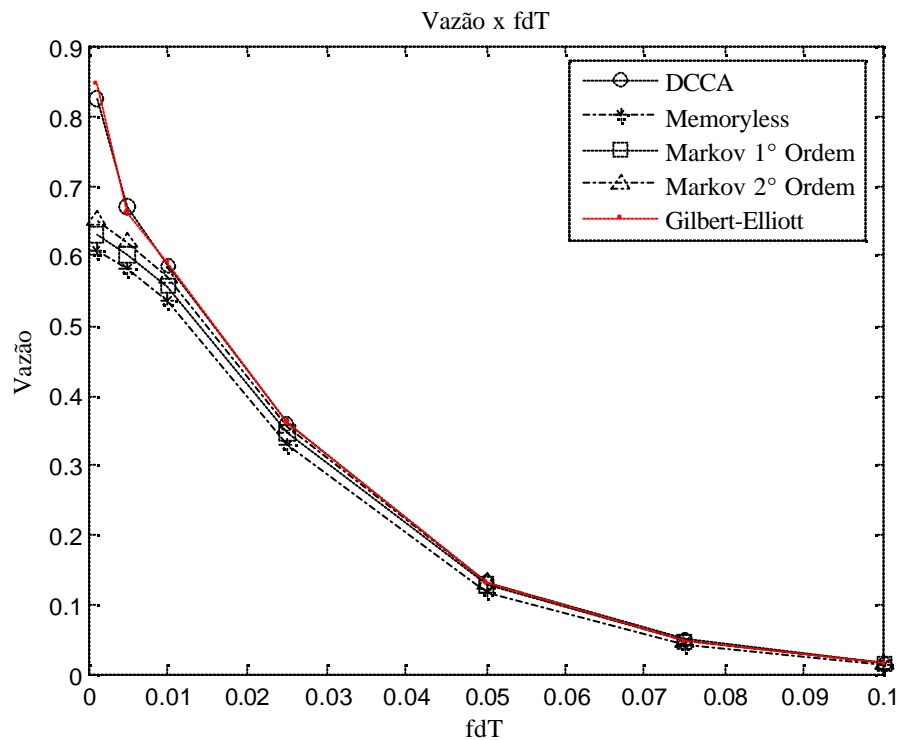


Figura 36: Comparação da vazão (GBN) do modelo DCCA, do modelo Markov ($K=0,1,2$) e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh, com diversidade espacial, $N=10$, $n=1280$ e $f_d T = 0,001$.



(a)



(b)

Figura 37: Comparação da vazão (GBN) do modelo DCCA, do modelo Markov ($K=0,1,2$) e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação DBPSK, desvanecimento Rayleigh, com diversidade espacial, $N=10$, $n=80$, $f_d T = [0,001 \ 0,005 \ 0,01 \ 0,025 \ 0,05 \ 0,075 \ 0,1]$ e SNR=15dB (a), SNR=25dB (b).

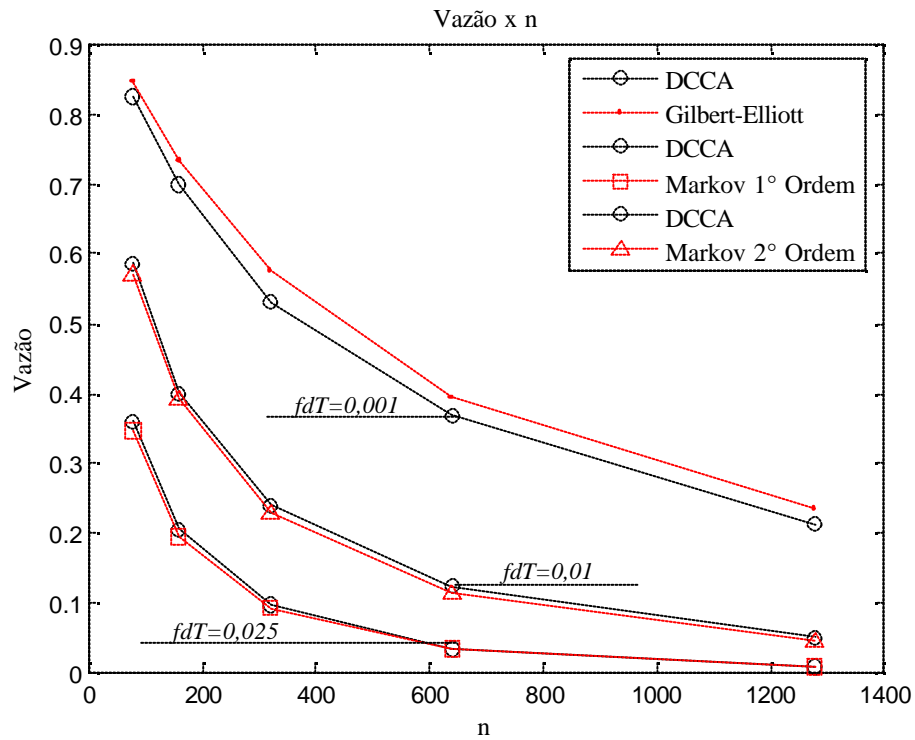
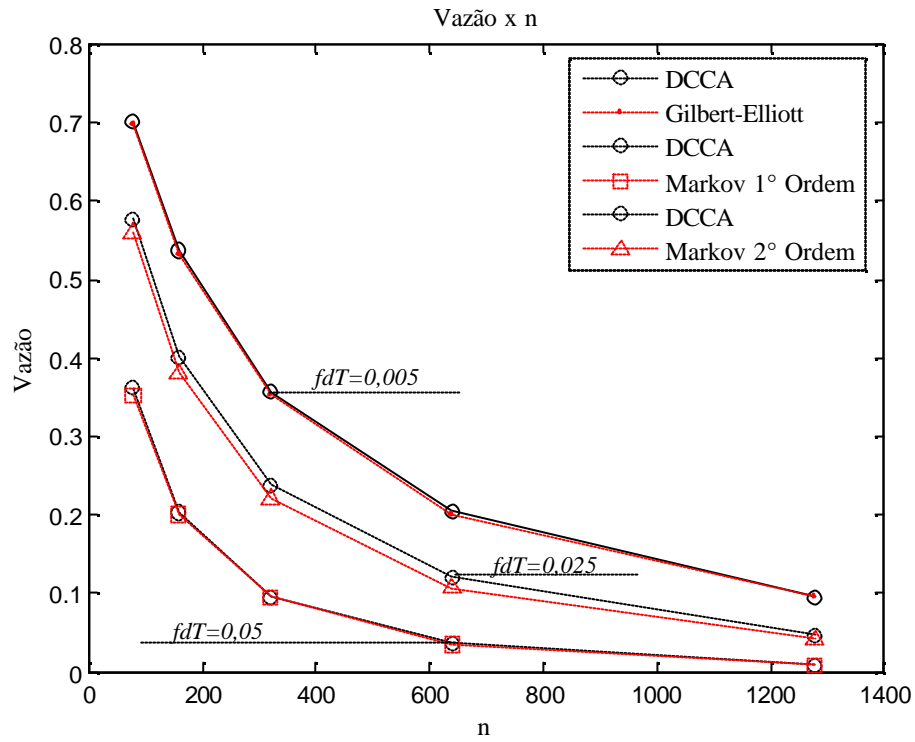


Figura 38: Comparação da vazão (GBN) do modelo DCCA e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação DBPSK, desvanecimento Rayleigh, com diversidade espacial, $N=10$ e $\text{SNR}=15\text{dB}$ (a), $\text{SNR}=25\text{dB}$ (b).

6.3 Análise da Vazão para Protocolo ARQ Híbrido

Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos para a vazão do esquema GBN com parâmetro N do protocolo ARQ híbrido tipo I para o modelo DCCA e modelos CEF com modulação BPSK em canais com desvanecimento Rayleigh.

No caso de um sistema ARQ híbrido tipo I usando um código detector/corretor de erro, desprezando a probabilidade de erros não detectáveis e a probabilidade de erros não corrigíveis, definimos A como um conjunto com seqüências binárias de comprimento n com peso de Hamming igual e inferior a t . Assumiremos que a ocorrência de qualquer outra seqüência de erro é detectada e uma retransmissão é solicitada.

Defina uma série geradora composta pelas matrizes $\mathbf{P}(0)$ e $\mathbf{P}(1)$ dos modelos CEF como

$$F(s) = (\mathbf{P}(0) + \mathbf{P}(1)s)^n, \quad (6.15)$$

em que n é o comprimento do pacote. Podemos escrever a série geradora definida em (6.15) como

$$F(s) = \mathbf{P}(\mathbf{A}_0) + \mathbf{P}(\mathbf{A}_1)s + \mathbf{P}(\mathbf{A}_2)s^2 + \dots + \mathbf{P}(\mathbf{A}_n)s^n. \quad (6.16)$$

A partir de (6.16) nota-se que $\mathbf{P}(\mathbf{A}_i)$ corresponde ao evento composto por seqüências binárias com peso de Hamming igual a i . Portanto, as matrizes $\mathbf{P}(A)$ e $\mathbf{P}(\bar{A})$, para um código que possui capacidade de correção t , são dadas por

$$\begin{aligned} \mathbf{P}(A) &= \mathbf{P}(\mathbf{A}_0) + \mathbf{P}(\mathbf{A}_1) + \dots + \mathbf{P}(\mathbf{A}_t), \\ \mathbf{P}(\bar{A}) &= \mathbf{P}^n - \mathbf{P}(A) = \mathbf{P}(\mathbf{A}_{t+1}) + \mathbf{P}(\mathbf{A}_{t+2}) + \dots + \mathbf{P}(\mathbf{A}_n). \end{aligned} \quad (6.17)$$

Na análise desenvolvida nesta seção, para cada conjunto de parâmetros do canal DCCA, usamos a simulação para parametrizar modelos CEF e encontrar as matrizes $\mathbf{P}(0)$ e $\mathbf{P}(1)$ que descrevem o comportamento do canal. Serão usadas (6.13) e (6.17) para calcular a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ híbrido tipo I de modelos CEF específicos.

6.3.1 Análise da Vazão para Desvanecimento Rayleigh

A Figura 39 apresenta a vazão versus $f_D T$ para modulação BPSK com desvanecimento Rayleigh sem diversidade para $N=10$, $n=80$, $\text{SNR}=15\text{dB}$ e $t=2$ (a), $t=3$ (b). Comparando os valores da Figura 24 (a) com os valores da Figura 39, observa-se que o sistema de comunicação operando com o protocolo HARQ possui um maior vazão. Analisando a vazão do protocolo HARQ para estes parâmetros específicos, constatamos que para $f_D T$ pequeno, este decai com o aumento de $f_D T$

até um valor mínimo. Após este valor, a vazão aumenta com o aumento de $f_D T$. A explicação para este efeito é que quanto maior a velocidade, maior variação no canal móvel, e assim os erros tendem a ocorrer mais dispersos afetando maior número de pacotes, mas se os erros forem em número menor ou igual que a capacidade de correção do código, estes serão corrigidos e decodificados corretamente. Para velocidades mais lentas, os erros tendem a ocorrer em surtos, ocasionando um menor número de pacotes errados, mas podendo prejudicar a capacidade de correção do código, e conseqüentemente, aumentando a taxa de retransmissão. Para SNR=25dB (ver Figura 40) observamos que a vazão cai com $f_D T$.

Analisando a Figura 39 e Figura 40 observa-se que os modelos de canais CEF possuem uma boa aproximação ao modelo DCCA para os parâmetros indicados na Tabela 25 e na Tabela 26. Observa-se que a faixa de $f_D T$ válida para os modelos CEF representar uma boa aproximação do modelo DCCA tende a melhorar com o aumento da SNR. A partir da Tabela 25 e da Tabela 26, conclui-se que quanto maior a capacidade de correção de erro (t) maior a dificuldade de modelar o canal DCCA com modelos CEF, ou seja, o erro percentual dos modelos em relação ao DCCA se torna maior, todavia dependendo do valor de SNR analisado os modelos CEF se tornam uma boa aproximação. Também foi observada a invariância da faixa de validade dos parâmetros do modelo GEC em relação ao modelo DCCA com a variação do parâmetro N do esquema GBN.

A Figura 41 apresenta a vazão versus $f_D T$ para modulação BPSK com desvanecimento Rayleigh sem diversidade para $N=10$, $n=160$, $t=3$ e SNR=15dB (a), SNR=25dB (b). Comparando estes valores com os valores da Figura 39 (b) e Figura 40 (b), observa-se o decréscimo da vazão com o aumento do comprimento do pacote. A partir desta figura observa-se que os modelos de canais CEF possuem uma boa aproximação ao modelo DCCA para os parâmetros indicados na Tabela 27. Observa-se também que a vazão na Figura 41 (b) aumenta com $f_D T$. A explicação para este efeito é que quando aumenta a SNR diminui a quantidade média de erros, facilitando a capacidade de correção do código para velocidades altas. Para velocidades mais lentas, os erros tendem a ocorrer em surtos, ocasionando um menor número de pacotes errados, mas prejudicando a capacidade de correção do código, e conseqüentemente, aumentando a taxa de retransmissão.

Comparando os valores da Tabela 25, Tabela 26 e da Tabela 27 notamos que em geral quanto maior o pacote menor a faixa de parâmetros válidas dos modelos CEF em aproximar ao modelo DCCA. Realizando análises com relação ao modelo GEC com para diferentes valores de n , e observando diferentes valores de t , foi constatado que as faixas de parâmetros válidas do modelo GEC em aproximar ao modelo DCCA não sofrem grandes alterações para os valores de n analisados, ou seja, para um t fixo, a faixa do modelo GEC pode ser considerada a mesma para valores diferentes de n , conforme ilustrado na Figura 42 e na Figura 43.

Comparando os valores da Tabela 25, Tabela 26 e Tabela 27 com a Tabela 18 notamos

que existem faixas em comum em que os modelos CEF possui boa aproximação em relação ao DCCA, tanto para a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro quanto para o HARQ tipo I.

A Figura 44 e a Figura 45 apresentam curvas de Eficiência versus n para diferentes valores de $f_D T$ e SNR. Observa-se a existência de um valor ótimo do pacote que fornece uma máxima eficiência, como verificado para o protocolo ARQ puro em diferentes modulações.

Tabela 25: Faixa de parâmetros de desvanecimento em que o modelo CEF é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo HARQ tipo I com modulação BPSK com desvanecimento Rayleigh sem diversidade com $t=2$, $n=80$ e $N=10$.

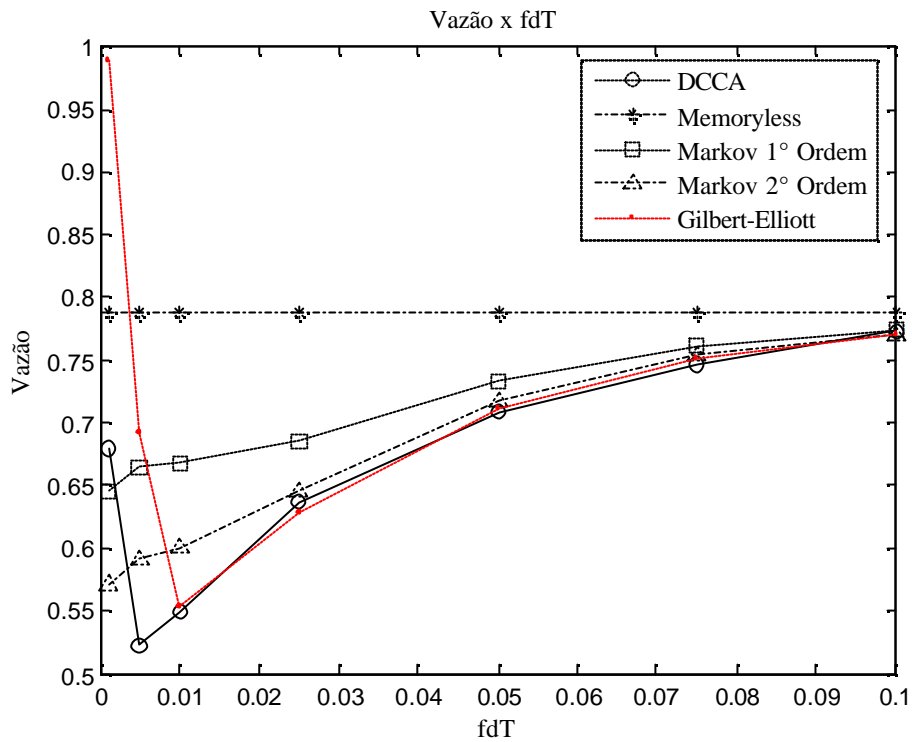
E_b/N_0	t	GEC	Markov 1 ^a ordem	Markov 2 ^a ordem
15dB	$t = 2$	$0,01 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,075 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,025 \leq f_D T \leq 0,1$
25dB	$t = 2$	$0,005 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,05 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,025 \leq f_D T \leq 0,1$

Tabela 26: Faixa de parâmetros de desvanecimento em que o modelo CEF é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo HARQ tipo I com modulação BPSK com desvanecimento Rayleigh sem diversidade com $t=3$, $n=80$ e $N=10$.

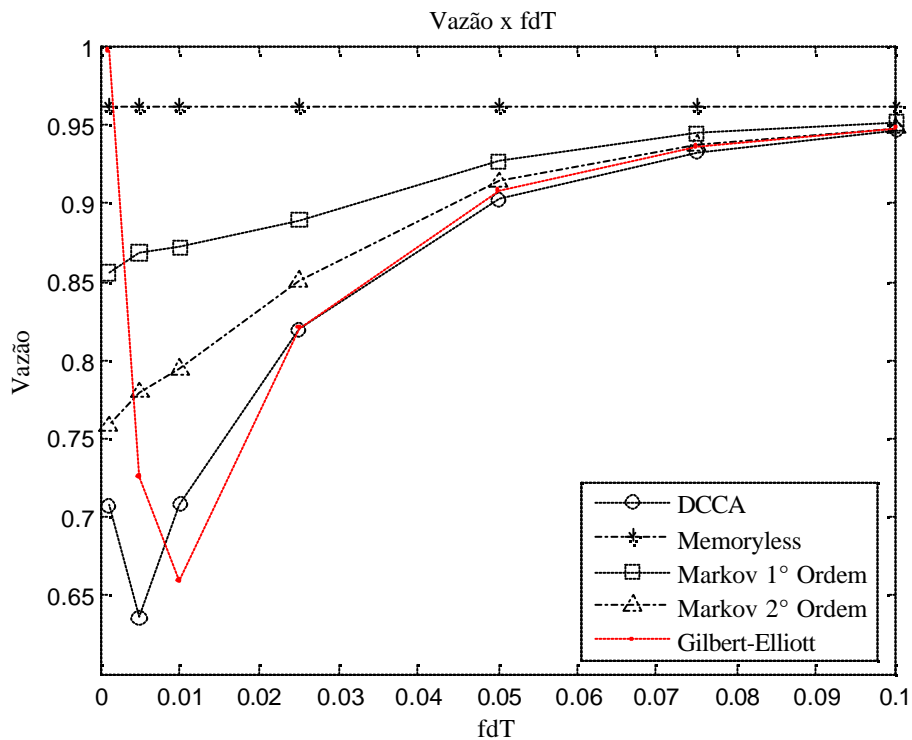
E_b/N_0	t	GEC	Markov 1 ^a ordem	Markov 2 ^a ordem
15dB	$t = 3$	$0,025 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,075 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,05 \leq f_D T \leq 0,1$
25dB	$t = 3$	$0,005 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,025 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,01 \leq f_D T \leq 0,1$

Tabela 27: Faixa de parâmetros de desvanecimento em que o modelo CEF é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo HARQ tipo I com modulação BPSK com desvanecimento Rayleigh sem diversidade com $t=3$, $n=160$ e $N=10$.

E_b/N_0	t	GEC	Markov 1 ^a ordem	Markov 2 ^a ordem
15dB	$t = 3$	$0,025 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,075 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,05 \leq f_D T \leq 0,1$
25dB	$t = 3$	$0,005 < f_D T \leq 0,1$	$0,025 \leq f_D T \leq 0,1$	$0,025 \leq f_D T \leq 0,1$

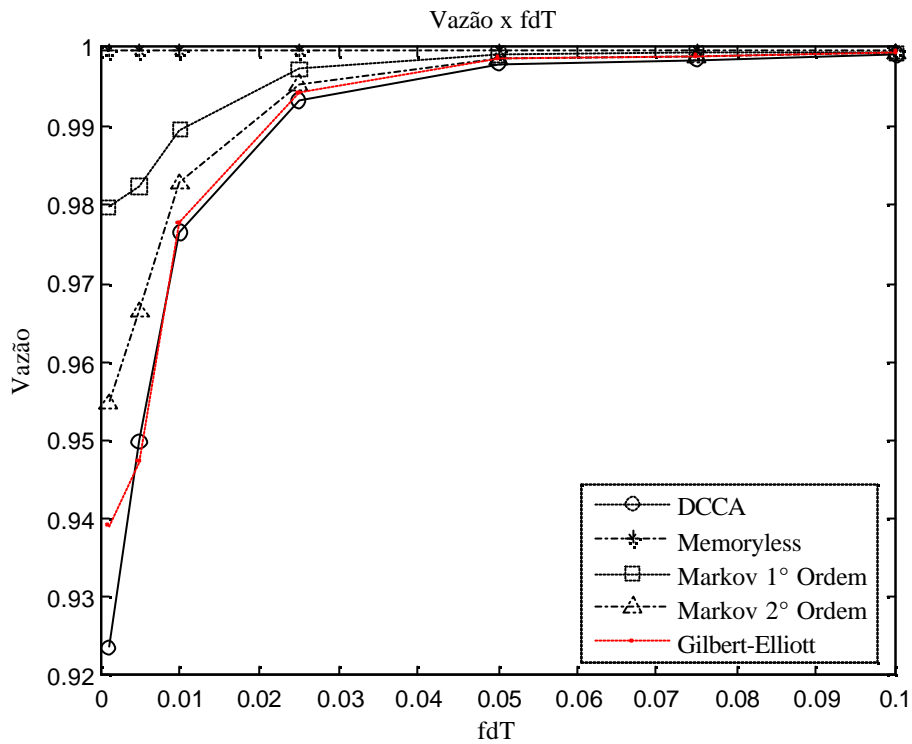


(a)

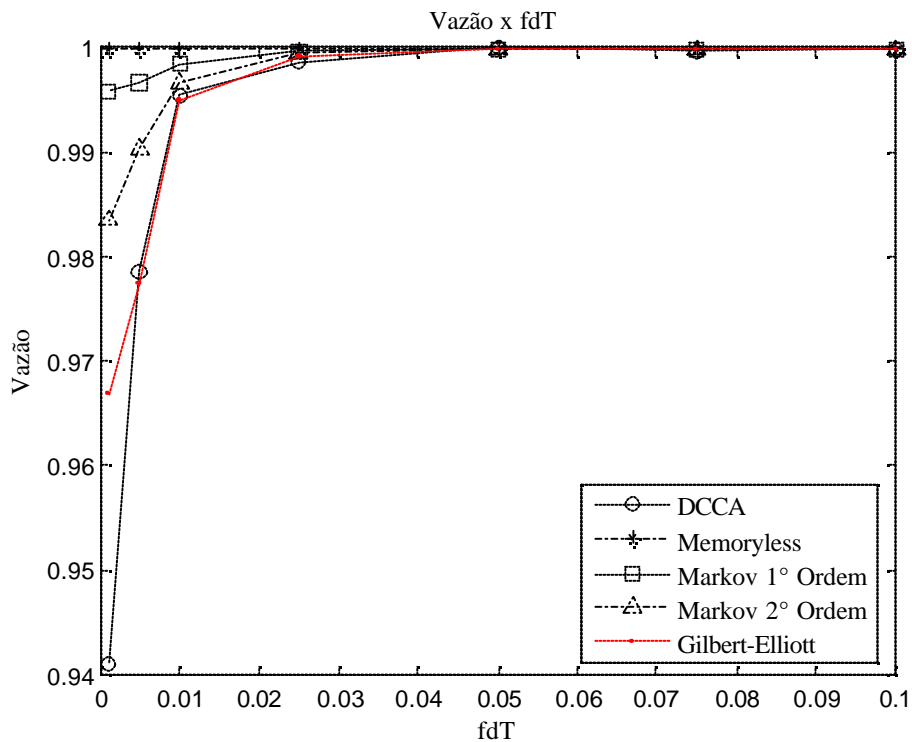


(b)

Figura 39: Comparação da vazão do esquema GBN HARQ tipo I do modelo DCCA, Markov ($K=0,1,2$) e GEC. O modelo DCCA utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh, $N=10$, $n=80$, $f_d T = [0,001 \ 0,005 \ 0,01 \ 0,025 \ 0,05 \ 0,075 \ 0,1]$, $SNR=15dB$ e $t=2$ (a), $t=3$ (b).

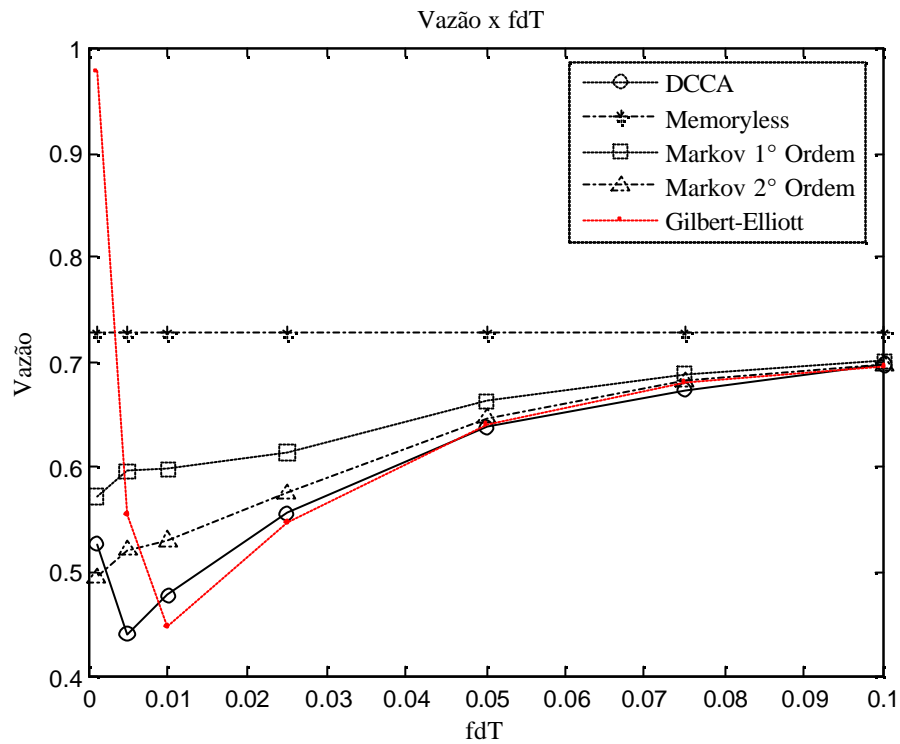


(a)

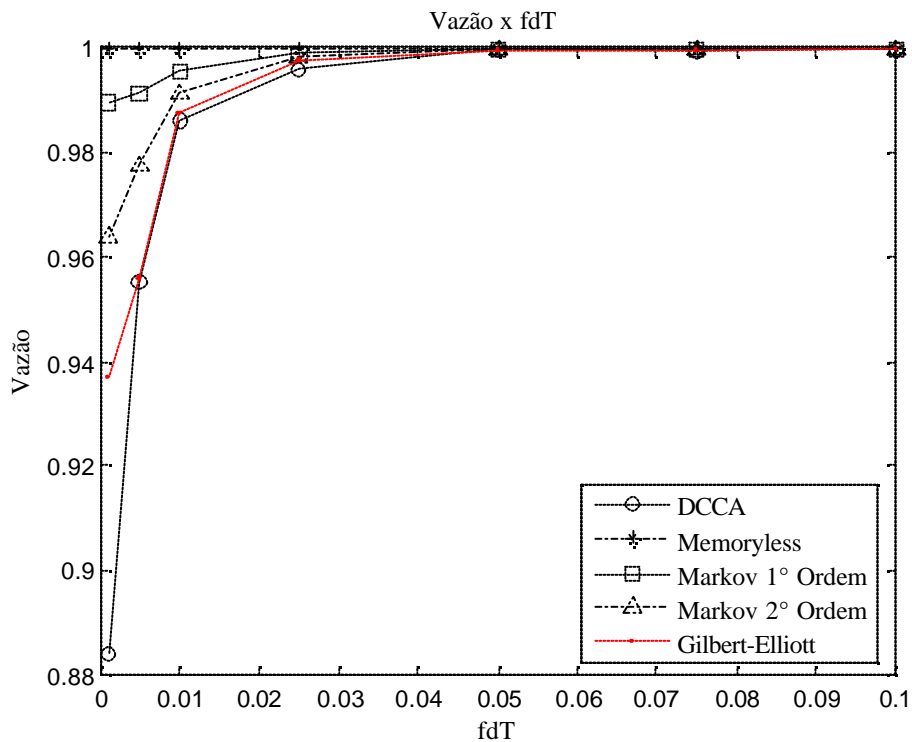


(b)

Figura 40: Comparação da vazão do esquema GBN HARQ tipo I do modelo DCCA, Markov ($K=0,1,2$) e GEC. O modelo DCCA utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh, $N=10$, $n=80$, $f_D T = [0,001 \ 0,005 \ 0,01 \ 0,025 \ 0,05 \ 0,075 \ 0,1]$, $SNR=25dB$ e $t=2$ (a), $t=3$ (b).



(a)



(b)

Figura 41: Comparação da vazão do esquema GBN HARQ tipo I do modelo DCCA, Markov ($K=0,1,2$) e GEC. O modelo DCCA utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh, $N=10$, $n=160$, $f_D T = [0,001 \ 0,005 \ 0,01 \ 0,025 \ 0,05 \ 0,075 \ 0,1]$, $t=3$ e SNR=15dB (a), SNR=25dB (b).

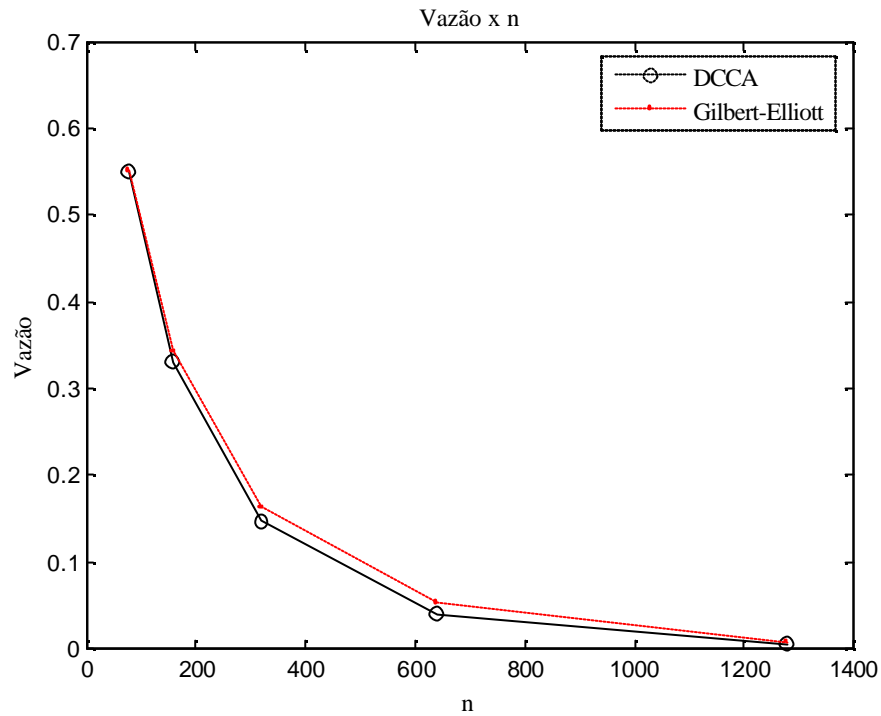


Figura 42: Comparação da vazão do esquema GBN HARQ tipo I do modelo DCCA e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh, $N=10$, $f_D T = 0,01$, $t=2$ e $\text{SNR}=15\text{dB}$.

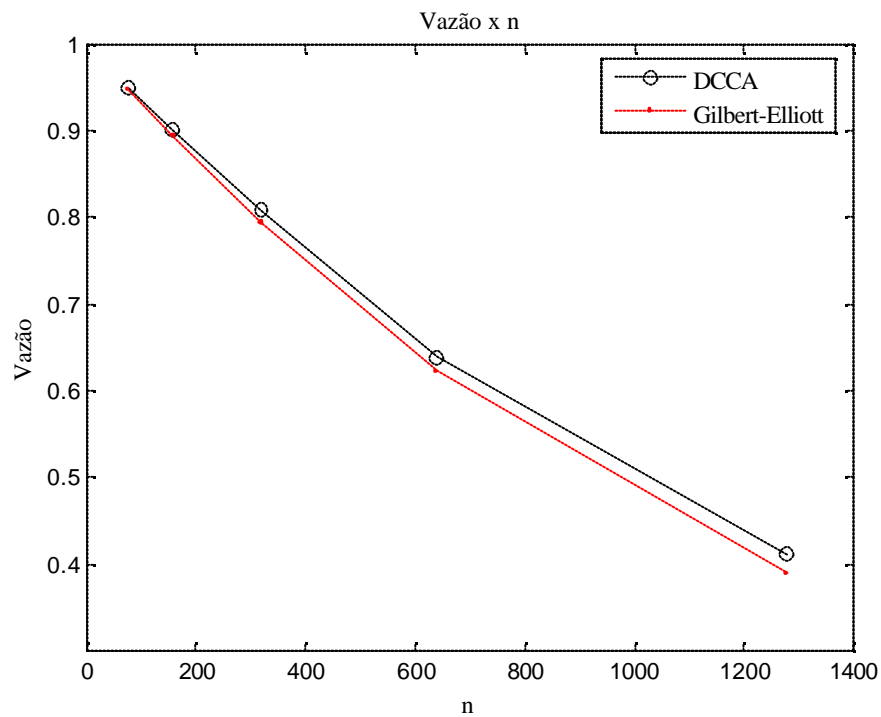


Figura 43: Comparação da vazão do esquema GBN HARQ tipo I do modelo DCCA e do modelo GEC. O modelo DCCA utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh, $N=10$, $f_D T = 0,005$, $t=2$ e $\text{SNR}=25\text{dB}$.

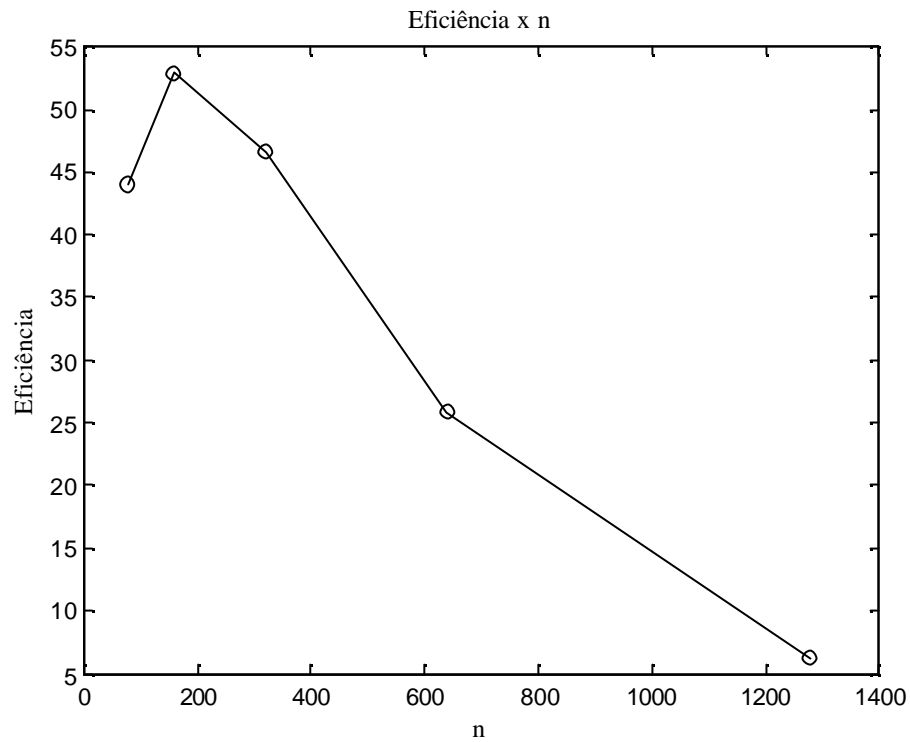


Figura 44: Eficiência x n para o esquema GBN HARQ tipo I para o modelo DCCA que utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh, $N=10$, $f_D T=0,01$, $t=2$, e $\text{SNR}=15\text{dB}$.

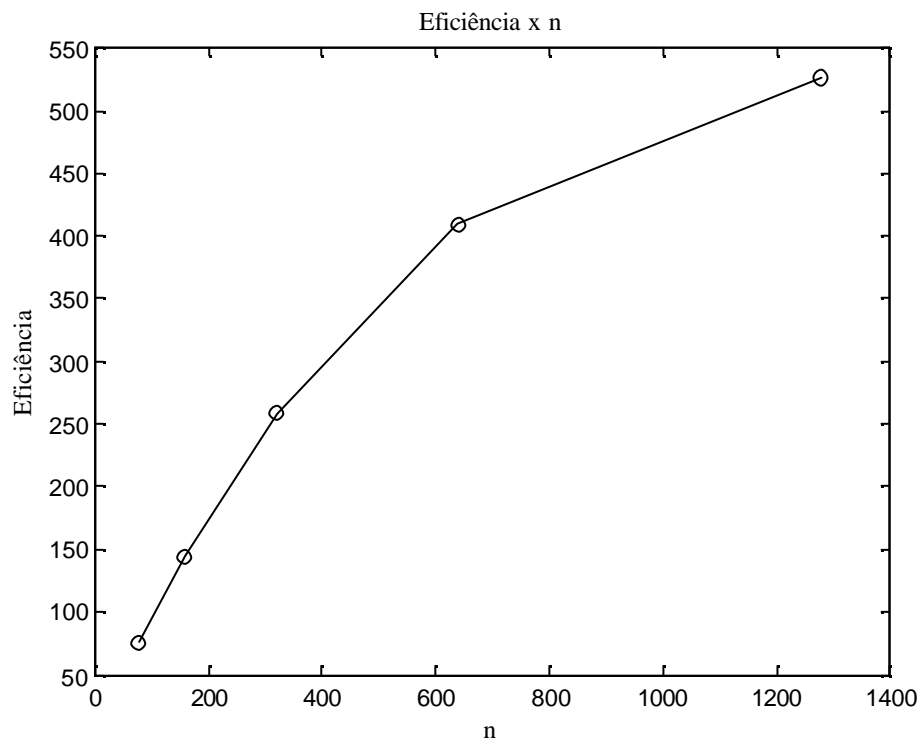


Figura 45: Eficiência x n para o esquema GBN HARQ tipo I para o modelo DCCA que utiliza modulação BPSK, desvanecimento Rayleigh, $N=10$, $f_D T=0,005$, $t=2$, e $\text{SNR}=25\text{dB}$.

6.4 Análise da Faixa Dinâmica

Definindo, faixa dinâmica, como sendo a faixa de parâmetros em que o modelo GEC possui uma boa concordância ao modelo DCCA, exceto as faixas de $f_D T$ em que o modelo de Markov de 1ª ordem se aproxima ao modelo DCCA. Esta definição está sendo introduzida, pois estamos propondo um modelo com apenas dois estados (GEC), porém com precisão mais apurada que os modelos de Markov de 1ª e 2ª ordem, principalmente para canais com desvanecimento lento. Embora o modelo GEC seja apropriado para desvanecimento rápido, o modelo de 1ª ordem é simples de analisar e possui a mesma precisão do modelo DCCA. Esta é razão do limitante superior em $f_D T = 0,1$ para a faixa válida dos modelos de canais CEF.

6.4.1 Protocolo ARQ Puro

Considerando a definição de faixa dinâmica e a Tabela 18 e a Tabela 21 é obtida a faixa dinâmica de parâmetros da modulação BPSK sem diversidade para protocolo ARQ puro, conforme a Tabela 28. É verificado na Tabela 28 que os modelos GEC tornam precisos para uma variedade maior de pacotes para canais com desvanecimento Rayleigh quando a SNR aumenta. Apesar da faixa dinâmica do modelo GEC diminuir com o aumento da SNR, a faixa válida total do modelo aumenta e o modelo GEC fornece uma melhor aproximação ao modelo DCCA. Para canais com desvanecimento Rice é observado que modelos mais precisos são necessários para desvanecimento lento. Este é o motivo pelo qual os modelos de Markov ($K=0,1,2$) não fornecem uma boa aproximação para a faixa de $f_D T$ avaliada com SNR=15dB. Por isso, a faixa dinâmica do modelo GEC vai até $f_D T = 0,1$. Com o aumento da SNR observamos que os modelos de Markov conseguem ter uma boa melhoria em relação ao DCCA, assim reduzindo a faixa dinâmica do modelo GEC, mas nota-se um aumento na faixa válida total do GEC. Comparando o comportamento do modelo GEC para canais com desvanecimento Rayleigh e Rice, nota-se que a faixa válida total do modelo GEC é maior para Rayleigh, devido a maior complexidade de modelamento do canal com desvanecimento Rice. Convém ressaltar que há uma faixa de valores em comum em que o modelo GEC é válido para canais com desvanecimento Rayleigh e Rice.

A Tabela 29 sumariza a faixa dinâmica do sistema de transmissão que utiliza protocolo ARQ puro para a modulação DBPSK sem diversidade em que o GEC é uma boa aproximação para o DCCA, tendo como referência a Tabela 19. Observa-se o aumento do tamanho dos pacotes e da faixa de $f_D T$ para o modelo GEC com o aumento da SNR de 15dB para 25dB. Não foi realizada simulação para a modulação DBPSK em canais com desvanecimento Rice. Comparando os valores da Tabela 29 com a Tabela 28, tem-se que a faixa válida total para o modelo GEC é maior para a modulação BPSK. Isto pode ser explicado pela maior complexidade do sistema diferencial.

Também se verifica que para a modulação BPSK o modelo GEC se aproxima do modelo DCCA para velocidades mais lentas do que a modulação DBPSK.

A partir da Tabela 23 conclui-se que para a modulação BPSK em sistemas com diversidade só há faixa dinâmica para canais com desvanecimento Rayleigh e SNR=15dB, pois os modelos de Markov em análise possuem a mesma faixa de parâmetros em aproximar o modelo DCCA em relação ao modelo GEC para $n \leq 1280$ e $0,001 \leq f_D T \leq 0,1$, conforme a Tabela 30. Comparando os valores da Tabela 30 e da Tabela 28 observamos grande melhoria nos CEF em aproximar o DCCA.

A partir da Tabela 24 é obtida faixa dinâmica do protocolo ARQ puro para a modulação DBPSK em sistemas com diversidade em que o modelo GEC é uma boa aproximação ao modelo DCCA, dada pela Tabela 31. A partir da Tabela 31 pode-se constatar que sistemas com diversidade e com o aumento da SNR o modelo GEC consegue uma maior capacidade para aproximar canais com desvanecimento lentos. Comparando os valores da Tabela 29 e da Tabela 31 nota-se uma grande melhoria na capacidade de convergência do modelo GEC em relação ao modelo DCCA, tanto para o comprimento dos pacotes quanto para a faixa de $f_D T$.

Tabela 28: Faixa dinâmica de parâmetros de desvanecimento em que o modelo GEC é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro com modulação BPSK sem diversidade e $N=10$.

E_b/N_0	Rayleigh		Rice ($K_R=5$ dB)	
	n	$f_D T$	n	$f_D T$
15 dB	$n \leq 640$	$0,005 \leq f_D T \leq 0,05$	$n \leq 1280$	$0,025 \leq f_D T \leq 0,1$
25 dB	$n \leq 1280$	$0,005 \leq f_D T \leq 0,025$	$n \leq 1280$	$0,01 \leq f_D T \leq 0,05$

Tabela 29: Faixa dinâmica de parâmetros de desvanecimento em que o modelo GEC é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro com modulação DBPSK sem diversidade e $N=10$.

E_b/N_0	Rayleigh		Rice ($K_R=5$ dB)	
	n	$f_D T$	n	$f_D T$
15 dB	$n \leq 320$	$0,025 < f_D T \leq 0,05$	-	-
25 dB	$n \leq 1280$	$0,01 \leq f_D T \leq 0,025$	-	-

Tabela 30: Faixa dinâmica de parâmetros de desvanecimento em que o modelo GEC é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro com modulação BPSK com diversidade espacial e $N=10$.

E_b/N_0	Rayleigh		Rice ($K_R=5$ dB)	
	n	$f_D T$	n	$f_D T$
15 dB	$n \leq 1280$	$0,005 \leq f_D T \leq 0,05$	-	-
25 dB	-	-	-	-

Tabela 31: Faixa dinâmica de parâmetros de desvanecimento em que o modelo GEC é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro com modulação DBPSK com diversidade espacial e $N=10$.

E_b/N_0	Rayleigh		Rice ($K_R=5$ dB)	
	n	$f_D T$	n	$f_D T$
15 dB	$n \leq 1280$	$0,005 \leq f_D T \leq 0,05$	-	-
25 dB	$n \leq 1280$	$0,001 \leq f_D T \leq 0,025$	-	-

6.4.2 Protocolo HARQ Tipo I

Considerando a definição de faixa dinâmica e as Tabela 25, Tabela 26 e Tabela 27 é obtida a faixa dinâmica de parâmetros da modulação BPSK sem diversidade para protocolo HARQ tipo I para o esquema GBN, conforme a Tabela 32 e a Tabela 33. Para sistemas de comunicação utilizando protocolos HARQ tipo I nota-se que são necessários modelos mais sofisticados para canais lentos e para uma melhor precisão ao modelo DCCA. Assim como, seriam interessantes modelos que aproximassem o canal DCCA para uma maior variedade de parâmetros (n e t).

Comparando o comportamento do modelo GEC para canais com desvanecimento Rayleigh e $t=3$ nas Tabela 32 e Tabela 33, nota-se que a faixa dinâmica é igual para comprimentos de pacotes diferentes. Convém ressaltar que há uma faixa de valores em comum em que o modelo GEC é válido para sistema de comunicação com desvanecimento Rayleigh utilizando o esquema GBN do protocolo ARQ puro e híbrido tipo I.

A partir desta definição e devido à melhoria dos modelos CEF em relação ao modelo DCCA com o aumento da SNR, é observado que em geral a faixa dinâmica do modelo GEC reduz, quando a SNR aumenta de 15dB para 25dB, pois os modelos de Markov de 1ª e 2ª ordem possuem uma melhoria mais acentuada em aproximar o modelo DCCA em relação ao modelo GEC. No entanto, a faixa válida do modelo GEC em aproximar o modelo DCCA aumenta.

Tabela 32: Faixa dinâmica de parâmetros de desvanecimento em que o modelo GEC é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo HARQ tipo I com modulação BPSK com desvanecimento Rayleigh sem diversidade com $n=80$ e $N=10$.

E_b/N_0	Rayleigh		Rayleigh	
	t	$f_D T$	t	$f_D T$
15 dB	$t=2$	$0,01 \leq f_D T \leq 0,075$	$t=3$	$0,025 \leq f_D T \leq 0,075$
25 dB	$t=2$	$0,005 \leq f_D T \leq 0,05$	$t=3$	$0,005 \leq f_D T \leq 0,025$

Tabela 33: Faixa dinâmica de parâmetros de desvanecimento em que o modelo GEC é equivalente ao modelo DCCA para a vazão do esquema GBN do protocolo HARQ tipo I com modulação BPSK com desvanecimento Rayleigh sem diversidade com $n=160$ e $N=10$.

E_b/N_0	Rayleigh	
	t	$f_D T$
15 dB	$t=3$	$0,025 \leq f_D T \leq 0,075$
25 dB	$t=3$	$0,005 \leq f_D T \leq 0,025$

7 Conclusões e Trabalhos Futuros

Neste trabalho, foram desenvolvidos modelos de canais de estados finitos (CEF) que caracterizam a seqüência de erro de um sistema de comunicações operando em um canal com desvanecimento não seletivo na frequência correlacionado no tempo, como uma prerrogativa para analisar o desempenho de protocolos ARQ puro e HARQ tipo I em canais CEF, assim como determinar faixas de parâmetros em que o canal DCCA pode ser aproximado por um modelo CEF. Para isto, foram apresentados os conceitos básicos necessários do protocolo ARQ, e as principais características do efeito do desvanecimento em canais móveis. Em seguida, foram introduzidas algumas técnicas de modulação digital, como também o desempenho em canais com desvanecimento baseado na função característica da função densidade de probabilidade da envoltória do desvanecimento. Complementando esta parte básica, foram discutidos dois modelos CEF, Markoviano e o canal Gilbert-Elliott (GEC), assim como uma metodologia para estimar os parâmetros desses modelos diretamente a partir de seqüências de erro binária.

A avaliação de desempenho foi feita através de uma abordagem semi-analítica e de um programa de simulação desenvolvido para esta finalidade. A modelagem semi-analítica e a metodologia empregada para construção de um simulador que avalia a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ em canais com desvanecimento plano correlacionados no tempo foram apresentadas no Capítulo 5. Através da análise de desempenho desenvolvida e dos resultados obtidos, foi possível obter um bom entendimento do protocolo ARQ puro e híbrido, e da influência de diversos aspectos, como a relação sinal-ruído (SNR), a frequência Doppler normalizada ($f_D T$), diferentes modulações (BPSK, DBPSK e BFSK não coerente), a diversidade (L), o retardo de processamento (N), o comprimento do pacote (n) e capacidade de correção de erros (t).

Os resultados obtidos permitiram estabelecer algumas conclusões sobre o desempenho de sistemas de comunicação utilizando o protocolo ARQ puro para comunicação de dados. Observa-se que a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro aumenta com a SNR. Também observa-se a redução da vazão com o aumento da velocidade da estação móvel, ou seja, com aumento da $f_D T$. A explicação para este efeito é que quanto maior a velocidade, maior variação no canal móvel, e assim os erros tendem a ocorrer mais dispersos afetando maior número de pacotes, e conseqüentemente, aumenta a taxa de retransmissão. Para velocidades mais lentas, os erros tendem a ocorrer em surtos, ocasionando um menor número de pacotes errados. Também constatamos um maior vazão para canais com desvanecimento Rice em relação ao desvanecimento Rayleigh, pois para o desvanecimento Rice há uma visada direta, reduzindo os efeitos do desvanecimento. Para sistemas com diversidade foi constatado que a vazão aumenta quando comparado com sistemas sem diversidade com os mesmos parâmetros do canal DCCA. De maneira geral constata-se que a

vazão diminui à medida que o tamanho do pacote aumenta. Este efeito pode ser explicado pelo fato que a probabilidade de um pacote estar livre de erros diminui com o aumento do tamanho do pacote. Também pôde-se constatar que a vazão diminui à medida que o N do esquema GBN aumenta. Foi definido um novo parâmetro para análise do protocolo ARQ puro, denominado eficiência. Observa-se que dependendo dos parâmetros envolvidos no sistema de comunicação há um valor ótimo de comprimento de pacote que fornece máxima eficiência. O aumento da SNR fornece uma maior eficiência e o deslocamento do valor ótimo para um comprimento maior de pacote. Com isso, conclui-se que dependendo do comportamento do canal móvel, desvanecimento lento ou rápido, a vazão máxima depende do tamanho ótimo do pacote. Nota-se que o comportamento da eficiência varia com a modulação utilizada, com o tipo de desvanecimento, com a SNR e com a velocidade.

Para esquemas GBN do protocolo HARQ tipo I foi observado que sistemas de comunicação operando com o protocolo HARQ possuem em geral uma maior vazão que os sistemas ARQ puro. De maneira geral foi observado o decréscimo da vazão com o aumento do comprimento do pacote, aumento da vazão com a SNR, e que a vazão diminui à medida que o N do esquema GBN aumenta, como constatado para o protocolo ARQ puro.

Outro ponto importante investigado é o desenvolvimento de modelos de canais de estados finitos em um canal com desvanecimento plano correlacionado no tempo. Sobre este aspecto foi desenvolvida uma nova expressão analítica para o cálculo da vazão do esquema GBN do protocolo ARQ para transmissão em canais CEF, conforme demonstração no Capítulo 6. A partir da comparação das curvas de vazão obtidas pela simulação e as obtidas analiticamente pelos modelos CEF foram determinadas faixas de parâmetros em que o canal DCCA pode ser aproximado por algum modelo CEF, isto é, GEC e Markov de K -ésima ordem para $K=0,1,2$. A Tabela 18 até a Tabela 27 resumem as faixas de parâmetros em que os modelos CEF em análise possuem uma boa aproximação ao modelo DCCA. A partir destes resultados concluímos que os modelos de Markov podem não ser práticos para canais com desvanecimento muito lento ($f_D T < 0,01$) desde que o número de estados cresce exponencialmente com K e uma grande quantidade de dados são necessários para parametrizar o modelo, aumentando consideravelmente sua complexidade. O uso do modelo GEC pode ser uma boa solução neste caso. Por ser um modelo com apenas 2 estados, sua complexidade, apesar de se tratar de uma cadeia de Markov escondida, pode ser inferior ao de um modelo Markoviano de ordem elevada. Pôde-se constatar que para desvanecimentos mais lentos o GEC, apesar de em alguns casos não mostrar uma boa precisão ao modelo DCCA, possui maior tendência de acompanhar o modelo DCCA do que os modelos de Markov ($K=0,1,2$).

Notamos também a melhoria nos modelos CEF em aproximar o modelo DCCA com o aumento da SNR. Comparando sistemas sem e com diversidade é observado que a diversidade expande consideravelmente a faixa em que os modelos CEF são válidos. Também pôde-se

constatar que em sistemas com diversidade e com o aumento da SNR o modelo GEC consegue uma maior capacidade para aproximar canais com desvanecimento lentos. Conclui-se que os modelos CEF possuem melhor aproximação ao modelo DCCA para a modulação BPSK, BFSK não coerente e DBPSK, nesta ordem. Comparando as faixas válidas para o modelo GEC com modulação BFSK não coerente em [66] com os valores da Tabela 20 e da Tabela 22 podemos concluir que existe uma faixa de $f_D T$ em comum para um dado valor de SNR em que o modelo GEC é boa aproximação ao modelo DCCA, assim sendo possível utilizar o mesmo modelo para o cálculo de várias estatísticas (como capacidade do canal, correlação de seqüência binária e vazão). Observa-se também a distinção entre modelos com desvanecimento Rayleigh para Rice. Para diversos parâmetros analisados nota-se que a faixa em que o modelo GEC apresenta uma boa precisão ao modelo DCCA diminui para desvanecimento Rice. Isto pode ser explicado pelo fato que o modelamento de canais com desvanecimento Rice são mais complexos do que os canais com desvanecimento Rayleigh, sendo assim necessários modelos mais sofisticados. Convém ressaltar que há uma faixa de valores em comum em que o modelo GEC é válido para canais com desvanecimento Rayleigh e Rice.

Para sistemas de comunicação utilizando protocolos HARQ tipo I foi observado que quanto maior a capacidade de correção de erro (t) maior a dificuldade de modelar o canal DCCA. Foi constatado que existem faixas em comum em que os modelos CEF possuem boa aproximação em relação ao DCCA, tanto para a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro quanto para a vazão do esquema GBN do protocolo ARQ híbrido tipo I. Convém ressaltar que o modelamento do canal para o protocolo ARQ híbrido tipo I é bem mais complexo do que o modelamento do protocolo ARQ puro, e por isso seria interessante verificar modelos mais sofisticados.

Por último foi definida a faixa dinâmica para o modelo GEC em aproximar o modelo DCCA. Esta definição foi introduzida devido ao fato que estamos propondo um modelo com apenas dois estados (GEC), porém com precisão mais apurada que os modelos de Markov de 1ª e 2ª ordem, principalmente para canais com desvanecimento lento. A partir da definição de faixa dinâmica e devido à melhoria dos modelos CEF em relação ao modelo DCCA com o aumento da SNR é observado que, em geral, a faixa dinâmica do modelo GEC reduz quando a SNR aumenta de 15dB para 25dB, pois os modelos de Markov de 1ª e 2ª ordem são mais eficientes para aproximar o modelo DCCA, ou seja, são mais susceptíveis com o aumento da SNR. No entanto, a faixa válida total do modelo GEC em aproximar o modelo DCCA aumenta. Os valores da Tabela 28 e da Tabela 33 podem ser utilizados para o cálculo da vazão para valores superiores de N do esquema GBN, pois foi verificada a invariância da faixa de validade dos parâmetros do modelo GEC em relação ao modelo DCCA com a variação de N . Estes valores foram testados para uma variedade de comprimento de pacotes ($n \leq 1280$) e valores de $f_D T$, assim como diferentes modulações (BPSK e DBPSK) e tipos de desvanecimento (Rayleigh e Rice).

Nesta dissertação foi dada ênfase na avaliação de modelos CEF como prerrogativa para análise de desempenho de sistemas ARQ em canais com desvanecimento através de modelos discretos. Por conseguinte, linhas de pesquisa interessante foram abertas, deixando uma grande gama de tópicos a serem explorados. Algumas sugestões para investigações futuras são:

- Expandir os resultados do esquema GBN do protocolo ARQ híbrido tipo I para uma maior variedade de parâmetros, assim como analisar o protocolo tipo II.
- Realizar análise de desempenho para os esquemas SR e SW do protocolo ARQ puro e híbrido (tipo I e II) e verificar as faixas de parâmetros em que o modelo GEC é válido em aproximar o modelo DCCA, através do desenvolvimento de novas fórmulas analíticas.
- Verificar as faixas de parâmetros para outras modulações, como: MFSK coerente, MFSK não-coerente, M-PSK, M-QAM, OFDM.
- Realizar uma comparação mais detalhada entre outras estatísticas com a finalidade de verificar se possuem faixas de $f_D T$ e SNR em comum em aproximar modelos CEF ao modelo DCCA, considerando a mesma modulação e desvanecimento.
- Propor modelos mais sofisticados para canais com desvanecimento lentos ($f_D T < 0,005$), para canais com desvanecimento Rice e para análise de protocolos híbridos que são complexos de modelar. Como sugestão podemos propor modelo Gilbert-Elliott (GEC) com três estados.
- Investigar novas estatísticas que possam ser de interesse para as comunicações móveis futuras, como: modulação e codificação adaptativa (AMC).
- Investigar o comportamento dos modelos CEF e de algumas estatísticas para canais seletivos em frequência, visto a necessidade de altas taxas de transmissão no canal móvel.
- Investigar as estatísticas considerando que o canal de retorno não está livre de erros, ou seja, o canal de retorno também é corrompido pelo desvanecimento.

Apêndice A - Demonstrações referentes ao capítulo de modelamento do canal móvel

Canais WSS

Um processo estocástico é dito ser estacionário no sentido amplo WSS (*Wide Sense Stationary*), quando sua função autocorrelação depende apenas da diferença temporal $\mathbf{Dt} = t_2 - t_1$.

Para uma importante classe de canais, a resposta ao impulso $h(\mathbf{t}, t)$ permanece praticamente constante no tempo durante um certo período. Esses canais podem ser vistos como processos estacionários no sentido amplo na variável t , e os momentos de primeira e segunda ordem (média e variância), quando analisados localmente, permanecem constantes durante um certo intervalo de tempo. Por definição, um canal WSS possui função autocorrelação dada por [36]

$$\mathbf{f}_h(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, t_1, t_1 + \Delta t) = \mathbf{f}_h(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \Delta t), \quad (\text{A.1})$$

$$\mathbf{f}_T(f_1, f_2, t_1, t_1 + \Delta t) = \mathbf{f}_T(f_1, f_2, \Delta t). \quad (\text{A.2})$$

Para canais WSS, pode-se mostrar que as funções autocorrelação $\mathbf{f}_H(f_1, f_2, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2)$ e $\mathbf{f}_S(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2)$ são descorrelacionadas em relação à variável \mathbf{v} , como mostrado a seguir. Note que $\mathbf{f}_H(f_1, f_2, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2)$ pode ser escrita na forma

$$\mathbf{f}_H(f_1, f_2, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{f}_T(f_1, f_2, t_1, t_2) e^{j2\mathbf{p}(\mathbf{n}_1 t_1 - \mathbf{n}_2 t_2)} dt_1 dt_2. \quad (\text{A.3})$$

Como $\mathbf{f}_T(f_1, f_2, t_1, t_2)$ é WSS, e definindo $t_2 = t_1 + \Delta t$, pode-se reescrever:

$$\begin{aligned} \mathbf{f}_H(f_1, f_2, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{f}_T(f_1, f_2, \Delta t) e^{j2\mathbf{p}n_1 t_1} e^{-j2\mathbf{p}n_2 (t_1 + \Delta t)} dt_1 d\Delta t \\ &= \left(\int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{f}_T(f_1, f_2, \Delta t) e^{-j2\mathbf{p}n_2 \Delta t} d\Delta t \right) \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\mathbf{p}(\mathbf{n}_1 - \mathbf{n}_2)t_1} dt_1, \end{aligned}$$

resultando em

$$\mathbf{f}_H(f_1, f_2, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2) = \Psi_H(f_1, f_2, \mathbf{n}_2) \mathbf{d}(\mathbf{n}_2 - \mathbf{n}_1), \quad (\text{A.4})$$

sendo $\Psi_H(f_1, f_2, \mathbf{n}_2)$ definida como

$$\Psi_H(f_1, f_2, \mathbf{n}) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{f}_T(f_1, f_2, \Delta t) e^{-j2p\mathbf{n}\Delta t} d\Delta t. \quad (\text{A.5})$$

De maneira análoga temos que $\mathbf{f}_S(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2)$ pode ser escrita na forma

$$\mathbf{f}_S(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{f}_h(t_1, t_2, \mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2) e^{j2\mathbf{p}(\mathbf{n}_1 t_1 - \mathbf{n}_2 t_2)} dt_1 dt_2. \quad (\text{A.6})$$

Como $\mathbf{f}_h(t_1, t_2, \mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2)$ é WSS, e definindo $t_2 = t_1 + \Delta t$, pode-se reescrever:

$$\begin{aligned} \mathbf{f}_S(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{f}_h(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \Delta t) e^{-j2\mathbf{p}\mathbf{n}_2\Delta t} e^{j2\mathbf{p}(\mathbf{n}_1 - \mathbf{n}_2)t_1} dt_1 d\Delta t \\ &= \left(\int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{f}_h(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \Delta t) e^{-j2\mathbf{p}\mathbf{n}_2\Delta t} d\Delta t \right) \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\mathbf{p}(\mathbf{n}_1 - \mathbf{n}_2)t_1} dt_1, \end{aligned}$$

resultando em

$$\mathbf{f}_S(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2) = \Psi_S(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \mathbf{n}_2) \mathbf{d}(\mathbf{n}_2 - \mathbf{n}_1), \quad (\text{A.7})$$

sendo

$$\Psi_S(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \mathbf{n}) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{f}_h(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \Delta t) e^{-j2\mathbf{p}\mathbf{n}\Delta t} d\Delta t. \quad (\text{A.8})$$

Este comportamento implica que atenuações e deslocamentos de fase associados às componentes de sinal que possuem diferentes deslocamentos Doppler são decorrelacionados.

Canais US

Para uma segunda classe de canais, as atenuações e os deslocamentos de fase associados a caminhos de propagação com atrasos diferentes são decorrelacionados. Esses canais são ditos de espalhamento decorrelacionados US (*Uncorrelated Scattering*).

Por definição, um canal US possui função autocorrelação dada por [36]:

$$\mathbf{f}_s(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2) = \Psi_s(\mathbf{t}_2, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2) \mathbf{d}(\mathbf{t}_1 - \mathbf{t}_2), \quad (\text{A.9})$$

$$\mathbf{f}_h(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, t_1, t_2) = \Psi_h(\mathbf{t}_2, t_1, t_2) \mathbf{d}(\mathbf{t}_1 - \mathbf{t}_2). \quad (\text{A.10})$$

O canal US é estacionário em sentido amplo quanto à variável f , de modo que as funções autocorrelação $\mathbf{f}_T(f_1, f_2, t_1, t_2)$ e $\mathbf{f}_H(f_1, f_2, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2)$ dependem da diferença $\Delta f = f_2 - f_1$, como mostrado a seguir:

$$\begin{aligned} \mathbf{f}_T(f_1, f_2, t_1, t_2) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{f}_h(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, t_1, t_2) e^{j2\mathbf{p}(f_1 t_1 - f_2 t_2)} d\mathbf{t}_1 d\mathbf{t}_2 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_h(\mathbf{t}_2, t_1, t_2) \mathbf{d}(\mathbf{t}_1 - \mathbf{t}_2) e^{j2\mathbf{p}(f_1 t_1 - f_2 t_2)} d\mathbf{t}_1 d\mathbf{t}_2 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_h(\mathbf{t}_2, t_1, t_2) \left(\int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\mathbf{p}(f_1 t_1 - f_2 t_2)} \mathbf{d}(\mathbf{t}_1 - \mathbf{t}_2) dt_1 \right) d\mathbf{t}_2 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_h(\mathbf{t}_2, t_1, t_2) e^{-j2\mathbf{p}t_2(f_2 - f_1)} d\mathbf{t}_2, \end{aligned}$$

resultando finalmente em

$$\mathbf{f}_T(f_1, f_2, t_1, t_2) = \mathbf{f}_T(\Delta f, t_1, t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_h(\mathbf{t}, t_1, t_2) e^{-j2\mathbf{p}t\Delta f} d\mathbf{t}. \quad (\text{A.11})$$

De maneira análoga, tem-se:

$$\begin{aligned}
\mathbf{f}_H(f_1, f_2, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{f}_S(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2) e^{j2\mathbf{p}(f_1\mathbf{t}_1 - f_2\mathbf{t}_2)} d\mathbf{t}_1 d\mathbf{t}_2 \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_S(\mathbf{t}_2, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2) \mathbf{d}(\mathbf{t}_1 - \mathbf{t}_2) e^{j2\mathbf{p}(f_1\mathbf{t}_1 - f_2\mathbf{t}_2)} d\mathbf{t}_1 d\mathbf{t}_2 \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_S(\mathbf{t}_2, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2) \left(\int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\mathbf{p}(f_1\mathbf{t}_1 - f_2\mathbf{t}_2)} \mathbf{d}(\mathbf{t}_1 - \mathbf{t}_2) d\mathbf{t}_1 \right) d\mathbf{t}_2 \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_S(\mathbf{t}_2, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2) e^{-j2\mathbf{p}\mathbf{t}_2(f_2 - f_1)} d\mathbf{t}_2,
\end{aligned}$$

resultando finalmente em

$$\mathbf{f}_H(f_1, f_2, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2) = \mathbf{f}_H(\Delta f, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_S(\mathbf{t}, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2) e^{-j2\mathbf{p}\mathbf{t}\Delta f} d\mathbf{t}. \quad (\text{A.12})$$

Fazendo-se uma comparação entre as funções autocorrelação dos canais WSS e US, percebe-se que uma função autocorrelação particular do canal WSS e uma função autocorrelação do sistema dual de um canal US apresentam formas analíticas similares, sendo assim conclui-se que o canal WSS é dual ao canal US.

Canais WSSUS

Quando as condições para canais WSS e US são satisfeitas simultaneamente, definem-se canais estacionários no sentido amplo com espalhamento descorrelacionado, WSSUS (*Wide Sense Stationary with Uncorrelated Scatterers*). Esse canal possui espalhamento descorrelacionado no domínio do atraso e no domínio do deslocamento Doppler, de modo que vários canais de rádio podem ser modelados com razoável precisão usando o modelo WSSUS [38].

As funções autocorrelação de um canal WSSUS possuem um comportamento singular quanto às variáveis \mathbf{t} e \mathbf{n} , e são da forma [36]

$$\mathbf{f}_h(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, t, t + \Delta t) = \Psi_h(\mathbf{t}_2, \Delta t) \mathbf{d}(\mathbf{t}_1 - \mathbf{t}_2), \quad (\text{A.13})$$

$$\mathbf{f}_T(f, f + \Delta f, t, t + \Delta t) = \mathbf{f}_T(\Delta f, \Delta t), \quad (\text{A.14})$$

$$\mathbf{f}_H(f, f + \Delta f, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2) = \Psi_H(\Delta f, \mathbf{n}_2) \mathbf{d}(\mathbf{n}_2 - \mathbf{n}_1), \quad (\text{A.15})$$

$$\mathbf{f}_S(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2) = \mathbf{d}(\mathbf{t}_1 - \mathbf{t}_2) \mathbf{d}(\mathbf{n}_2 - \mathbf{n}_1) \Psi_S(\mathbf{t}_2, \mathbf{n}_2). \quad (\text{A.16})$$

Para provar as funções de autocorrelação para os canais WSSUS temos que unir as características que definem os canais WSS e US. Assim sendo, a Equação (A.13) pode ser obtida a partir de (A.10) e considerando também definições de um canal WSS, ou seja, $\Delta t = t_2 - t_1$. A Equação (A.14) pode ser descrita a partir de (A.11) e considerando também as definições de um canal WSS, ou seja, $\Delta t = t_2 - t_1$. A Equação (A.15) pode ser vista a partir de (A.4) e considerando as definições de um canal US, ou seja, $\Delta f = f_2 - f_1$. Para provar (A.16) sabe-se de (2.24) que

$$\mathbf{f}_S(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{f}_h(t_1, t_2, \mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2) e^{j2\mathbf{p}(\mathbf{n}_1 t_1 - \mathbf{n}_2 t_2)} dt_1 dt_2. \quad (\text{A.17})$$

Como $\mathbf{f}_T(t_1, t_2, \mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2)$ é WSS, e definindo $t_2 = t_1 + \Delta t$, pode-se reescrever (A.17) por

$$\begin{aligned} \mathbf{f}_S(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{f}_h(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \Delta t) e^{-j2\mathbf{p}\mathbf{n}_2\Delta t} e^{j2\mathbf{p}(\mathbf{n}_1 - \mathbf{n}_2)t_1} dt_1 d\Delta t \\ &= \left(\int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{f}_h(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \Delta t) e^{-j2\mathbf{p}\mathbf{n}_2\Delta t} d\Delta t \right) \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\mathbf{p}(\mathbf{n}_1 - \mathbf{n}_2)t_1} dt_1. \end{aligned}$$

A partir de (A.13) temos:

$$\begin{aligned}
f_S(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2) &= \left(\int_{-\infty}^{\infty} \Psi_h(\mathbf{t}_2, \Delta t) \mathbf{d}(\mathbf{t}_1 - \mathbf{t}_2) e^{-j2\mathbf{p}\mathbf{n}_2\Delta t} d\Delta t \right) \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\mathbf{p}(\mathbf{n}_1 - \mathbf{n}_2)t_1} dt_1 \\
&= \left(\int_{-\infty}^{\infty} \Psi_h(\mathbf{t}_2, \Delta t) e^{-j2\mathbf{p}\mathbf{n}_2\Delta t} d\Delta t \right) \mathbf{d}(\mathbf{t}_1 - \mathbf{t}_2) \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\mathbf{p}(\mathbf{n}_1 - \mathbf{n}_2)t_1} dt_1 \\
&= \left(\int_{-\infty}^{\infty} \Psi_h(\mathbf{t}_2, \Delta t) e^{-j2\mathbf{p}\mathbf{n}_2\Delta t} d\Delta t \right) \mathbf{d}(\mathbf{t}_1 - \mathbf{t}_2) \mathbf{d}(\mathbf{n}_2 - \mathbf{n}_1),
\end{aligned}$$

resultando finalmente em

$$f_S(\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2) = \mathbf{d}(\mathbf{t}_1 - \mathbf{t}_2) \mathbf{d}(\mathbf{n}_2 - \mathbf{n}_1) \Psi_S(\mathbf{t}_2, \mathbf{n}_2),$$

em que

$$\Psi_S(\mathbf{t}_2, \mathbf{n}_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_h(\mathbf{t}_2, \Delta t) e^{-j2\mathbf{p}\mathbf{n}_2\Delta t} d\Delta t.$$

Satisfazendo-se as condições para canais WSSUS, as funções autocorrelação para as quatro funções de transferência podem ser relacionadas entre si através de transformadas de Fourier unidimensionais. A Figura 46 ilustra todas as relações entre as funções autocorrelação para canais WSSUS, em que F significa a transformada de Fourier e F^{-1} a transformada inversa de Fourier.

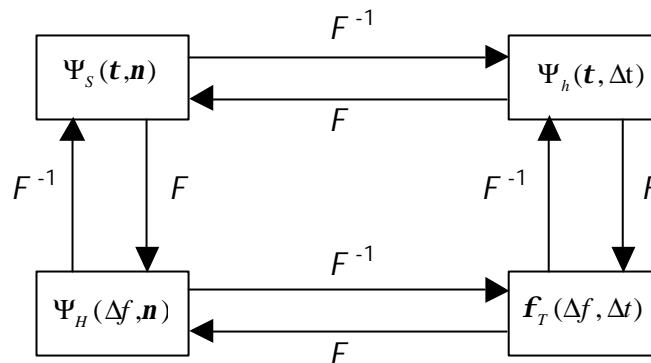


Figura 46: Funções correlação de um canal WSSUS.

Distribuição de probabilidade Rayleigh e Rice

Se o número de múltiplos percursos for significativamente grande, o teorema do limite central estabelece que o desvanecimento pode ser modelado como um processo estocástico Gaussiano complexo na variável t . A envoltória do processo $\mathbf{a}(t) = \sqrt{r^2(t) + r_0^2(t)}$ para um dado valor de t tem função densidade de probabilidade Rayleigh ou Rice, como será demonstrado a seguir.

Sejam X e Y variáveis aleatórias Gaussianas independentes e $R = \sqrt{X^2 + Y^2}$. Como X e Y são variáveis aleatórias Gaussianas, temos:

$$f_X(x) = \frac{1}{\sqrt{2ps^2}} e^{-\frac{(x-\mu_x)^2}{2s^2}} \quad \text{e} \quad f_Y(y) = \frac{1}{\sqrt{2ps^2}} e^{-\frac{(y-\mu_y)^2}{2s^2}}. \quad (\text{A.18})$$

A função de distribuição acumulada de R é dada por

$$F_R(r) = P(R \leq r) = P(\sqrt{X^2 + Y^2} \leq r). \quad (\text{A.19})$$

A função de distribuição acumulada dada em (A.19) pode ser dada por

$$F_R(r) = \iint_{\Omega} f_{X,Y}(x,y) dx dy. \quad (\text{A.20})$$

Como X e Y são independentes, $f_{X,Y}(x,y) = f_X(x)f_Y(y)$. Logo, a partir de (A.18), temos:

$$f_{X,Y}(x,y) = \frac{1}{2ps^2} e^{-\frac{1}{2s^2}[(x-\mu_x)^2 + (y-\mu_y)^2]}. \quad (\text{A.21})$$

Substituindo (A.21) em (A.20) obtemos

$$F_R(r) = \iint_{\Omega} \frac{1}{2ps^2} e^{-\frac{1}{2s^2}[(x-\mu_x)^2 + (y-\mu_y)^2]} dx dy. \quad (\text{A.22})$$

Para facilitar o cálculo da integral faremos a seguinte mudança de variável: $x = r \cos \mathbf{q}$ e $y = r \sin \mathbf{q}$.

O Jacobiano da transformação é dado por: $J = \begin{vmatrix} \cos \mathbf{q} & -r' \operatorname{sen} \mathbf{q} \\ \operatorname{sen} \mathbf{q} & r' \cos \mathbf{q} \end{vmatrix} = r'$, assim temos que, $dxdy = |J|dr'd\mathbf{q}$. Substituindo estes novos valores em (A.22), obtemos

$$F_R(r) = \frac{1}{2p\mathbf{s}^2} \int_0^r \int_0^{2p} r' e^{-\frac{1}{2\mathbf{s}^2}[(r'\cos\mathbf{q}-h_x)^2+(r'\operatorname{sen}\mathbf{q}-h_y)^2]} d\mathbf{q} dr', \quad (\text{A.23})$$

e, com algumas manipulações, temos

$$F_R(r) = \frac{1}{\mathbf{s}^2} \int_0^r r' e^{-\frac{r^2+h_x^2+h_y^2}{2\mathbf{s}^2}} dr' \left(\frac{1}{2p} \int_0^{2p} e^{\frac{r'(h_x \cos \mathbf{q} + h_y \operatorname{sen} \mathbf{q})}{\mathbf{s}^2}} d\mathbf{q} \right). \quad (\text{A.24})$$

Considerando que $h_x \cos \mathbf{q} + h_y \operatorname{sen} \mathbf{q} = \sqrt{h_x^2 + h_y^2} \cos(\mathbf{q} - \arctan(\frac{h_y}{h_x})) = A \cos(\mathbf{q} - \mathbf{a})$:

$$F_R(r) = \frac{1}{\mathbf{s}^2} \int_0^r r' e^{-\frac{r^2+h_x^2+h_y^2}{2\mathbf{s}^2}} dr' \left(\frac{1}{2p} \int_0^{2p} e^{\frac{r'A \cos(\mathbf{q}-\mathbf{a})}{\mathbf{s}^2}} d\mathbf{q} \right) = \frac{1}{\mathbf{s}^2} \int_0^r r' e^{-\frac{r^2+A^2}{2\mathbf{s}^2}} I_0\left(\frac{r'A}{\mathbf{s}^2}\right) dr'. \quad (\text{A.25})$$

Como $f_R(r) = \frac{dF_R(r)}{dr}$, segue que

$$f_R(r) = \frac{r}{\mathbf{s}^2} e^{-\frac{r^2+A^2}{2\mathbf{s}^2}} I_0\left(\frac{rA}{\mathbf{s}^2}\right) \text{ para } r \geq 0. \quad (\text{A.26})$$

Essa é a função densidade de probabilidade de uma variável aleatória Rice. Fazendo $A = 0$, ou, equivalentemente, $h_x = 0$ e $h_y = 0$, teremos

$$f_R(r) = \frac{r}{\mathbf{s}^2} e^{-\frac{r^2}{2\mathbf{s}^2}} \text{ para } r \geq 0. \quad (\text{A.27})$$

Essa expressão é da função densidade de probabilidade da variável aleatória Rayleigh.

Concluimos portanto que se X e Y são variáveis aleatórias Gaussianas independentes, a variável aleatória R definida como $R = \sqrt{X^2 + Y^2}$ terá uma distribuição Rayleigh, se as médias de X e Y forem nulas, ou Rice, se pelo menos uma delas não tiver média nula.

Apêndice B - Desempenho da modulação DBPSK não coerente para canais com desvanecimento Rayleigh

Neste apêndice, desenvolveremos a expressão de probabilidade de erro para o sistema não coerente com modulação DBPSK para um canal com desvanecimento Rayleigh [45].

Para demonstração do desempenho da modulação DBPSK será necessário a utilização do seguinte teorema:

Sejam x e y duas Variáveis Aleatórias Gaussianas reais com médias η_x e η_y , variância σ_x^2 e σ_y^2 e correlação:

$$r = \frac{E[(x - \eta_x)(y - \eta_y)]}{\sigma_x \sigma_y}. \quad (\text{B.1})$$

Dado que x possui um valor específico X , y é Gaussiana com média:

$$\eta_{y|x} = E[y | x = X] = \eta_y + r \frac{\sigma_y (X - \eta_x)}{\sigma_x}, \quad (\text{B.2})$$

e variância dada por

$$E[(y - \eta_{y|x})^2 | x = X] = \sigma_y^2 (1 - r^2). \quad (\text{B.3})$$

▪ DBPSK

Dado $\mathbf{f}^{(k-1)} = \mathbf{f}^{(k)} = 0$, isto é, $\Delta \mathbf{f} = 0$, os números complexos recebidos nos intervalos $k-1$ e k são da forma

$$\begin{aligned} r_k &= \sqrt{E_s} h_k + n_k, \\ r_{k-1} &= \sqrt{E_s} h_{k-1} + n_{k-1}, \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

em que $h_k = h_k^I + j h_k^Q$ são variáveis aleatórias Gaussianas complexas de média zero e covariância

dada por

$$R_h(l) = E[h_k^* h_{k+l}] = E[h_k^I h_{k+l}^I] + E[h_k^Q h_{k+l}^Q] = 2R(l), \quad (\text{B.5})$$

em que $R(l) = E[h_k^I h_{k+l}^I] = E[h_k^Q h_{k+l}^Q]$, $n_k = n_k^I + jn_k^Q$ e $n_k^I, n_k^Q \sim N\left(0, \frac{N_0}{2}\right)$.

Assim,

$$E[|n_k|^2] = E[(n_k^I)^2] + E[(n_k^Q)^2] = \frac{N_0}{2} + \frac{N_0}{2} = N_0. \quad (\text{B.6})$$

Podemos escrever r_k e r_{k-1} como

$$\begin{aligned} r_k &= r_k^I + jr_k^Q \\ r_{k-1} &= r_{k-1}^I + jr_{k-1}^Q, \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$

em que as variáveis aleatórias r_k^I , r_k^Q , r_{k-1}^I e r_{k-1}^Q , definidas como

$$\begin{aligned} r_k^I &= \sqrt{E_s} h_k^I + n_k^I; r_{k-1}^I = \sqrt{E_s} h_{k-1}^I + n_{k-1}^I \\ r_k^Q &= \sqrt{E_s} h_k^Q + n_k^Q; r_{k-1}^Q = \sqrt{E_s} h_{k-1}^Q + n_{k-1}^Q, \end{aligned} \quad (\text{B.8})$$

possuem médias zero. Definindo a relação sinal-ruído média recebida por

$$\mathbf{g}_s = E[|h_k s_k|^2] / E[|n_k|^2] = \frac{R_h(0)E_s}{N_0} = \frac{2R(0)E_s}{N_0}, \quad (\text{B.9})$$

temos que as variáveis aleatórias r_k^I , r_k^Q , r_{k-1}^I e r_{k-1}^Q possuem variância dada por

$$\mathbf{s}_r^2 = E[(r_k^I)^2] = E[(r_k^Q)^2] = E_s E[(h_k^I)^2] + E[(n_k^I)^2] = E_s R(0) + \frac{N_0}{2}, \quad (\text{B.10})$$

ou

$$\mathbf{s}_r^2 = \frac{N_0}{2} (\mathbf{g}_s + 1). \quad (\text{B.11})$$

A correlação entre r_k^I e r_{k-1}^I , e entre r_k^Q e r_{k-1}^Q é

$$r = \frac{E[r_k^I r_{k-1}^Q]}{\mathbf{s}_r^2} = \frac{E_s R(1)}{N_0(\mathbf{g}_s + 1)} = \frac{2E_s R(1) R(0)}{N_0(\mathbf{g}_s + 1) R(0)}, \quad (\text{B.12})$$

ou

$$r = \frac{\mathbf{g}_s \mathbf{r}}{(\mathbf{g}_s + 1)}. \quad (\text{B.13})$$

A partir de (B.2), temos

$$\begin{aligned} n_a^I &= E[r_k^I | r_{k-1}^I = \mathbf{a}] = r\mathbf{a}, \\ n_a^Q &= E[r_k^Q | r_{k-1}^Q = \mathbf{a}] = r\mathbf{a}. \end{aligned} \quad (\text{B.14})$$

A partir de (B.3), obtemos

$$\mathbf{s}^2_a = E\left[(r_k^I - \mathbf{h}_a^I)^2 | r_{k-1}^I = \mathbf{a}\right] = \mathbf{s}_r^2 (1 - r^2) = (\mathbf{g}_s + 1) \frac{N_0}{2} \left(1 - \frac{(\mathbf{g}_s \mathbf{r})^2}{(1 + \mathbf{g}_s)^2}\right), \quad (\text{B.15})$$

ou seja,

$$\mathbf{s}^2_a = \frac{N_0}{2} \left(\frac{(1 + \mathbf{g}_s)^2 - (\mathbf{g}_s \mathbf{r})^2}{(1 + \mathbf{g}_s)^2} \right). \quad (\text{B.16})$$

Considere a média condicional da variável complexa r_k dado $r_{k-1} = x_i$, como

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_{x_i} &= E[r_k | r_{k-1} = x_i] = E[r_k^I + jr_k^Q | r_{k-1} = x_i] \\ &= E[r_k^I | r_{k-1} = x_i] + jE[r_k^Q | r_{k-1} = x_i] \\ &= E[r_k^I | r_{k-1}^I = \text{Re}[x_i]] + jE[r_k^Q | r_{k-1}^Q = \text{Im}[x_i]]. \end{aligned} \quad (\text{B.17})$$

Substituindo (B.14) em (B.17), temos:

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_{x_i} &= r \text{Re}[x_i] + jr \text{Im}[x_i] = rx_i \\ \mathbf{h}_{x_i} &= \frac{\mathbf{g}_s \mathbf{r}}{\mathbf{g}_s + 1} x_i. \end{aligned} \quad (\text{B.18})$$

A variância complexa condicional é dada por

$$\begin{aligned}
\mathbf{s}_{x_i}^2 &= E\left[|r_k - \mathbf{h}_{x_i}|^2 \mid r_{k-1} = x_i\right] = E\left[\left|(r_k^I - \mathbf{h}_{x_i}^I) + j(r_k^O - \mathbf{h}_{x_i}^O)\right|^2 \mid r_{k-1} = x_i\right] \\
&= E[(r_k^I - \mathbf{h}_{x_i}^I)^2 \mid r_{k-1} = x_i] + E[(r_k^O - \mathbf{h}_{x_i}^O)^2 \mid r_{k-1} = x_i] \\
&= E[(r_k^I - \mathbf{h}_{x_i}^I)^2 \mid r_{k-1}^I = \text{Re}[x_i]] + E[(r_k^O - \mathbf{h}_{x_i}^O)^2 \mid r_{k-1}^O = \text{Im}[x_i]],
\end{aligned} \tag{B.19}$$

e utilizando (B.14) temos:

$$\mathbf{s}_{x_i}^2 = N_0 \left[\frac{(\mathbf{g}_s + 1)^2 - (\mathbf{g}_s \mathbf{r})^2}{(1 + \mathbf{g}_s)} \right]. \tag{B.20}$$

O segundo momento condicional de r_k é dado por

$$\begin{aligned}
E[r_k^2 \mid r_{k-1} = x_i] &= E[(r_k^I)^2 \mid r_{k-1} = x_i] + 2jE[r_k^I r_k^O \mid r_{k-1} = x_i] - E[(r_k^O)^2 \mid r_{k-1} = x_i] \\
&= (\mathbf{h}_{\text{Re}[x_i]}^I)^2 + 2j\mathbf{h}_{\text{Re}[x_i]}^I \mathbf{h}_{\text{Im}[x_i]}^O - (\mathbf{h}_{\text{Im}[x_i]}^O)^2 = (\mathbf{h}_{\text{Re}[x_i]}^I + j\mathbf{h}_{\text{Im}[x_i]}^O)^2,
\end{aligned} \tag{B.21}$$

e usando (B.14) temos:

$$E[r_k^2 \mid r_{k-1} = x_i] = (r(\text{Re}[x_i] + j\text{Im}[x_i]))^2 = (rx_i)^2 = \mathbf{h}_{x_i}^2 = \left(\frac{\mathbf{g}_s \mathbf{r}}{\mathbf{g}_s + 1} x_i \right)^2. \tag{B.22}$$

A probabilidade de erro de um esquema DBPSK é dado por [43] [44]

$$P(e) = P(e \mid \Delta \mathbf{f} = 0) = P(\text{Re}[r_{k-1}^* r_k] < 0 \mid \Delta \mathbf{f} = 0). \tag{B.23}$$

Para o cálculo da probabilidade, calculemos inicialmente

$$P(e \mid r_{k-1} = x_i) = P(\text{Re}[r_{k-1}^* r_k] < 0 \mid r_{k-1} = x_i, \Delta \mathbf{f} = 0). \tag{B.24}$$

Dado $r_{k-1} = x_i, \Delta \mathbf{f} = 0$, $\text{Re}[r_{k-1}^* r_k]$ é condicionalmente Gaussiana com média (omitiremos o condicionamento e $\Delta \mathbf{f} = 0$ para simplificar)

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{h}} &= E[\text{Re}[r_{k-1}^* r_k] \mid r_{k-1} = x_i] = E[\text{Re}[x_i^* r_k] \mid r_{k-1} = x_i] = \frac{1}{2} E[x_i^* r_k + x_i r_k^* \mid r_{k-1} = x_i] \\
&= \frac{1}{2} x_i^* E[r_k \mid r_{k-1} = x_i] + \frac{1}{2} x_i E[r_k^* \mid r_{k-1} = x_i] = \frac{1}{2} x_i^* \mathbf{h}_{x_i} + \frac{1}{2} x_i \mathbf{h}_{x_i}^* \\
&= \text{Re}[\mathbf{h}_{x_i} x_i^*] = \frac{\mathbf{g}_s \mathbf{r}}{\mathbf{g}_s + 1} |x_i|^2,
\end{aligned} \tag{B.25}$$

e variância

$$\hat{\mathbf{s}}^2 = E[(\text{Re}[r_{k-1}^* r_k])^2 | r_{k-1} = x_i] - \mathbf{h} = E[(\text{Re}[x_i^* r_k])^2 | r_{k-1} = x_i] - \mathbf{h}^2. \quad (\text{B.26})$$

Como $\text{Re}[A]\text{Re}[A] = \frac{1}{2}[AA + AA^*]$ e definindo $A = x_i^* r_k$, obtemos a partir de (B.26):

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{s}}^2 &= \frac{1}{2} E[x_i^* r_k x_i^* r_k + x_i^* r_k x_i r_k^* | r_{k-1} = x_i] - \mathbf{h}^2 \\ &= \frac{1}{2} (x_i^*)^2 E[r_k^2 | r_{k-1} = x_i] + \frac{1}{2} |x_i|^2 E[|r_k|^2 | r_{k-1} = x_i] - \mathbf{h}^2, \end{aligned} \quad (\text{B.27})$$

e usando (B.22) e (B.25) obtemos:

$$\hat{\mathbf{s}}^2 = \frac{1}{2} (x_i^*)^2 \left(\frac{\mathbf{g}_s \mathbf{r}}{\mathbf{g}_s + 1} \right)^2 x_i^2 + \frac{1}{2} |x_i|^2 \left(\mathbf{s}_{x_i}^2 + |\mathbf{h}_{x_i}|^2 \right) - \left(\frac{\mathbf{g}_s \mathbf{r}}{\mathbf{g}_s + 1} \right)^2 |x_i|^4. \quad (\text{B.28})$$

Substituindo (B.18) em (B.28) e após algumas manipulações algébricas temos que:

$$\hat{\mathbf{s}}^2 = \frac{N_0}{2} \left[\frac{(\mathbf{g}_s + 1)^2 - (\mathbf{g}_s \mathbf{r})^2}{1 + \mathbf{g}_s} \right] |x_i|^2. \quad (\text{B.29})$$

Desta forma,

$$P(e | r_{k-1} = x_i) = P(\text{Re}[r_{k-1}^* r_k] < 0 | r_{k-1} = x_i, \Delta \mathbf{f} = 0) = Q\left(\frac{\mathbf{h}}{\hat{\mathbf{s}}}\right). \quad (\text{B.30})$$

Então,

$$P(e | r_{k-1} = x_i) = Q\left(\frac{\sqrt{\frac{2(\mathbf{r} \mathbf{g}_s)^2}{[(\mathbf{g}_s + 1)^2 - (\mathbf{r} \mathbf{g}_s)^2] (\mathbf{g}_s + 1)} \frac{|x_i|}{\sqrt{N_0}}}}{\sqrt{N_0}}\right), \quad (\text{B.31})$$

em que, $Q(z) = \int_z^\infty \frac{1}{\sqrt{2\mathbf{p}}} e^{-\frac{Y^2}{2}} dY$.

Dessa forma,

$$P(e) = \int_0^\infty P(e | r_{k-1} = x_i) p_{r_{k-1}}(x_i) dx_i = E[P(e | r_{k-1})]. \quad (\text{B.32})$$

Lembrando que $r_{k-1} = \sqrt{E_s} h_{k-1} + n_{k-1} = r_{k-1}^I + jr_{k-1}^Q$, e que cada variável aleatória r_{k-1}^I e r_{k-1}^Q é

Gaussiana com média zero e variância $\mathbf{s}_r^2 = \frac{N_0}{2}(\mathbf{g}_{s+1})$, podemos definir $y = \frac{r_{k-1}}{\sqrt{N_0}} = y^I + jy^Q$, em que cada variável aleatória y^I e y^Q é Gaussiana com média zero e variância

$$\mathbf{s}_y^2 = \frac{1}{2}(\mathbf{g}_s + 1). \quad (\text{B.33})$$

Portanto, podemos reescrever (B.31) como

$$P(e|y=Y) = Q\left(\sqrt{\frac{2(\mathbf{r}\mathbf{g}_s)^2}{(\mathbf{g}_s + 1)^2 - (\mathbf{r}\mathbf{g}_s)^2}} \mathbf{g}_s + 1\right) |Y|. \quad (\text{B.34})$$

Seja, $Z = |y|$ uma variável aleatória Rayleigh com $p_Z(z) = \frac{z}{\mathbf{s}_y^2} e^{-\frac{z^2}{2\mathbf{s}_y^2}}$, em que \mathbf{s}_y^2 está definido em

(B.33), podemos escrever a probabilidade de erro condicional como

$$P(e|z=Z) = Q\left(\sqrt{\frac{2(\mathbf{r}\mathbf{g}_s)^2}{(\mathbf{g}_s + 1)^2 - (\mathbf{r}\mathbf{g}_s)^2}} \mathbf{g}_s + 1\right) Z. \quad (\text{B.35})$$

Então,

$$P(e) = \int_0^\infty P(e|z=Z) p_Z(z) dz = \int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{2(\mathbf{r}\mathbf{g}_s)^2}{(\mathbf{g}_s + 1)^2 - (\mathbf{r}\mathbf{g}_s)^2}} \mathbf{g}_s + 1\right) Z \frac{z}{\mathbf{s}_y^2} e^{-\frac{z^2}{2\mathbf{s}_y^2}} dz. \quad (\text{B.36})$$

A integral acima é bem conhecida na literatura:

$$\int_0^\infty Q(\sqrt{\mathbf{b}Z}) \frac{z}{\mathbf{s}_y^2} e^{-\frac{z^2}{2\mathbf{s}_y^2}} dz = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\mathbf{b}2\mathbf{s}_y^2}{2\mathbf{s}_y^2\mathbf{b} + 2}}\right). \quad (\text{B.37})$$

Utilizando (B.37) para calcular (B.36) e após algumas manipulações algébricas, teremos:

$$P(e) = \frac{1}{2} \left(\frac{\mathbf{g}_s(1-\mathbf{r})+1}{\mathbf{g}_s+1} \right), \quad (\text{B.38})$$

em que $\mathbf{r} = J_0(2\mathbf{p}f_D T)$.

A variável aleatória y é estatisticamente equivalente a $y' = \sqrt{\mathbf{g}_s} h_{k-1}' + n_{k-1}'$, onde:

$$E[h_{k-1}'^2] = 1 \text{ e } E[n_{k-1}'^2] = 1. \text{ Neste caso, } E[|y'|^2] = \mathbf{g}_s.$$

Apêndice C – Método para avaliar os parâmetros do modelo GEC

Defina \mathbf{e} e \mathbf{d} símbolos binários e \mathbf{s} qualquer seqüência binária de comprimento finito, onde por definição $Q(\mathbf{s}, i) = P(E_n = \mathbf{s}, S_{n+1} = i)$. Considere \mathbf{f} uma seqüência vazia, ou seja, uma seqüência de comprimento zero com as propriedades $\mathbf{f}\mathbf{s} = \mathbf{s}\mathbf{f}$ e $P(\mathbf{f}) = 1$.

Com isso a probabilidade de alguma seqüência gerada pelo modelo GEC satisfaz as relações:

$$P(\mathbf{s}) = Q(\mathbf{s}, 0) + Q(\mathbf{s}, 1), \quad (\text{C.1})$$

$$P(\mathbf{s}\mathbf{e}) = Q(\mathbf{s}, 0)b_{0,e} + Q(\mathbf{s}, 1)b_{1,e}. \quad (\text{C.2})$$

Assim a partir (C.1) e (C.2) pode-se expressar $Q(\mathbf{s}, 0)$ e $Q(\mathbf{s}, 1)$ por

$$Q(\mathbf{s}, 0) = \frac{-b_{1,e}}{b_{0,e} - b_{1,e}} P(\mathbf{s}) + \frac{1}{b_{0,e} - b_{1,e}} P(\mathbf{s}\mathbf{e}), \quad (\text{C.3})$$

$$Q(\mathbf{s}, 1) = \frac{b_{0,e}}{b_{0,e} - b_{1,e}} P(\mathbf{s}) - \frac{1}{b_{0,e} - b_{1,e}} P(\mathbf{s}\mathbf{e}). \quad (\text{C.4})$$

Partindo-se do modelo GEC pode-se obter também a equação

$$P(\mathbf{s}\mathbf{e}\mathbf{d}) = Q(\mathbf{s}, 0)b_{0,e}[Qb_{1,d} + (1-Q)b_{0,d}] + Q(\mathbf{s}, 1)b_{1,e}[(1-q)b_{1,d} + qb_{0,d}]. \quad (\text{C.5})$$

Substituindo (C.3) e (C.4) em (C.5), e organizando os termos, obtemos

$$P(\mathbf{s}\mathbf{e}\mathbf{d}) = c(\mathbf{e}, \mathbf{d})P(\mathbf{s}\mathbf{e}) + d(\mathbf{e}, \mathbf{d})P(\mathbf{s}), \quad (\text{C.6})$$

em que $c(\mathbf{e}, \mathbf{d})$ e $d(\mathbf{e}, \mathbf{d})$ são dados por

$$c(\mathbf{e}, \mathbf{d}) = \left\{ \frac{b_{0,e}}{b_{0,e} - b_{1,e}} [Qb_{1,d} + (1-Q)b_{0,d}] - \frac{b_{1,e}}{b_{0,e} - b_{1,e}} [(1-q)b_{1,d} + qb_{0,d}] \right\}, \quad (\text{C.7})$$

$$d(\mathbf{e}, \mathbf{d}) = \left\{ \frac{b_{0,e}b_{1,e}}{b_{0,e} - b_{1,e}} [(1-q)b_{1,d} + qb_{0,d}] - \frac{b_{1,e}b_{0,e}}{b_{0,e} - b_{1,e}} [Qb_{1,d} + (1-Q)b_{0,d}] \right\}. \quad (\text{C.8})$$

A equação (C.6) permite expressar $c(\mathbf{e}, \mathbf{d})$ e $d(\mathbf{e}, \mathbf{d})$, e conseqüentemente, b , g , q e Q , como função das probabilidades das seqüências de erros binárias. Substituindo $\mathbf{s} = \mathbf{f}$ e $\mathbf{s} = \mathbf{e}$ em (C.6), respectivamente temos:

$$P(\mathbf{e}\mathbf{d}) = c(\mathbf{e}, \mathbf{d})P(\mathbf{e}) + d(\mathbf{e}, \mathbf{d}), \quad (\text{C.9})$$

$$P(\mathbf{e}\mathbf{e}\mathbf{d}) = c(\mathbf{e}, \mathbf{d})P(\mathbf{e}\mathbf{e}) + d(\mathbf{e}, \mathbf{d})P(\mathbf{e}). \quad (\text{C.10})$$

Resolvendo o sistema linear composto por (C.9) e (C.10), obtemos:

$$c(\mathbf{e}, \mathbf{d}) = \frac{P(\mathbf{e}\mathbf{e}\mathbf{d}) - P(\mathbf{e}\mathbf{d})P(\mathbf{e})}{P(\mathbf{e}\mathbf{e}) - P^2(\mathbf{e})}, \quad (\text{C.11})$$

$$d(\mathbf{e}, \mathbf{d}) = \frac{P(\mathbf{e}\mathbf{d})P(\mathbf{e}\mathbf{e}) - P(\mathbf{e}\mathbf{e}\mathbf{d})P(\mathbf{e})}{P(\mathbf{e}\mathbf{e}) - P^2(\mathbf{e})}. \quad (\text{C.12})$$

A seguir expressaremos os parâmetros do modelo GEC em termos de $c(\mathbf{e}, \mathbf{d})$ e $d(\mathbf{e}, \mathbf{d})$, ou conseqüentemente, em termos das probabilidades das seqüências de erros binárias de comprimento, de no máximo, três.

Dado que $P(01) \neq P(0)P(1)$ e a partir de (C.7) e (C.8), temos:

$$c(0,0) = (1-g)(1-Q) + (1-b)(1-q), \quad (\text{C.13})$$

$$c(1,1) = g(1-Q) + b(1-q), \quad (\text{C.14})$$

$$d(0,0) = -(1-q-Q)(1-g)(1-b), \quad (\text{C.15})$$

$$d(1,1) = -(1-q-Q)gb. \quad (\text{C.16})$$

De (C.13) e (C.14), e de (C.15) e (C.16), obtemos, respectivamente:

$$1 - c(0,0) - c(1,1) = -\mathbf{m}, \quad (\text{C.17})$$

$$gb\left(\frac{d(0,0)}{d(1,1)} - 1\right) = 1 - b - g, \quad (\text{C.18})$$

em que $\mathbf{m} = 1 - q - Q$ por definição. Combinando (C.16) com (C.18) resulta a equação quadrática

$$-\mathbf{m}b^2 + (\mathbf{m} + d(0,0) - d(1,1))b + d(1,1) = 0, \quad (\text{C.19})$$

na qual a mesma equação pode ser obtida para g . Então, substituindo (C.17) em (C.19) concluímos que os parâmetros b e g são as raízes da equação abaixo:

$$[-1 + c(1,1) + c(0,0)]x^2 + [1 - c(1,1) - c(0,0) + d(1,1) - d(0,0)]x - d(1,1) = 0. \quad (\text{C.20})$$

De posse dos parâmetros b e g e a partir das equações (C.13) e (C.14), obtemos

$$Q = \frac{c(0,0)b - c(1,1)(1 - b) + (g - b)}{g - b}, \quad (\text{C.21})$$

e, finalmente,

$$q = \frac{c(0,0)g - c(1,1)(1 - g) + (b - g)}{b - g}. \quad (\text{C.22})$$

Apêndice D – Geração de processos Gaussianos via TDIF

Simulações em computadores digitais têm sido largamente usadas nos projetos de sistemas de comunicações móveis que requerem geração de variáveis aleatórias que possuem distribuição Rice e Rayleigh. As amostras discretizadas no tempo do processo de desvanecimento devem ser necessariamente correlacionadas, onde a função autocorrelação depende do máximo desvio Doppler, correspondendo ao movimento relativo entre o transmissor e o receptor, assim como outros fatores, tal como características da antena e caminhos de propagação. Inicialmente, descreveremos a geração de variáveis aleatórias Rayleigh e posteriormente estenderemos para a geração de variáveis aleatórias Rice.

Diferentes algoritmos de geração de variáveis aleatórias Rayleigh correlacionadas foram propostos [53]-[56]. O algoritmo utilizado para gerar as variáveis aleatórias Rayleigh será o método baseado na filtragem de um processo Gaussiano no domínio da frequência e através do método da Transformada Discreta Inversa de Fourier (TDIF), proposto inicialmente por J.I Smith [53] e modificado por Young e Beaulieu [57], produz amostras no domínio do tempo. O motivo desta escolha foi devido às propriedades estatísticas intrínsecas ao método que serão úteis em simulações de sistemas de comunicação sem fio.

O método modificado utiliza metade do número de TDIF do método de Smith, o que representa um aumento da eficiência da simulação, já que o método modificado faz uso de apenas dois terços de memória computacional, se comparado com o método original, enquanto produz as variáveis aleatórias com as mesmas propriedades estatísticas.

Basicamente, o método para geração de variáveis aleatórias utiliza a operação de TDIF em seqüências complexas independentes que terão como peso coeficientes de filtros apropriados. O algoritmo tem como saída uma seqüência de variáveis aleatórias com distribuição Rayleigh com as propriedades de correlação desejada.

A seqüência de variáveis aleatórias Rayleigh será formada pela componente em fase, representada pela parte superior da Figura 47 e pela componente em quadratura, representada pela parte inferior desta mesma figura. A geração de ambas as componentes é idêntica.

Pode-se interpretar as seqüências $A[k]$ e $B[k]$ da Figura 47, para $k=0,1,\dots,N-1$, como seqüências de variáveis aleatórias Gaussianas com média zero, descorrelacionadas, variância unitária e correlação cruzada nula no domínio da frequência, isto é:

$$E[A[k]] = E[B[k]] = 0 \quad \forall k ,$$

$$E[A^2[k]] = E[B^2[k]] = 1 \quad \forall k ,$$

$$E[A[k]B[l]] = E[A[k]]E[B[l]] = 0 \quad \forall k, l .$$

O sinal complexo $X[k]$ no domínio da frequência é formado por dois processos Gaussianos independentes, com mesma função autocorrelação em fase e em quadratura. A TDIF de $X[k]$ gera uma seqüência de variáveis aleatórias $x[n]$ Gaussianas complexas.

Finalmente, as amostras do processo Rayleigh com autocorrelação de Clarke são obtidas tomando-se o módulo de $x[n]$, ou seja:

$$\mathbf{a}[n] = \sqrt{\text{Re}\{x[n]\}^2 + \text{Im}\{x[n]\}^2} . \quad (\text{D.1})$$

Para gerar variáveis aleatórias com distribuição Rice é necessário que o processo Gaussiano real $\text{Re}\{x[n]\}$ tenha média diferente de zero.

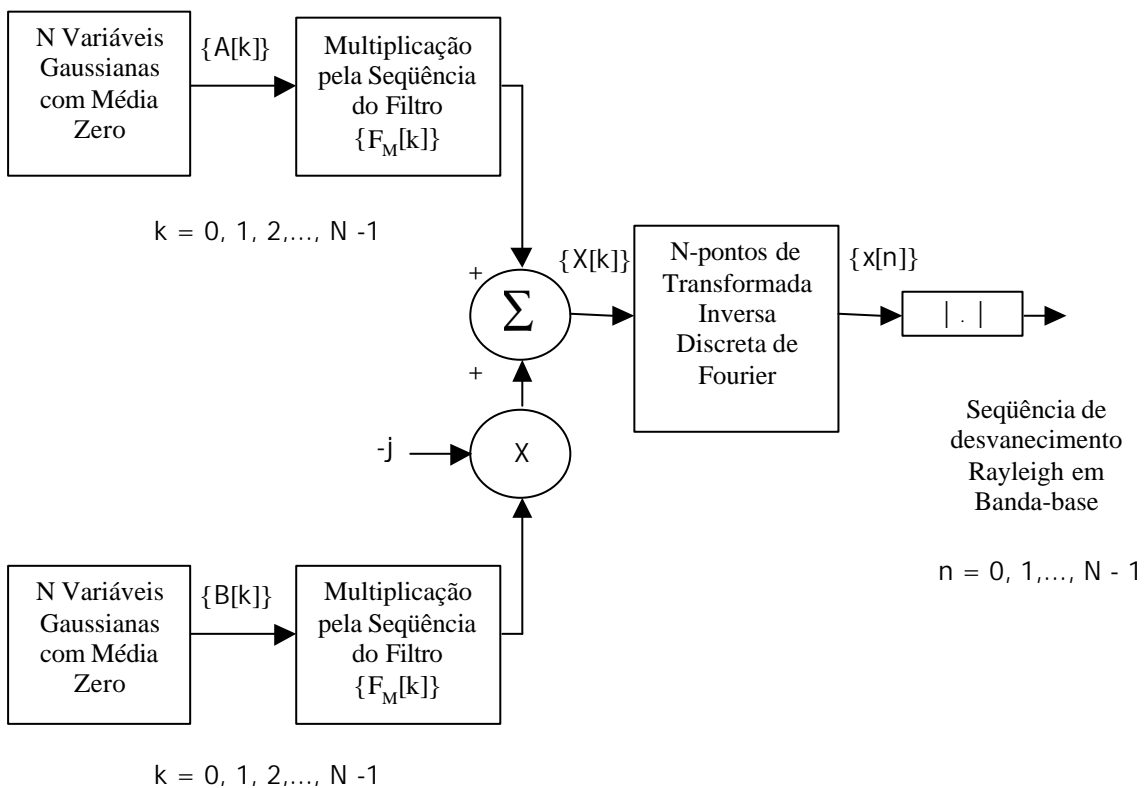


Figura 47: Diagrama de blocos do gerador de variáveis aleatórias correlacionadas Rayleigh.

A contribuição de [57] foi propor um filtro modificado $F_M[k]$ tal que os processos $Re\{x[n]\}$ e $Im\{x[n]\}$ sejam independentes. Os coeficientes do filtro modificado $F_M[k]$ são

$$F_M[k] = \begin{cases} F_S[0] & k = 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} F_S[k] & k = 1, 2, \dots, N/2 - 1 \\ F_S[k] & k = N/2 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} F_S[N - k] & k = N/2 + 1, \dots, N-1 \end{cases}, \quad (\text{D.2})$$

em que $F_S[k]$ são as amostras do filtro proposto por Smith em [53]. Estas amostras são obtidas amostrando-se $\sqrt{S_C(f)}$ nas frequências $f = \frac{k}{NT}$, $k = 0, 1, \dots, N-1$, sendo $S_C(f)$ o espectro de potência em forma de “U” de espalhamento isotrópico dado por (2.3).

Cada amostra $A[k]$ é multiplicada por uma amostra de $F_M[k]$, o mesmo acontecendo com $B[k]$. As amostras na saída dos filtros, ainda no domínio da frequência, têm uma densidade espectral proporcional ao quadrado dos coeficientes dos filtros $F_M[k]$, ou seja, as amostras no domínio do tempo na saída do filtro têm uma autocorrelação de Clarke.

O Projeto do Filtro

Uma exata realização da seqüência de autocorrelação e um correspondente espectro de potência banda-limitada não é possível com o algoritmo. Uma das conseqüências do truncamento da seqüência no tempo, inerente em simulações digital desde que uns números finitos de amostras no canal são gerados, são as oscilações de Gibbs nas descontinuidades da representação do sinal no domínio da frequência. O efeito é que o correspondente espectro de potência para o sinal no tempo finito oscila sobre àquele correspondente ao sinal no tempo infinito. A resposta de duração finita não é mais banda-limitada. Ainda temos o fato de que a resposta em frequência é negativa para algumas frequências. Como só a magnitude da seqüência do filtro $\{F[k]\}$ determina a correlação de saída, a seqüência do espectro de potência realizado tem de ser estritamente não-negativa, e isto é impossível de se fazer. Assim, não se pode gerar a exata resposta em frequência do filtro. Por outro lado, se forçarmos o espectro de potência ser banda-limitada, será observado uma superposição das amostras no tempo na seqüência de comprimento finito. Na prática, no entanto, se a magnitude dos termos superpostos é pequena, o erro devido à superposição também será.

A aproximação de [53] para definir usualmente os coeficientes do filtro é amostrar, na frequência, o espectro no tempo contínuo, em frequências $f = \frac{k}{NT}$, $k = 0, 1, \dots, N-1$. Isto, efetivamente, ignora os efeitos do tempo finito. Um tratamento especial é dado aos coeficientes de

freqüência em dois pontos. O primeiro é o ponto na freqüência zero ($k=0$), que é feito igual a zero. O outro ponto é o de máxima freqüência Doppler ou ligeiramente abaixo dela, que é dado por [57]

$$k_m = \left\lfloor f_D \left(\frac{1}{NT} \right)^{-1} \right\rfloor = \lfloor f_D NT \rfloor, \quad (\text{D.3})$$

em que $\lfloor x \rfloor$ indica o maior inteiro menor do que ou igual a x . O coeficiente do filtro em k_m é escolhido de modo que a área sobre uma interpolação dos coeficientes do espectro é igual à área sobre a curva do espectro contínuo. A máxima freqüência Doppler realizada no sistema digital em Hertz é k_m/NT . A área sobre a curva do espectro de potência com a freqüência Doppler modificada, de zero até a máxima freqüência Doppler desejada, é dada por [57]

$$C(f) = \frac{k_m}{NT} \arcsin \left(\frac{fNT}{k_m} \right), \text{ para } 0 < f < \frac{k_m}{NT}. \quad (\text{D.4})$$

A área sobre a seção do espectro de potência entre as freqüências representadas pelas amostras $(k_m - 1)$ e k_m é igual a $C(k_m/NT) - C((k_m - 1)/NT)$. Aproximando essa área para um retângulo de altura $(F[k_m])^2$ e largura $1/NT$, obtemos:

$$F[k_m] = \sqrt{k_m \left[\frac{\mathbf{p}}{2} - \arctan \left(\frac{k_m - 1}{\sqrt{2k_m - 1}} \right) \right]}, \quad (\text{D.5})$$

que é o valor de $F[k_m]$ usado por Smith.

A completa especificação do filtro para uso no algoritmo modificado para aproximar a função correlação desejada pode agora ser mostrada, dada por [57]

$$F_M[k] = \begin{cases} 0, k=0 \\ \sqrt{\frac{1}{2\sqrt{1 - \left(\frac{k}{Nf_m}\right)^2}}}, k=1,2,\dots,k_m - 1 \\ \sqrt{\frac{k_m}{2} \left[\frac{\mathbf{p}}{2} - \arctan \left(\frac{k_m - 1}{\sqrt{2k_m - 1}} \right) \right]}, k=k_m \\ 0, k=k_m + 1, \dots, N - k_m - 1 \\ \sqrt{\frac{k_m}{2} \left[\frac{\mathbf{p}}{2} - \arctan \left(\frac{k_m - 1}{\sqrt{2k_m - 1}} \right) \right]}, k=N - k_m \\ \sqrt{\frac{1}{2\sqrt{1 - \left(\frac{N-k}{Nf_m}\right)^2}}}, k=N - k_m + 1, \dots, N - 2, N - 1 \end{cases}, \text{ com } k_m = \left\lfloor \mathbf{f}_m \cdot \left(\frac{\mathbf{f}_s}{N} \right)^{-1} \right\rfloor. \quad (\text{D.6})$$

Apêndice E – Programa de simulação para o esquema GBN do protocolo ARQ puro e híbrido tipo I

O simulador semi-analítico gera uma seqüência de variáveis aleatórias, com autocorrelação de Clarke, através da geração de processos Gaussianos correlacionados via Transformada Discreta Inversa de Fourier (TDIF), e uma seqüência de erro binária, conforme metodologia da Seção 5.2. O simulador foi desenvolvido utilizando o aplicativo MATLAB® 6.5, da *MathWorks*, Inc., com o apoio de alunos da graduação, Luciano A. C. Lisboa, Tiago Falk e Rivaldo Nunes de Oliveira Júnior. O simulador descrito é capaz de simular um conjunto de estatísticas, a partir da seqüência de erro binária, para vários esquemas de transmissão digital (*M*-PSK, DPSK, *M*-FSK, *M*-FSK não coerente e *M*-QAM), com ou sem diversidade, provendo resultados numéricos e gráficos, tais como:

- Probabilidade de Erro de Bits e Pacotes;
- Cálculo da Função Autocorrelação para uma seqüência de Bits e/ou Pacotes;
- Cálculo da vazão do Esquema GBN do Protocolo ARQ Puro e Híbrido Tipo I;
- Cálculo da vazão para Modelos CEF (GEC, *Memoryless*, Markov 1ª e 2ª ordem) do Esquema GBN do Protocolo ARQ Puro e Híbrido Tipo I;

A seguir será descrito o programa utilizado para realizar o cálculo da vazão do esquema GBN do protocolo ARQ puro e híbrido tipo I.

CÁLCULO DA VAZÃO

ESQUEMA GBN DO PROTOCOLO ARQ PURO E HÍBRIDO TIPO I

Considere r uma seqüência de erro binária de comprimento M obtida a partir da metodologia explicada anteriormente. O comprimento do pacote é dado por n e o parâmetro do protocolo GBN é N . O parâmetro t indica a quantidade de erros que podem ser corrigidos pelo código detector/corretor de erro específico.

A estatística escolhida será obtida diretamente da seqüência de erro de bits binária, ou será obtida a partir de uma seqüência de erro de pacotes binária em que o símbolo "1" indica que o número de erros de um pacote de comprimento " n " é maior que " t " e o símbolo "0" indica que o pacote tem menos ou igual a " t " erros. Para o caso do protocolo ARQ puro, nota-se que o valor de t será igual a 0 (zero), ou seja, o pacote só terá sido transmitido com sucesso se o pacote recebido não possuir nenhum erro (na simulação corresponde dizer que o pacote é composto por n bits

zeros). Um detalhe importante é que a seqüência de erro de pacotes de comprimento np é gerada a partir da seqüência de erro de bits.

O programa que gera a seqüência de erro binária, conforme metodologia da Seção 5.2, não foi inserido neste trabalho. O programa que realiza o cálculo da vazão do esquema GBN do protocolo ARQ Puro e Híbrido Tipo I será descrito a seguir:

```
np=floor(M/n); k=0; x=1;
```

```
for j=0:(np-1)
```

```
int=n*j+1:n*j+n;
```

```
    if sum(r(int))<=t
```

```
        rbloco(j+1)=0;
```

```
    else
```

```
        rbloco(j+1)=1;
```

```
    end
```

```
end
```

```
while x < M
```

```
    if rbloco(x)==0
```

```
        k=k+1;
```

```
        x=x+1;
```

```
    else
```

```
        x=x+N;
```

```
    end
```

```
end
```

$$\text{Vazão} = \frac{K}{M}.$$

Nota-se que para simular o esquema SR considerando *buffer* infinito no transmissor e receptor é necessário apenas fazer o parâmetro do protocolo GBN igual a 1, ou seja, $N=1$.

Referências Bibliográficas

- [1] Siqueira, E., Quebra de Barreiras, **Revista Telecom Negócios**, No. 37, Agosto de 2004.
- [2] Guimarães, D. A., Introdução às Comunicações Móveis, **Revista do Instituto Nacional de Telecomunicações**, Vol. 1, No. 1, Agosto de 1998.
- [3] Guimarães, D. A., Sistemas de Comunicação Móvel de Terceira Geração, **Revista do Instituto Nacional de Telecomunicações**, Vol. 4, No. 1, Maio de 2001.
- [4] Catreaux, S., Erceg, V., Gesbert, D. and Heath Jr., R. W., Adaptive Modulation and MIMO Coding for Broadcasting Wireless Data Networks, **IEEE Communications Magazine**, Vol. 40, pp. 108-115, June 2002.
- [5] Parkvall, S., Peisa, J., Furuskar, A., Samuelsson, M. and Persson, M., Evolving WCDMA for Improved High Speed Mobile Internet, **Proceedings of Future Telecommunications Conference**, November 2001.
- [6] Nakamura, M., Awad, Y. and Vadgama, S., Adaptive Control of Link Adaptation for High-Speed Downlink Packet Access (HSDPA) in WCDMA, **Proceedings Wireless Personal Multimedia Communications**, Vol. 2, pp. 382-386, October 2002.
- [7] Love, R., Classon, B., Ghosh, A. and Cudak, M., Incremental Redundancy for Evolutions of 3G CDMA Systems, **Proceedings of Vehicular Technology Conference**, Vol. 1, pp. 454-458 May 2002.
- [8] Das, A., Khan, F., Sampath, A. and Su, H., Performance of Hybrid ARQ for High Speed Downlink Packet Access in UMTS, **Proceedings of Vehicular Technology Conference**, Vol. 4, pp. 7-11, October 2001.
- [9] Dahlman, E., Gudmundson, B., Nilsson, M. and Skold, J., UMTS/IMT-2000 Based on Wideband CDMA, **IEEE Communications Magazine**, Vol. 36, No. 9, pp. 70-80, September 1998.
- [10] Rappaport, T. S., Annamalaia, A., Buehrer, R. M. and Tranter, W. H., Wireless Communications: Past Events and a Future Perspective, **IEEE Communications Magazine**, Vol. 40, pp. 148-161, May 2002.

- [11] Lin, S. and Costello Jr., D. J., **Error Control Coding: Fundamentals and Applications**, Prentice Hall. Englewood Cliffs, 1983.
- [12] Wicker, S. B., **Error Control System for Digital Communication and Storage**, Prentice Hall. Englewood Cliffs, 1995.
- [13] Lin, S., Costello Jr., D. J. and Miller, M. J., Automatic Repeat Request Error Control Schemes, **IEEE Communications Magazine**, Vol. 22, pp. 5-17, December 1984.
- [14] Falahati, S. and Svensson, A., Hybrid Type II ARQ Scheme for Rayleigh Fading Channels, **International Conference on Telecommunications**, Vol. 1, pp. 39-46, June 1998.
- [15] Zhang, Q. and Kassam, S. A., Hybrid ARQ with Selective Combining for Fading Channels, **IEEE Journal on Selected Area in Communications**, Vol. 17, No. 5, pp. 867-880, May 1999.
- [16] Swarts, F. and Ferreira, H. C., Markov Characterization of Digital Fading Mobile VHF Channels, **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, Vol. 43, pp. 977-985, November 1994.
- [17] Wang, H. S. and Moayeri, N., Finite State Markov Channel – A Useful Model for Radio Communications Channels, **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, Vol. 44, pp. 163-171, February 1995.
- [18] Wang, H. S. and Chang, P., On Verifying the First-Order Markovian Assumption for a Rayleigh Fading Channel Model, **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, Vol. 45, pp. 353-357, May 1996.
- [19] Zorzi, M., Rao, R. R. and Milstein, L. B., ARQ Error Control for Fading Mobile Radio Channels, **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, Vol. 46, No. 2, pp. 445-455, May 1997.
- [20] Zhang, Q. and Kassam, S. A., Finite State Markov Model for Rayleigh Fading Channels, **IEEE Transactions on Communications**, Vol. 47, No. 5, pp. 1688-1692, November 1999.
- [21] Babich, F. and Lombardi, G., A Markov Model for the Mobile Propagation Channel, **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, Vol. 49, No.1, pp. 63-73, January 2000.

- [22] Tan, C. and Beaulieu, N. C., On first-order Markov Modeling for Rayleigh Fading Channels, **IEEE Transactions on Communications**, Vol.48, pp. 2032-2040, December 2000.
- [23] Babich, F., Kelly, O. and Lombardi, G., Generalized Markov Modeling for Flat Fading, **IEEE Transactions on Communications**, Vol. 48, pp. 547-551, April 2000.
- [24] Pimentel, C. and Blake, I. F., Modeling Burst Channels Using Partitioned Fritchman's Markov Models, **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, Vol. 47, No. 3, pp. 885-899, August 1998.
- [25] Wilhelmsson, L. and Milstein, L. B., On the Effect of Imperfect Interleaving for the Gilbert-Elliott Channel, **IEEE Transactions on Communications**, Vol. 47, pp. 681-688, May 1999.
- [26] Turin, H. and Van Nobelen, R., Hidden Markov Modeling of Flat Fading Channels, **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, Vol. 16, pp. 1809-1817, December 1998.
- [27] Lu, D. L. and Chang, J. F., Performance of ARQ Protocol in Nonindependent Channels Errors, **IEEE Transactions on Communications**, Vol. 41, pp. 721-730, May 1993.
- [28] Zorzi, M. and Rao, R. R., Throughput Analysis of ARQ Go-Back-N Protocol in Markov Channels with Unreliable Feedback, **Proceedings of IEEE ICC'95**, pp. 1232-1237, June 1995.
- [29] Zorzi, M. and Rao, R. R., Throughput Performance of ARQ Selective-Repeat Protocol with Time Diversity in Markov Channels with Unreliable Feedback, **Wireless Networks**, Vol. 2, pp. 63-75, February 1996.
- [30] Zorzi, M. and Rao, R. R., On the Use of Renewal Theory in the Analysis of ARQ Protocols, **IEEE Transactions on Communications**, Vol. 44, pp. 1077-1081, September 1996.
- [31] Zorzi, M. and Rao, R. R., Performance of ARQ Go-Back-N Protocol in Markov Channels with Unreliable Feedback, **Mobile Networks and Applications**, Vol. 2, pp. 183-193, November 1997.
- [32] Leung, C. H. C., Kikumoto, Y. and Sorensen, S. A., The Throughput Efficiency of the Go-Back-N ARQ Scheme under Markov and Related Error Structures, **IEEE Transactions on Communications**, Vol. 36, pp. 231-234, February 1988.

- [33] Zorzi, M., Rao, R. R. and Milstein, L. B., Error Statistics in Data Transmission over Fading Channels, **IEEE Transactions on Communications**, Vol. 46, No. 11, pp. 1468-1477, November 1998.
- [34] Yacoub, M. D., **Foundations of Mobile Radio Engineering**, CRC Press, New York, 1993.
- [35] Rappaport, T. S., **Wireless Communications – Principles and Practice**: IEEE Press, New York and Prentice Hall, New Jersey, 1996.
- [36] Stuber, G. L., **Principles of Mobile Communication**, Massachusetts, 1996.
- [37] Clarke, R., A Statistical Theory of Mobile Radio Reception, **Bell System Tech. J.**, Vol. 47, pp. 957-1000, July 1968.
- [38] Hoehner, P., A Statistical Discrete-time Model for WSSUS Multipath Channel, **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, Vol. 41, No. 4, pp. 461-468, November 1992.
- [39] Nakagami, M., The m-distribution: A General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading, in Hoffman, W. C., **Statistical Methods in Radio Wave Propagation**, Pergamon Press, 1960.
- [40] Coulson, A. J., et al., A Statistical Basis for Lognormal Shadowing Effects in Multipath Fading Channels, **IEEE Transactions on Communications**, Vol. 46, No. 4, pp. 494-502, April 1998.
- [41] Suzuki, H., A Statistical Model for Urban Radio Propagation, **IEEE Transactions on Communications**, Vol. 25, No. 7, pp. 673-680, July 1977.
- [42] Jakes, W. C., **Microwave Mobile Communications**, IEEE Press, New York, 1993.
- [43] Proakis, J. G., **Digital Communications**, 3rd edition: McGraw Hill. New York, 1995.
- [44] Simon, M. K. and Alouini, M. S., **Digital Communication over Fading Channels**, John Wiley, New York, 2000.
- [45] Kam, P. Y., Bit Error Probabilities of MDPSK Over the Nonselective Rayleigh Fading Channel with Diversity Reception, **IEEE Transactions on Communications**, vol. 39, No. 2, pp. 220-224, February 1991.

- [46] Kanai, L. N. and Sastry, A. R. K., Models for Channel with Memory and their Applications to Error Control, **Proceedings of the IEEE**, pp. 724-744, April 1987.
- [47] Clarke, A. B. and Disney, R. L., **Probability and Random Processes: A First Course with Applications**, John Wiley, 1988.
- [48] Grimmett, G. R. and Stirzaker, D. R., **Probability and Random Processes**, Oxford University Press, 1992.
- [49] Taylor, H. M. and Karlin, S., **An Introduction Stochastics Modeling**, Academic Press, 1984.
- [50] Ross, S. M., **Introduction to Probability Models**, 8th edition: Academic Press, 2003.
- [51] Anderson, T. W. and Goodman, L. A., Statistical Inference about Markov Chains, **Annals of Mathematical Statistics**, Vol. 28, pp. 89-110, March 1957.
- [52] Yee, J. R. and Weldon, Jr., E. J., Evaluation of the Performance of Error-Correcting Codes on a Gilbert Channel, **IEEE Transactions on Communications**, Vol. 43, pp. 2316-2323, August 1995.
- [53] Smith, J. I., A Computer Generated Multipath Fading Simulation for Mobile Radio, **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, Vol. 24, pp. 39-40, August 1975.
- [54] Young, D. J. and Beaulieu, N. C., On the Generation of Correlated Rayleigh Random Variates by Inverse Discrete Fourier Transform, **IEEE International Conference on Universal Personal Communications**, pp. 231-235, September 1996.
- [55] Jakes, W., **Microwave Mobile Communications**, New York, Wiley, 1974.
- [56] Pätzold, M., Killat, U. and Laue, F., A Deterministic Digital Simulation Model for Suzuki Processes with Application to a Shadowed Rayleigh Land Mobile Radio Channel, **IEEE Transactions on Vehicular Technologies**, Vol. 45, pp. 318-331, May 1996.
- [57] Young, D. J. and Beaulieu, N. C., The Generation of Correlated Rayleigh Random Variates by Inverse Discrete Fourier Transform, **IEEE Transactions on Communications**, Vol. 48, No. 7, pp. 1114-1127, July 2000.
- [58] SMG2, **The ETSI UMTS Terrestrial Radio Access (UTRA) ITU-R RTT Candidate Submission**, June 1998. Disponível em <http://itu.int/imt>.

- [59] ARIB, **Japan's Proposal for Candidate Radio Transmission Technology on IMT-2000: W-CDMA**, June 1998. Disponível em <http://itu.int/imt>.
- [60] Raychaudhuri, D., **Multimedia Personal Communications Networks: System Design Issues, Proc. 3rd WINLAB Workshop on 3rd Generation Wireless Information Networks**, April 1992.
- [61] Raychaudhuri, D., **WATMnet: A Prototype Wireless ATM System for Multimedia Personal Communications: Architecture, System Design and Prototyping, IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, Vol. 15, No. 1, pp. 83-95, January 1997.
- [62] Raychaudhuri, D., **Wireless ATM Networks: Architecture, System Design and Prototyping, IEEE Personal Communications**, No. 8, pp. 42-49, August 1996.
- [63] Johnston, C. A., Narasimhan, P. and Kokudo, J., **Architecture and Implementation of Radio Access Protocols in Wireless ATM Networks**, June 1998. Disponível em <http://camars.kaist.ac.kr/~skjean/Life/index.html>.
- [64] Inwhae, J., **A Novel Adaptive hybrid ARQ Scheme for Wireless ATM Networks, Wireless Networks**, Vol. 6, pp. 211-219, July 2000.
- [65] Pentikousis, K., **TCP in Wired-Cum-Wireless Environments**, April 2000. Disponível em <http://www.comsoc.org/livepubs/surveys/public/2000/dec/pentikousis.html>.
- [66] Pimentel, J. C. L., Falk, T. H. and Lisboa, L., **Finite-State Markov Modeling of Correlated Rician Fading, IEEE Transactions on Vehicular Technologies**, Vol. 53, No. 5, pp. 1491-1501, September 2004.