

**MINISTÉRIO DA DEFESA
EXÉRCITO BRASILEIRO
DEPARTAMENTO DE CIÊNCIA E TECNOLOGIA
INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA
CURSO DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Cap STEFAN CAVALCANTE BERNAT JUNIOR

**MODULAÇÃO ADAPTATIVA BASEADA NA PREDIÇÃO DA
MÉTRICA DE ADAPTAÇÃO PARA CANAIS COM
DESVANECIMENTO PLANO**

**Rio de Janeiro
2007**

Livros Grátis

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

Milhares de livros grátis para download.

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

CAP STEFAN CAVALCANTE BERNAT JUNIOR

**MODULAÇÃO ADAPTATIVA BASEADA NA PREDIÇÃO DA
MÉTRICA DE ADAPTAÇÃO PARA CANAIS COM
DESVANECIMENTO PLANO**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Instituto Militar de Engenharia, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Orientador: Maj Juraci Ferreira Galdino, D.C.

Co-orientador: Ernesto Leite Pinto, D.C.

Rio de Janeiro
2007

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA
Praça General Tibúrcio, 80-Praia Vermelha
Rio de Janeiro-RJ CEP 22290-270

Este exemplar é de propriedade do Instituto Militar de Engenharia, que poderá incluí-lo em base de dados, armazenar em computador, microfilmar ou adotar qualquer forma de arquivamento.

É permitida a menção, reprodução parcial ou integral e a transmissão entre bibliotecas deste trabalho, sem modificação de seu texto, em qualquer meio que esteja ou venha a ser fixado, para pesquisa acadêmica, comentários e citações, desde que sem finalidade comercial e que seja feita a referência bibliográfica completa.

Os conceitos expressos neste trabalho são de responsabilidade do(s) autor(es) e do(s) orientador(es).

B524m Bernat Junior, Stefan Cavalcante

Modulação adaptativa baseada na predição da métrica de adaptação para canais com desvanecimento plano / Stefan Cavalcante Bernat Junior. – Rio de Janeiro: Instituto Militar de Engenharia, 2007.

81 p.: il., graf., tab.

Dissertação (mestrado) – Instituto Militar de Engenharia – Rio de Janeiro, 2007.

1. Modulação Adaptativa. 2. Canal com Desvanecimento Plano. 3. Eficiência Espectral. 4. Predição.

CDD 621.38485

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

CAP STEFAN CAVALCANTE BERNAT JUNIOR

**MODULAÇÃO ADAPTATIVA BASEADA NA PREDIÇÃO DA MÉTRICA
DE ADAPTAÇÃO PARA CANAIS COM DESVANECIMENTO PLANO**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Instituto Militar de Engenharia, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Orientador: Maj Juraci Ferreira Galdino, D.C.

Co-orientador: Ernesto Leite Pinto, D.C.

Aprovada em 18 de Dezembro de 2007 pela seguinte Banca Examinadora:

Maj Juraci Ferreira Galdino, D.C. do IME - Presidente

Ernesto Leite Pinto, D.C. do IME

João Cesar Moura Mota, Dr. da UFC

Marcello Luiz Rodrigues de Campos, Ph.D. da COPPE/UFRJ

Maj Alberto Gaspar Guimarães, D.C. do IME

Rio de Janeiro
2007

À minha abençoada família:

Queli, minha esposa e mulher virtuosa, sempre amiga e eterna namorada, Matheus (presente de Deus) e Stefanie (princesinha), meus filhos e verdadeiros tesouros de amor e graça.

AGRADECIMENTOS

A Deus, por mais esta abençoada vitória.

À minha esposa Queli, pela sua dedicação integral à nossa família. Presença segura em nosso lar, foi sempre um apoio fiel na superação das dificuldades e desafios.

Aos meus filhos Matheus e Stefanie, pela grande torcida para finalizar este trabalho!

À minha mãe Maria de Lourdes, por todo seu esforço em me fornecer uma sólida base de educação e valores cristãos.

Ao meu pai (*in memoriam*) Stefan, que hoje completaria 83 anos de vida, pelo seu exemplo de vida.

Ao meu orientador, Maj Juraci Ferreira Galdino, pelos ensinamentos transmitidos ao longo desses dois anos de curso e pela sua disponibilidade e atenção nas orientações deste trabalho.

Ao meu co-orientador professor Ernesto Leite Pinto, pelas idéias e sugestões que contribuíram para o desenvolvimento desta dissertação.

Aos amigos do laboratório de comunicações digitais: Canto, Jorge Frederico, Arthur, Flávio Duarte, Sebastian, David e Gilberto, pela amizade e companheirismo nos diversos trabalhos realizados.

Por fim, a todos que de alguma forma contribuíram com esta jornada que aqui se encerra.

“ Só Deus basta ! ”
Teresa D’Ávila

SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES	9
LISTA DE TABELAS	13
LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS	14
1 INTRODUÇÃO	21
2 A TÉCNICA DE MODULAÇÃO ADAPTATIVA	26
2.1 Introdução	26
2.2 Modelagem estatística do Canal de Comunicação	26
2.3 Características da Técnica de Modulação Adaptativa	30
2.4 Modulação Adaptativa em Canal com Desvanecimento Plano	32
2.5 Resumo	39
3 ANÁLISE DA AUTOCORRELAÇÃO DO ESTIMADOR DA RSR	40
3.1 Introdução	40
3.2 Estimador ML da RSR	40
3.3 Autocorrelação do Estimador ML da RSR	41
3.4 Resultados Numéricos	43
3.5 Resumo	50
4 MODULAÇÃO ADAPTATIVA BASEADA NA PREDIÇÃO DA MÉTRICA DE ADAPTAÇÃO	52
4.1 Introdução	52
4.2 Desempenho de sistemas de modulação adaptativa sob efeito de atraso no canal de retorno	52
4.3 Nova Estratégia de modulação adaptativa	59
4.4 Avaliação de desempenho do preditor proposto	61
4.5 Avaliação de desempenho da técnica de Modulação Adaptativa Proposta	64
4.6 Resumo	69
5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	79
5.1 Conclusões	79
5.2 Propostas para trabalhos futuros	80

6	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	82
7	<u>APÊNDICES</u>	84
7.1	Autocorrelação do Estimador da RSR média por bloco	85
7.2	Predição Linear	93

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIG.2.1	Classificação dos tipos de desvanecimento em canais de comunicação sem fio.	27
FIG.2.2	Diagrama básico de um sistema de comunicação com modulação adaptativa.	32
FIG.2.3	Estrutura do bloco de dados.	33
FIG.2.4	Taxa de erro de bit e eficiência espectral de sistemas de modulação adaptativa, em canal com desvanecimento plano, otimizados para voz e para dados.	36
FIG.3.1	Autocorrelação da RSR em função do índice do bloco, para a expressão analítica e valores simulados, e para: (a) $\frac{\sigma_s^2}{\sigma_\eta^2} = 20 \text{ dB}$; e (b) $\frac{\sigma_s^2}{\sigma_\eta^2} = 10 \text{ dB}$	44
FIG.3.2	Autocorrelação da RSR em função do índice do bloco, para a expressão analítica e valores simulados, e para $f_D T = 10^{-4}$ e $f_D T = 10^{-5}$	45
FIG.3.3	Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com canal de retorno ideal e limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para diversos valores de desvio Doppler.	47
FIG.3.4	Autocorrelação da RSR em função do índice do bloco, para a expressão analítica e valores simulados, e para tamanhos de bloco $N = 100$ e $N = 200$	48
FIG.3.5	Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com canal de retorno ideal e limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, e para $N = 30$ e $N = 300$	49
FIG.3.6	Autocorrelação da RSR para sistemas com mesmo valor de produto $f_D T N$	50
FIG.3.7	Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com canal de retorno ideal e limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, e para sistemas com $f_D T N = 3 \times 10^{-2}$	51
FIG.4.1	Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modu-	

	lação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-5}$ e diversos valores de atraso.	54
FIG.4.2	Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-4}$ e diversos valores de atraso.	55
FIG.4.3	Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-3}$ e diversos valores de atraso.	56
FIG.4.4	Autocorrelação normalizada da RSR, para $N = 300$ e $RSR = 10$ dB, em função do atraso no canal de retorno e do espalhamento Doppler normalizado.	57
FIG.4.5	Autocorrelação normalizada da RSR, para $N = 300$ e $f_D T = 10^{-4}$, em função da RSR e do atraso no canal de retorno.	58
FIG.4.6	Diagrama de blocos em banda básica do preditor proposto.	60
FIG.4.7	Erro de predição normalizado, teórico e empírico, em função da ordem do preditor, para $RSR = 10$ dB, $f_D T = 10^{-5}$ e atrasos de 1, 2, 3 e 4 blocos.	62
FIG.4.8	Erro de predição normalizado, teórico e empírico, em função da ordem do preditor, para $RSR = 10$ dB, $f_D T = 10^{-4}$ e atrasos de 1, 2, 3 e 4 blocos.	63
FIG.4.9	Erro de predição normalizado, teórico e empírico, em função da ordem do preditor, para $RSR = 30$ dB, $f_D T = 10^{-5}$ e atrasos de 1, 2, 3 e 4 blocos.	64
FIG.4.10	Erro de predição normalizado, teórico e empírico, em função da ordem do preditor, para $RSR = 30$ dB, $f_D T = 10^{-4}$ e atrasos de 1, 2, 3 e 4 blocos.	65
FIG.4.11	Erro de predição normalizado, teórico e empírico, em função da ordem do preditor, para $RSR = 10$ dB, atraso de 1 bloco, e $f_D T = 10^{-4}$ e $f_D T = 10^{-5}$	66
FIG.4.12	Erro de predição normalizado, teórico e empírico, em função da ordem do preditor, para $RSR = 30$ dB, atraso de 1 bloco, e $f_D T = 10^{-4}$ e $f_D T = 10^{-5}$	67
FIG.4.13	Erro de predição normalizado, teórico e empírico, em função da ordem do preditor, para $f_D T = 10^{-4}$, atraso de 1 bloco, e $RSR =$	

	10 dB e 30 dB.	68
FIG.4.14	Erro de predição normalizado, teórico e empírico, em função da ordem do preditor, para $f_D T = 10^{-5}$, atraso de 1 bloco, e RSR = 10 dB e 30 dB.	69
FIG.4.15	Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-5}$, $\Delta = 1$, com e sem preditor.	70
FIG.4.16	Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-5}$, $\Delta = 2$, com e sem preditor.	71
FIG.4.17	Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-5}$, $\Delta = 3$, com e sem preditor.	71
FIG.4.18	Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-5}$, $\Delta = 4$, com e sem preditor.	72
FIG.4.19	Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 5 \times 10^{-5}$, $\Delta = 1$, com e sem preditor.	72
FIG.4.20	Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 5 \times 10^{-5}$, $\Delta = 2$, com e sem preditor.	73
FIG.4.21	Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 5 \times 10^{-5}$, $\Delta = 3$, com e sem preditor.	73
FIG.4.22	Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 5 \times 10^{-5}$, $\Delta = 4$, com e sem preditor.	74
FIG.4.23	Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-4}$, $\Delta = 1$, com e sem preditor.	74
FIG.4.24	Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-4}$, $\Delta = 2$, com e sem preditor.	75

FIG.4.25	Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-4}$, $\Delta = 3$, com e sem preditor.	75
FIG.4.26	Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-4}$, $\Delta = 4$, com e sem preditor.	76
FIG.4.27	Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 2.1 para $BER_{alvo} = 10^{-2}$, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-4}$, $\Delta = 1$, com e sem preditor.	76
FIG.4.28	Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 2.1 para $BER_{alvo} = 10^{-2}$, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-4}$, $\Delta = 2$, com e sem preditor.	77
FIG.4.29	Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 2.1 para $BER_{alvo} = 10^{-2}$, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-4}$, $\Delta = 3$, com e sem preditor.	77
FIG.4.30	Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 2.1 para $BER_{alvo} = 10^{-2}$, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-4}$, $\Delta = 4$, com e sem preditor.	78
FIG.7.1	Preditor de um passo na direção avante.	93
FIG.7.2	Relação entre o preditor e o erro de predição.	94

LISTA DE TABELAS

TAB.2.1	Limiares de chaveamento otimizados para os serviços de voz e dados.	35
TAB.3.1	Faixas de RSR e esquemas de modulação empregados de acordo com (HANZO, 2000).	46
TAB.3.2	Modelos de Sistemas de Comunicações	48
TAB.7.1	Posição dos símbolos em cada bloco de dados.	88

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

ABREVIATURAS

AWGN	-	Additive White Gaussian Noise
BER	-	Bit Error Rate
BPSK	-	Binary Phase Shift Keying
CDMA	-	Code Division Multiple Access
DFE	-	Decision Feedback Equalizer
EVDO	-	Evolution Data Optimized
fdp	-	Função densidade de probabilidade
FWA	-	Fixed Wireless Access
GWSS	-	Gaussian Wide Sense Stationary
HDR	-	High Data Rate
HF	-	High Frequency
IEEE	-	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IES	-	Interferência Entre Símbolos
LRP	-	Long-range Prediction
M-QAM	-	Multilevel Quadrature Amplitude Modulation
M_2M_4	-	Second and Fourth-Order Moments
MAN	-	Metropolitan Area Network
ML	-	Maximum Likelihood
OFDM	-	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PSAM	-	Pilot-symbol-assisted modulation
QPSK	-	Quadrature Phase Shift Keying
QAM	-	Quadrature Amplitude Modulation
RIC	-	Resposta ao Impulso do Canal
RMS	-	Root Mean Square
RSR	-	Razão Sinal-Ruído
RTT	-	Round Trip Time
SNR	-	Signal-Noise Ratio
VA	-	Variável Aleatória
WiMAX	-	Worldwide Interoperability for Microwave Access

SÍMBOLOS

$\mathbf{a}$	-	Vetor de símbolos a_k da seqüência de treinamento
a_k	-	k -ésimo símbolo da seqüência de treinamento
A_l	-	Bloco da seqüência de treinamento do l -ésimo bloco de dados
B_c	-	Banda de coerência do canal
B_l	-	l -ésimo bloco de dados
B_s	-	Largura de Banda do Sinal Transmitido
BER_{Adap}	-	Taxa de erro de bit média do sistema de modulação adaptativa
BER_{alvo}	-	Taxa de erro de bit alvo
BPS_{Adap}	-	Eficiência espectral média do sistema de modulação adaptativa
BPS_{alvo}	-	Eficiência espectral alvo
$Custo_{BER}$	-	Custo associado à taxa de erro de bit média
$Custo_{BPS}$	-	Custo associado à eficiência espectral média
D_l	-	Bloco de informação do l -ésimo bloco de dados
$e_{\hat{\sigma}_\eta^2}$	-	Erro de estimação da variância do ruído
$E[\cdot]$	-	Valor esperado
E_M	-	Erro quadrático médio mínimo de predição
$F(\cdot)$	-	Função densidade de probabilidade do canal com desvanecimento plano
f_D	-	Máximo Desvio Doppler
$f_{Doppler}$	-	Desvio Doppler
$f_D T$	-	Desvio Doppler normalizado
f_M	-	Erro de predição
$\tilde{g}_k$	-	Predição da k -ésima amostra do coeficiente da RIC de um canal não normalizado
h_k	-	k -ésima amostra do coeficiente da RIC
$\tilde{h}_k$	-	Predição k -ésima amostra do coeficiente da RIC
$\mathbf{I}$	-	Matriz identidade
$Im[\cdot]$	-	Parte imaginária
k	-	Índice de símbolo no bloco
k_1	-	Parâmetro associado ao desempenho do estimador ML
k_2	-	Parâmetro associado ao desempenho do estimador ML
j	-	Índice de símbolo no bloco

l	-	Índice de bloco
L	-	Período em símbolos para inserção do símbolo piloto da técnica PSAM
l_i	-	Limiar de decisão
m	-	Lag da autocorrelação da RSR média por bloco
M	-	Ordem do filtro de predição
n	-	Índice de tempo discreto
N	-	Quantidade de símbolos em um bloco
N_0	-	Densidade espectral de potência do ruído branco
N_A	-	Quantidade de símbolos na sequência de treinamento
p	-	Passo de predição de canal em símbolos
P	-	Potência média transmitida
$\mathbf{P}$	-	Matriz de projeção do sub-espço sinal
$\mathbf{P}^\perp$	-	Matriz de projeção do sub-espço ruído
P_2	-	Probabilidade de erro de bit da modulação BPSK
P_4	-	Probabilidade de erro de bit da modulação 4-QAM
P_{16}	-	Probabilidade de erro de bit da modulação 16-QAM
P_{64}	-	Probabilidade de erro de bit da modulação 64-QAM
P_M	-	Erro quadrático médio mínimo de predição
R_φ	-	Autocorrelação da variável aleatória φ
$\mathbf{R}_\varphi$	-	Matriz de autocorrelação da variável aleatória φ
$\mathbf{r}_\varphi$	-	Vetor correlação-cruzada da variável aleatória φ
R_γ	-	Autocorrelação da RSR média por bloco
R_h	-	Autocorrelação do canal
R_u	-	Autocorrelação do processo $u(n-1), u(n-2), \dots, u(n-M)$
$\mathbf{R}_u$	-	Matriz de autocorrelação do processo $u(n-1), u(n-2), \dots, u(n-M)$
$\mathbf{r}_u$	-	Vetor correlação-cruzada do processo $u(n-1), u(n-2), \dots, u(n-M)$
$Re[\cdot]$	-	Parte real
s_k	-	k -ésimo símbolo transmitido
T	-	Intervalo de símbolo
T_c	-	Tempo de coerência do canal

u	-	Amostra de processo estocástico estacionário no sentido amplo e de média zero
$\mathbf{u}(n-1)$	-	Vetor de entradas $u(n-1), u(n-2), \dots, u(n-M)$
$\tilde{u}(n \mathbf{U}_{n-1})$	-	Valor predito de $u(n)$ dado o conjunto de amostras passadas
$\mathbf{U}_{n-1}$	-	Espaço M-dimensional gerado pelas amostras $u(n-1), u(n-2), \dots, u(n-M)$
V	-	Velocidade do móvel
$Var[e_{\hat{\sigma}_\eta^2}]$	-	Variância do erro de estimação
$\mathbf{y}_A$	-	Vetor da observação dos símbolos da sequência de treinamento na entrada do receptor
w_j	-	j -ésimo coeficiente do filtro de predição
$\mathbf{w}$	-	Vetor de coeficientes do filtro de predição
y_k	-	k -ésima amostra da observação do sinal na estrada do receptor
z^{-1}	-	Atraso de uma amostra no tempo discreto
χ	-	Índice de símbolo no bloco
Δ	-	Atraso em blocos no canal de retorno
η_k	-	Ruído aditivo no k -ésimo intervalo de símbolo
φ_l	-	Variável aleatória de média nula obtida em função do l -ésimo bloco de dados
$\tilde{\varphi}_l$	-	Predição da variável aleatória φ_l para o l -ésimo bloco de dados
λ	-	Comprimento de onda da portadora
v	-	Índice de símbolo no bloco
γ	-	RSR instantânea
$\bar{\gamma}$	-	RSR média
$\hat{\gamma}_l$	-	Estimativa da RSR média por bloco para o l -ésimo bloco de dados
$\tilde{\gamma}_l$	-	Predição da RSR média por bloco para o l -ésimo bloco de dados
$\hat{\gamma}(k)$	-	Estimativa da RSR instantânea para o k -ésimo intervalo de símbolo
$\tilde{\gamma}(k)$	-	Predição da RSR instantânea para o k -ésimo intervalo de símbolo
$\mu[e_{\hat{\sigma}_\eta^2}]$	-	Média do erro de estimação
ρ	-	Autocorrelação normalizada da RSR média por bloco
σ_n^2	-	Variância do ruído aditivo gaussiano branco
$\hat{\sigma}_n^2$	-	Estimativa da variância do ruído aditivo gaussiano branco
σ_s^2	-	Variância do sinal transmitido
σ_τ	-	Espalhamento de retardo no tempo

θ	-	Ângulo entre a direção do movimento e a direção de propagação da onda eletromagnética
$(\cdot)^*$	-	Denota o complexo conjugado
$(\cdot)^H$	-	Denota o transposto conjugado ou hermitiana
$(\cdot)^T$	-	Denota o transposto

RESUMO

Este trabalho aborda o tema de modulação adaptativa para canais caracterizados pelo efeito do desvanecimento plano em frequência tendo, como métrica de adaptação, a razão sinal-ruído média por bloco. Maior ênfase é dada à obtenção da expressão analítica da função de autocorrelação deste parâmetro, e ao combate à degradação de desempenho dessa técnica de modulação diante de atrasos no canal de retorno.

A partir de hipóteses comumente adotadas na modelagem estatística do canal de comunicação, do ruído aditivo e da informação transmitida, obtém-se a expressão analítica da função de autocorrelação do estimador de máxima verossimilhança da razão sinal-ruído média por bloco, em função de parâmetros tipicamente encontrados em sistemas de comunicações.

A fim de combater a degradação de desempenho provocada pelo atraso no canal de retorno, é proposta uma nova estratégia de modulação adaptativa baseada na predição linear do parâmetro de adaptação, cujos coeficientes do preditor são expressos em termos da função de autocorrelação obtida nesta dissertação.

Várias avaliações e comparações de desempenho são realizadas via simulação computacional de Monte Carlo, tendo como figuras de mérito a taxa de erro de bit e a eficiência espectral dos sistemas avaliados. Os diversos resultados obtidos, sob variadas condições de simulação, indicam um bom ajuste entre os valores empíricos da função de autocorrelação do parâmetro de adaptação e aqueles fornecidos pelas expressões analíticas desta função. Os resultados de simulação indicam também que a técnica de modulação adaptativa proposta apresenta melhores características de desempenho que a técnica de modulação adaptativa convencional.

ABSTRACT

This paper discusses the adaptive modulation subject for channels characterized by the effect of flat fading in frequency having, as its adaptation metrics, the mean signal-to-noise ratio per block. More emphasis is given to acquisition of analytical expression of autocorrelation function from this parameter, and to avoidance of performance degradation of this modulation technique due to delays in return channel.

Based on hypothesis generally adopted in statistical modeling of communication channel, additive noise and sent information, it is possible to obtain the analytical expression of autocorrelation function of Maximum-Likelihood Estimator for mean signal-to-noise ratio per block due to parameters generally found in communication systems.

In order to avoid performance degradation caused by delays in return channel, it is proposed a new adaptive modulation strategy based on linear prediction of adaptation parameter, being predictor's coefficients expressed in terms of autocorrelation function obtained in this study.

Several performance evaluations and comparisons are executed via computer simulation of Monte Carlo in order to evaluate the bit error rate and spectral efficiency of the evaluated systems. Many results obtained, upon several simulation conditions, indicate a good adjustment between empirical values of autocorrelation function from adaptation parameter and those provided by analytical expressions of this function. Simulation results also indicate that the proposed adaptive modulation technique provides better performance characteristics than the conventional adaptive modulation technique.

1 INTRODUÇÃO

A crescente demanda por serviços multimídia em sistemas de comunicações sem fio tem exigido uma ocupação do espectro cada vez mais eficiente e flexível. Pesquisas e desenvolvimentos vêm sendo realizados no sentido de que a terceira geração de sistemas sem fio ofereça aos usuários transmissão de dados de alta velocidade, permitindo, dessa forma, a ampliação e melhoria de qualidade dos serviços disponíveis nesses sistemas.

Entretanto, os sistemas de comunicações sem fio, além de apresentarem canais com largura de banda severamente limitada, apresentam diversos distúrbios que podem degradar sensivelmente o sinal transmitido, induzindo a ocorrência de erros no processo de detecção da informação. O ruído e o desvanecimento são alguns dos importantes distúrbios geralmente presentes nesse tipo de canal de comunicação.

Diante das restrições de limitação de banda, uma alternativa para aumentar a taxa de transmissão é a adoção de esquemas de modulação com elevada eficiência espectral. Todavia, para os esquemas de modulação fixa, à medida que se aumenta a eficiência, degrada-se, substancialmente, a taxa de erro. Em canais AWGN (do termo em inglês *Additive White Gaussian Noise*) o aumento da razão sinal-ruído na entrada do receptor pode propiciar elevada eficiência espectral, ao mesmo tempo que se atendem requisitos em termos de taxa de erro.

Sistemas de comunicação sem fio encontram, em geral, canais cujas características de propagação variam com o tempo. Nesses sistemas, o dimensionamento do enlace para o emprego de técnicas de modulação fixa é realizado no sentido de atender requisitos de desempenho em termos de taxa de erro de bit (BER - do termo em inglês *Bit Error Rate*) mesmo nos períodos em que o canal se encontra em profundo desvanecimento (HANZO, 2000). Deste modo, esses sistemas são efetivamente projetados para o pior caso das condições do canal, resultando em uma ineficiente utilização da capacidade do canal (AGUAYO-TORRES, 1999), particularmente quando eles oferecem melhores condições de propagação.

Diante disso, as técnicas de modulação fixa em canais variantes no tempo fazem um uso inadequado da largura de banda disponível no canal. Quando o canal apresenta excelentes condições de propagação, é possível atingir taxas de erro alvo usando esquemas de modulação com elevada eficiência espectral sem comprometer, sobremaneira, a taxa

de erro. Por outro lado, quando as condições são desfavoráveis, a manutenção da taxa de erro requer o uso de esquemas de modulação com baixa eficiência espectral.

Uma alternativa para aumentar a eficiência espectral dos sistemas de comunicações sem fio e, ao mesmo tempo, atender a restrições em termos de taxa de erro, é o emprego da técnica de transmissão adaptativa.

A técnica de transmissão adaptativa procura explorar a variabilidade das condições de propagação do canal de comunicação e adapta, dinamicamente, parâmetros do sistema de transmissão como, por exemplo, o esquema de modulação, a taxa do código corretor de erros, o nível de potência transmitida, ou qualquer combinação destes parâmetros, a partir de algum indicador das condições do canal (DUEL-HALLEN, 2000).

Uma das técnicas de transmissão adaptativa que tem recebido grande destaque nos últimos anos é a de modulação adaptativa (MOHAMMAD, 2005; CONTI, 2005; EKPENY-ONG, 2006). Nesta técnica, pode-se variar o esquema de modulação adotado pelo transmissor em resposta ao estado do canal. Procura-se melhorar a eficiência espectral quando o canal apresenta melhores condições de propagação e, ao mesmo tempo, atender a um requisito de taxa de erro de bit alvo. A melhoria na eficiência espectral média é obtida mediante o aumento do número de pontos da constelação utilizada no esquema de modulação, quando as condições do canal assim permitirem. Por outro lado, quando o canal apresenta condições de severa atenuação, escolhe-se um esquema de modulação com poucos pontos de constelação, a fim de fornecer uma taxa de erro aceitável para o sistema.

Cabe observar que essa abordagem de modulação adaptativa permite aos sistemas atingir uma alta vazão de dados às custas da variação da taxa de transmissão.

Uma aplicação atual da técnica de modulação adaptativa encontra-se no sistema 1XEV-DO (do termo em inglês *Evolution Data Optimized*), que é parte da família do CDMA2000 de padrão IS-856, e é conhecido como HDR (do termo em inglês *High Data Rate*). Este tipo de técnica é muito atrativa para o serviço de transmissão de dados, o qual não precisa, obrigatoriamente, de taxa constante (JAIN, 2002).

Outra aplicação da modulação adaptativa se encontra nos sistemas FWA (do termo em inglês *Fixed Wireless Access*), empregados em redes metropolitanas (MAN - do termo em inglês *Metropolitan Area Network*). Estes sistemas necessitam de linha de visada entre o transmissor e receptor, pois utilizam a banda de ondas milimétricas e quase-milimétricas. Embora não ocorra instabilidade do enlace devido à multipercursos, as condições de propagação tornam-se instáveis devido à atenuação por chuva. Assim sendo,

no caso da ocorrência de chuvas fortes com possibilidade de interrupção de serviços, a técnica de modulação adaptativa pode ser empregada reduzindo a eficiência espectral do enlace de modo a garantir uma maior disponibilidade do sistema (KONISHI, 2005).

Ainda dentre as diversas tecnologias emergentes de banda-larga sem fio, merece destaque o WiMAX (do termo em inglês *Worldwide Interoperability for Microwave Access*), baseado na norma IEEE 802.16e, finalizada em 2005. O sistema WiMAX surge como um competidor importante, provendo serviços de dados em banda larga de alta mobilidade e com área de cobertura superior à de redes locais sem fio. O padrão WiMAX móvel é otimizado para mobilidade e tem suporte a *roaming* e *handovers* entre células. Nestas condições, a adaptação de modulação é fundamental para um bom desempenho do sistema (BARRETO, 2007).

Uma questão relevante para o desempenho da técnica de modulação adaptativa diz respeito ao conhecimento do estado do canal, tendo em vista que a escolha do esquema de modulação é realizada com base nesse conhecimento.

Grande parte dos trabalhos assume o conhecimento perfeito das condições atualizadas de propagação, ou seja, sem erro e sem atraso. Entretanto, na prática, esta hipótese não pode ser atendida devido a dois aspectos: a natureza do canal sem fio, aleatório e variante no tempo, que determina a necessidade de adotar algum algoritmo de identificação da resposta ao impulso do canal; e o tempo transcorrido entre a estimação das condições de propagação e o emprego desta informação na transmissão do próximo bloco de dados (FALAHATI, 2004).

A desatualização do conhecimento do estado do canal pode degradar, significativamente, o desempenho da técnica adaptativa. Assim sendo, a predição das condições de propagação, dezenas a centenas de símbolos adiante, torna-se essencial para realizar, na prática, a adaptação de modulação, particularmente em sistemas de comunicação com elevado RTT (do termo em inglês *Round Trip Time*).

Outra questão importante diz respeito à definição da métrica de adaptação e de sua estimação no receptor. Nos canais caracterizados pelo efeito do desvanecimento plano, tais como sistemas de comunicação faixa estreita ou sistemas de faixa larga que empregam a técnica OFDM (do termo em inglês *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), o parâmetro comumente adotado para realizar a adaptação é a razão sinal-ruído (RSR) instantânea, ou RSR média por bloco, estimada através do emprego de diversas técnicas de estimação como, por exemplo, ML (do termo em inglês *Maximum Likelihood*) e M_2M_4 (do termo em inglês *Second and Fourth-Order Moments*) (PAULUZZI, 2000).

Esta dissertação é voltada para sistemas de modulação adaptativa em canais com desvanecimento plano em frequência e lento no tempo tendo, como métrica de adaptação, a RSR média por bloco avaliada com o uso de estimadores ML. Ênfase especial é dada ao problema de atraso do canal de retorno, particularmente no que se refere à degradação de desempenho por ele provocada.

Neste sentido, além de avaliar os efeitos provocados pelo atraso no canal de retorno, propõe-se uma nova estratégia de modulação adaptativa, baseada na predição da métrica do parâmetro de adaptação, para combater a degradação de desempenho causada pelo atraso. Esta técnica é desenvolvida com base na análise da função de correlação da métrica de adaptação.

A seguir, são apresentados os principais objetivos e contribuições desta dissertação:

- Obter a expressão analítica da função de autocorrelação da métrica de adaptação (RSR média por bloco) do esquema de modulação adaptativa aqui adotado, em termos de parâmetros tipicamente encontrados em sistemas de comunicações;
- Propor uma estratégia de predição linear da métrica de adaptação para combater o efeito do atraso no canal de retorno;
- Avaliar o desempenho do esquema de modulação adaptativa proposto, mediante simulação de Monte Carlo, sob diversas condições de variação de parâmetros do sistema de comunicações.

Esta dissertação está organizada em cinco capítulos e dois apêndices.

No Capítulo 2 são apresentados modelos de canais comumente empregados em um ambiente de comunicações sem fio. Além disso, são descritas as principais características, vantagens, limitações e diversas questões relevantes para o desempenho dos sistemas de modulação adaptativa. Por fim, são apresentados o diagrama de blocos do sistema de modulação adaptativa e o estimador da RSR empregados nesta dissertação.

O Capítulo 3 tem por finalidade apresentar e validar, através de simulação computacional, a expressão analítica da autocorrelação do estimador da RSR. Em seguida, é analisado o comportamento da autocorrelação ao se variar parâmetros típicos de um sistema de comunicações.

O Capítulo 4 apresenta a técnica de predição linear como uma solução para combater o efeito do atraso no desempenho do sistema de modulação adaptativa. Em seguida, é obtido o preditor a partir da autocorrelação da RSR, sendo seu desempenho avaliado sob

diversas condições de propagação. Ainda neste capítulo é apresentado o desempenho da técnica de modulação adaptativa proposta em comparação com a técnica convencional, sem uso de predição, em termos de taxa de erro de bit e eficiência espectral, sob diversas condições de propagação e atraso no canal de retorno.

As conclusões do trabalho e algumas propostas para a sua continuação são apresentadas no Capítulo 5.

Por fim, no Apêndice 7.1, é apresentado, em detalhes, a dedução da expressão da função de autocorrelação da métrica de adaptação, ao passo que no Apêndice 7.2 são apresentadas considerações básicas e alguns resultados importantes de predição linear baseada na minimização do erro quadrático médio.

2 A TÉCNICA DE MODULAÇÃO ADAPTATIVA

2.1 INTRODUÇÃO

A escolha da técnica de modulação adaptativa depende do modelo de canal adotado para o canal de comunicação. Diante disso, na Seção 2.2 são apresentados modelos comumente empregados em um ambiente de comunicações móveis.

Na Seção 2.3 são apresentadas as principais características, vantagens, desvantagens e limitações da técnica de modulação adaptativa, e o seu emprego em canais com desvanecimento plano.

Finalmente, na Seção 2.4, é mostrado o diagrama de blocos adotado nesta dissertação e são citados diversos temas atuais de pesquisa.

2.2 MODELAGEM ESTATÍSTICA DO CANAL DE COMUNICAÇÃO

O tipo de distúrbio introduzido pelo canal de comunicação sem fio influencia sobre o desempenho da técnica de modulação adaptativa. Assim sendo, será apresentado um breve resumo desses distúrbios e as modelagens estatísticas comumente empregadas para descrever o comportamento desses canais.

Dois tipos de desvanecimento que caracterizam as comunicações sem fio são apresentados na FIG. 2.1: o desvanecimento em larga escala e o desvanecimento em pequena escala.

O desvanecimento em larga escala está relacionado às características que manifestam seus efeitos no sinal ao longo de médias e grandes distâncias em canais de comunicação móvel, quando comparadas ao comprimento de onda. Esse tipo de desvanecimento é também conhecido por “sombreamento”, pois ele se encontra mais relacionado a depressões e obstruções naturais (relevo e vegetação) e a construções, como casas e edifícios, que fazem com que o receptor fique em uma região de sombra, onde o nível de sinal é bastante reduzido. Esse tipo de desvanecimento não será tratado ao longo desta dissertação.

O desvanecimento em pequena escala é causado pelo comportamento aleatório das componentes de fase e amplitude do sinal recebido, verificado em pequenos intervalos de tempo ou pequenos deslocamentos, de tal modo que os efeitos de desvanecimento de larga escala podem ser ignorados. Esse comportamento é fruto da multiplicidade de caminhos

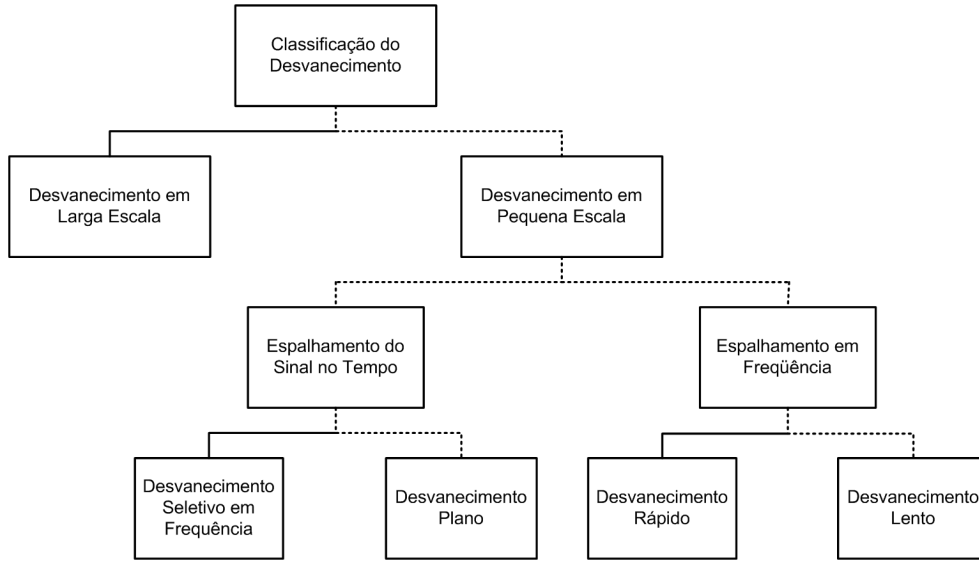


FIG. 2.1: Classificação dos tipos de desvanecimento em canais de comunicação sem fio.

percorridos pelas várias componentes do sinal, que chegam ao receptor com diferentes amplitudes e defasagens.

Conforme indicado na FIG. 2.1, esse tipo de desvanecimento se manifesta através de dois modos: de acordo com o espalhamento temporal e quanto ao espalhamento em frequência.

Sempre que existir espalhamento temporal, poderá haver modificação de amplitude das várias componentes do espectro do sinal transmitido. Esta modificação pode ocorrer de maneira, praticamente, uniforme em toda a faixa de frequência do sinal, configurando o chamado desvanecimento plano, ou pode afetar diferentes componentes de frequência, de maneira distinta, configurando o que é conhecido como desvanecimento seletivo em frequência.

Um dos parâmetros que deve ser levado em conta na classificação do canal em desvanecimento plano ou desvanecimento seletivo em frequência é a banda de coerência do canal (B_c). Este parâmetro fornece uma medida estatística da faixa de frequência para a qual o canal pode ser considerado plano.

Se o canal apresentar um ganho praticamente constante sobre uma largura de banda que é maior do que a largura de banda do sinal transmitido (B_s), então o sinal recebido sofrerá um desvanecimento plano. Neste modelo de canal, as características espectrais do sinal transmitido são preservadas no receptor. No entanto, a intensidade do sinal recebido pode mudar com o tempo, devido às flutuações no ganho do canal causadas pelo efeito Doppler. No domínio do tempo, o desvanecimento plano caracteriza-se por apresentar o

período de símbolo do sinal transmitido muito maior que o espalhamento do retardo no tempo, o qual pode ser medido por uma largura definida a partir do perfil de retardo do canal de comunicação (SKLAR, 1997).

Em suma, no domínio da frequência, o canal é modelado pelo efeito de desvanecimento plano se:

$$B_s \ll B_c \quad (2.1)$$

onde B_s é a largura de banda de coerência do sinal transmitido e B_c é largura de banda de coerência do canal. No domínio do tempo, o modelo de desvanecimento plano é adequado quando:

$$T \gg \sigma_\tau \quad (2.2)$$

onde T é o intervalo de símbolo, e σ_τ é o espalhamento de retardo no tempo, geralmente medido como o valor RMS (do termo em inglês *Root Mean Square*) do retardo, bastante utilizado para caracterizar o espalhamento temporal do sinal.

O espalhamento temporal de canais caracterizados pelo efeito do desvanecimento seletivo em frequência leva à possibilidade de ocorrência de interferência entre símbolos (IES). Essa interferência é a sobreposição, ocorrida no domínio do tempo, de símbolos vizinhos recebidos na saída do canal. Quando um sistema sofre o efeito da IES, há a necessidade de redução da taxa de transmissão de símbolos através desse canal, ou a implementação de técnicas que minimizem os seus efeitos, sob pena do desempenho, em termos de taxa de erro de bit, ser severamente degradado.

No desvanecimento seletivo em frequência, o espectro do sinal transmitido tem uma largura de banda que se aproxima ou que é maior que a largura de banda de coerência do canal. Assim sendo, componentes de frequência do sinal transmitido, cujo afastamento é maior do que B_c , são afetadas de maneira diferente pelo canal de comunicação. Desvanecimento seletivo em frequência é causado pelo retardo dos multipercursos, o qual se aproxima ou excede o período de símbolo transmitido.

Em suma, no domínio da frequência, o desvanecimento seletivo em frequência ocorre quando:

$$B_s > B_c \quad (2.3)$$

ao passo que, no domínio do tempo, esse tipo de desvanecimento se manifesta quando:

$$T < \sigma_\tau \quad (2.4)$$

As manifestações de espalhamento em frequência classificam o desvanecimento como rápido ou lento. Neste ponto, torna-se necessário introduzir o conceito de espalhamento Doppler, antes mesmo de descrever os tipos de desvanecimento citados.

Ocorrendo movimento relativo entre transmissor e receptor, ou até mesmo dos objetos que os circundam, há variação nos caminhos tomados pelo sinal que trafega do transmissor ao receptor. Essa variação faz com que o sinal recebido apresente uma correspondente variação de fase cuja taxa pode ser vista como uma variação de frequência do sinal recebido em cada percurso, formando o chamado desvio ou espalhamento Doppler. O efeito Doppler é a percepção de uma frequência diferente daquela que foi emitida por uma determinada fonte. Quanto maior a velocidade de deslocamento do receptor em relação à direção de propagação da onda, maior o desvio de frequência percebido. A expressão do desvio Doppler é dada por:

$$f_{Doppler} = f_D \times \cos(\theta) \quad (2.5)$$

sendo θ o ângulo entre a direção do movimento e a direção de propagação da onda eletromagnética e f_D o máximo desvio Doppler, que é dado por:

$$f_D = \frac{V}{\lambda} \quad (2.6)$$

onde V é a velocidade do móvel e λ o comprimento de onda. Em geral, considera-se que, em sistemas faixa estreita, λ representa o comprimento de onda da portadora.

No domínio do tempo essa classificação é realizada considerando o tempo de coerência (T_c) do canal. O tempo de coerência é uma medida estatística do intervalo de tempo durante o qual a resposta ao impulso do canal pode ser considerada aproximadamente invariante.

Em um canal com desvanecimento lento, a resposta ao impulso do canal (RIC) muda em uma taxa muito menor que a taxa de símbolo do sinal transmitido. Em outras palavras, o tempo de coerência do canal é muito maior que o intervalo do símbolo. No domínio da frequência, isto implica que o máximo espalhamento Doppler do canal é muito menor que a largura de banda do sinal.

Sendo assim, no domínio do tempo, pode-se dizer que um canal apresenta desvanecimento lento se:

$$T \ll T_c \quad (2.7)$$

enquanto que, no domínio da frequência,

$$B_s \gg f_D \quad (2.8)$$

Considerando que $B_s \approx \frac{1}{T}$, a partir da EQ. 2.8, pode-se obter outra expressão bastante empregada neste trabalho, denominada desvio Doppler normalizado. Para um canal com desvanecimento lento tem-se:

$$f_D T \ll 1 \quad (2.9)$$

De acordo com (RAPPAPORT, 1996), o desvanecimento rápido ocorre quando a resposta ao impulso do canal muda rapidamente dentro da duração do símbolo. Isto é, o tempo de coerência do canal é menor que o intervalo de símbolo do sinal transmitido. Isto causa dispersão na frequência, também chamado de desvanecimento seletivo no tempo, o que produz uma distorção no sinal. Esta distorção tende a aumentar com o incremento do espalhamento Doppler, relativo à largura de banda do sinal transmitido.

Portanto, no domínio do tempo, pode-se dizer que um canal apresenta desvanecimento rápido se:

$$T > T_c \quad (2.10)$$

e, no domínio da frequência,

$$B_s < f_D \quad (2.11)$$

O caminho da linha tracejada na FIG. 2.1, indica o tipo de desvanecimento considerado ao longo desse trabalho, ou seja, adota-se o modelo de desvanecimento plano em frequência e lento no tempo.

2.3 CARACTERÍSTICAS DA TÉCNICA DE MODULAÇÃO ADAPTATIVA

Em canais modelados apenas pelo efeito do ruído aditivo gaussiano branco, para uma dada potência de transmissão, a razão sinal-ruído na entrada do receptor é invariante no tempo. Neste caso, o desempenho em termos de BER permanece constante. Por outro lado, em canais cujas condições de propagação variam com o tempo, as características de desempenho também sofrem mudanças ao longo do tempo.

Nos canais de comunicação caracterizados pelo efeito do desvanecimento plano em frequência e lento no tempo, a RSR na entrada do receptor varia ao longo do tempo, mesmo quando a potência de transmissão é fixada e a distância entre o transmissor e

o receptor é mantida constante. Assim sendo, os erros de detecção se concentram no tempo (erros em surto), particularmente quando o canal se encontra em desvanecimento profundo, em razão dos baixos valores de RSR instantânea observados no receptor.

Os sistemas de comunicações que empregam modulação, codificação de canal e potência de transmissão fixas em canais sem fio com características de propagação variante no tempo fazem, na realidade, uso inadequado de valiosos recursos tais como a largura de banda e a potência de transmissão. Isso porque quando o canal apresenta excelentes condições de propagação, é possível atingir taxas de erro alvo usando códigos corretores de erros com elevada taxa, ou com o emprego de esquemas de modulação com elevada eficiência espectral, ou até mesmo com baixa potência de transmissão. Por outro lado, quando o canal apresenta severas condições de propagação, baixos valores de BER requerem o uso de códigos corretores de taxas baixas, ou esquemas de modulação com baixa eficiência espectral, ou elevada potência de transmissão.

No entanto, para atender os requisitos de desempenho nesses sistemas de comunicações, por exemplo, da máxima taxa de erro de bit permissível, é comum realizar o dimensionamento dos sistemas convencionais com base nas condições de propagação severas ou nas características médias do canal, o que leva ao uso inadequado dos recursos mencionados.

Canais sem fio, como o de telefonia móvel, satélite, e os enlaces ionosféricos na faixa de HF (do termo em inglês *High Frequency*), podem variar com o tempo, limitando o desempenho da transmissão e a vazão do sistema de comunicações. Sendo assim, a adaptação de modulação surge como uma alternativa para amenizar essa desvantagem presente nesses canais.

Em sistemas com modulação adaptativa, em contraposição aos de modulação fixa, o esquema de modulação empregado varia ao longo da transmissão de acordo com as características de desempenho do enlace estabelecido.

Os sistemas de comunicações que adotam modulação adaptativa têm se tornado cada vez mais atraentes que aqueles que empregam modulação fixa, em virtude de apresentarem melhor compromisso em termos de BER e de eficiência espectral, na medida em que procuram ajustar a escolha do esquema de modulação às condições instantâneas do canal.

Entretanto, apesar de propiciar melhores características de desempenho em canais sem fio do que os esquemas de modulação fixa, a modulação adaptativa apresenta maior complexidade computacional, algumas limitações de emprego e diversas questões de

pesquisa ainda em aberto.

A maior complexidade advém da necessidade de se estimar no receptor o parâmetro adotado para a escolha do esquema de modulação; da necessidade do receptor enviar, periodicamente, ao transmissor, através de um canal de retorno, estimativas deste parâmetro; e da necessidade do receptor detectar o tipo de modulação em operação em cada bloco de dados, ou do *overhead* do enlace avante para informar ao receptor o tipo de modulação adotada em cada bloco de dados.

A limitação da técnica se refere à necessidade de um canal de retorno. Além disso, em sistemas de comunicações cujos enlaces apresentam elevado RTT, a adaptação na modulação pode ficar comprometida tendo em vista a perda de correlação das condições de propagação que ocorre entre a estimativa no receptor e o emprego desta informação no transmissor. Esta perda de correlação será mais severa à medida que se aumenta o desvio Doppler do canal.

Mesmo nas situações em que o uso da modulação adaptativa é recomendado, muitas questões representam temas atuais de estudo. Na próxima seção é apresentado, em maiores detalhes, o emprego da técnica de modulação adaptativa para canais com desvanecimento plano, sendo mencionadas algumas questões em aberto relativas a este cenário de comunicações.

2.4 MODULAÇÃO ADAPTATIVA EM CANAL COM DESVANECIMENTO PLANO

O diagrama de blocos do equivalente em banda básica de um sistema de comunicação com modulação adaptativa é ilustrado na FIG. 2.2.

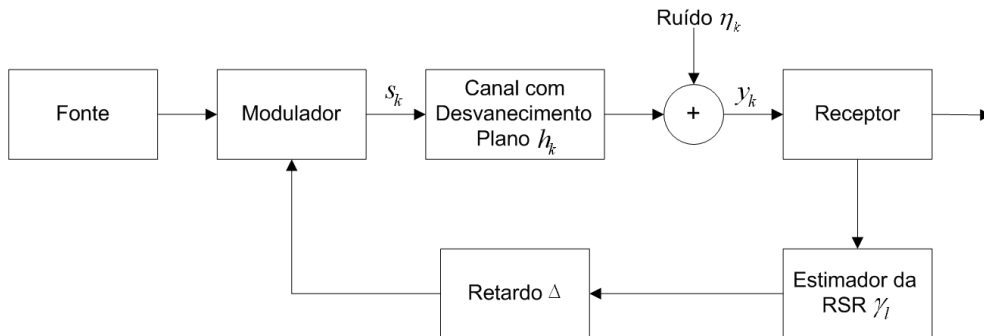


FIG. 2.2: Diagrama básico de um sistema de comunicação com modulação adaptativa.

Admite-se que a fonte de informação gere dígitos binários (bits) estatisticamente independentes e equiprováveis. Em seguida, o modulador digital mapeia blocos de bits consecutivos em símbolos s_k , de energia média σ_s^2 , disponíveis no alfabeto do esquema

de modulação. Em geral, técnicas de modulação adaptativa empregam esquemas de modulação M-QAM (do termo em inglês *Multilevel Quadrature Amplitude Modulation*), em razão do bom compromisso entre eficiência espectral e taxa de erro de bit (PROAKIS, 1995).

Considerando um canal com desvanecimento plano variante no tempo, a observação na entrada do receptor é dada por:

$$y_k = h_k s_k + \eta_k \quad (2.12)$$

onde h_k é o coeficiente aleatório do canal. A saída do canal é também contaminada pela ação de ruído aditivo η_k , modelado por um processo gaussiano branco complexo de média nula e variância σ_η^2 , estatisticamente independente do canal de comunicação e do sinal transmitido, gerando a seqüência de entrada no receptor. O índice desses parâmetros denota o instante de tempo considerado kT , onde T é o intervalo de símbolo ou duração do símbolo.

A informação é transmitida em blocos de N símbolos. No receptor, o sinal recebido é, então, empregado para detectar a informação transmitida e para estimar o parâmetro responsável pela escolha do esquema de modulação a ser adotado na transmissão do próximo bloco de dados. Para tal, o valor desse parâmetro é enviado, através do canal de retorno, ao transmissor, conforme a FIG. 2.2.

A FIG. 2.3 ilustra a estrutura de dados adotada pelos sistemas de modulação a ser empregada neste trabalho. Cada bloco transmitido é formado pelos campos: A_l , referente à seqüência de treinamento, e D_l , referente à informação a ser transmitida. Se o comprimento total do bloco for muito grande, a RIC pode mudar significativamente durante a transmissão de um bloco. Nesse caso, o tipo de modulação escolhido para o próximo bloco poderá não ser mais o apropriado. Caso o comprimento do bloco seja muito pequeno, o fluxo de informação no canal de retorno aumenta, tornando o sistema menos eficiente. Um ponto de equilíbrio deve ser buscado.

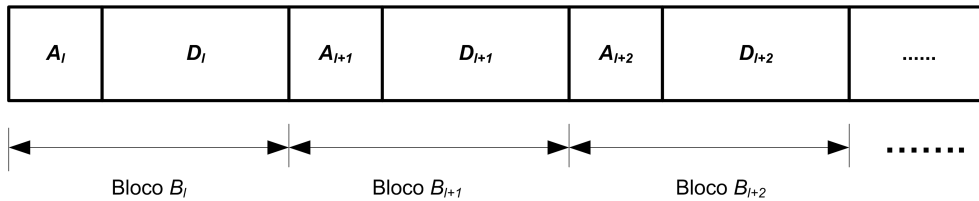


FIG. 2.3: Estrutura do bloco de dados.

Diversas pesquisas e publicações voltadas para o desenvolvimento de técnicas de

modulação adaptativa vêm sendo realizadas. Em (TORRANCE, 1996b), por exemplo, são apresentadas expressões analíticas dos limitantes de desempenho, em termos de taxa de erro de bit média (EQ. 2.13) e de eficiência espectral média (BPS - do termo em inglês *bits per symbol*) (EQ. 2.14), da técnica de modulação adaptativa em canais com desvanecimento plano:

$$BER_{Adap}(\bar{\gamma}) = \frac{1}{BPS_{Adap}(\bar{\gamma})} \left(1 \times \int_{l_1}^{l_2} P_2(\gamma) F(\gamma, \bar{\gamma}) d\gamma + 2 \times \int_{l_2}^{l_3} P_4(\gamma) F(\gamma, \bar{\gamma}) d\gamma + 4 \times \int_{l_3}^{l_4} P_{16}(\gamma) F(\gamma, \bar{\gamma}) d\gamma + 6 \times \int_{l_4}^{\infty} P_{64}(\gamma) F(\gamma, \bar{\gamma}) d\gamma \right) \quad (2.13)$$

onde $BER_{Adap}(\bar{\gamma})$ é a taxa de erro de bit média do sistema de modulação adaptativa; $P_2(\gamma)$, $P_4(\gamma)$, $P_{16}(\gamma)$ e $P_{64}(\gamma)$ são, respectivamente, as probabilidades de erro de bit dos esquemas de modulação fixa BPSK, 4-QAM, 16-QAM e 64-QAM em canal AWGN; $BPS_{Adap}(\bar{\gamma})$ é a eficiência espectral média; e l_1 , l_2 , l_3 e l_4 são os limiares de chaveamento entre os esquemas de modulação. A função densidade de probabilidade (fdp) da RSR em canal com desvanecimento plano é dada por $F(\gamma, \bar{\gamma}) = \frac{1}{\bar{\gamma}} \exp\left(\frac{-\gamma}{\bar{\gamma}}\right)$, para $\gamma \geq 0$, e 0 caso contrário. γ e $\bar{\gamma}$ são valores instantâneo e médio da RSR, respectivamente. O valor de $BPS_{Adap}(\bar{\gamma})$ é dado por:

$$BPS_{Adap}(\bar{\gamma}) = 1 \times \int_{l_1}^{l_2} F(\gamma, \bar{\gamma}) d\gamma + 2 \times \int_{l_2}^{l_3} F(\gamma, \bar{\gamma}) d\gamma + 4 \times \int_{l_3}^{l_4} F(\gamma, \bar{\gamma}) d\gamma + 6 \times \int_{l_4}^{\infty} F(\gamma, \bar{\gamma}) d\gamma \quad (2.14)$$

Em um esquema de modulação adaptativa, os limiares l_i são estabelecidos no sentido de maximizar a eficiência espectral com uma restrição na taxa de erro de bit alvo (BER_{alvo}). Ou seja, trata-se de um problema de otimização definido da seguinte maneira:

$$\max_{l_i} BPS_{Adap}(\bar{\gamma}), \quad \text{sujeito à } BER_{Adap}(\bar{\gamma}) \leq BER_{alvo} \quad (2.15)$$

Uma solução para esse problema de otimização foi apresentada em (TORRANCE, 1996a). O autor utilizou, como função custo, a diferença entre os limitantes de desempenho desejados e os limitantes de desempenho apresentados nas EQ. 2.13 e 2.14, para um dado conjunto de limiares. A minimização dessa função custo foi obtida variando-se, iterativamente, com o emprego do algoritmo de otimização de Powell (BAZARAA, 1993), os limiares l_1 , l_2 , l_3 e l_4 . A função custo foi definida de acordo com a EQ. 2.16:

$$Custo\ Total = \sum_{i=0}^{40} (Custo_{BER}(i) + Custo_{BPS}(i)) \quad (2.16)$$

onde

$$Custo_{BER} = \begin{cases} 10 \times \left[\log_{10} \left(\frac{BER_{Adap}(i)}{BER_{alvo}(i)} \right) \right], & \text{se } BER_{Adap}(i) > BER_{alvo}(i) \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.17)$$

$$Custo_{BPS} = \begin{cases} BPS_{alvo}(i) - BPS_{Adap}(i), & \text{se } BPS_{alvo}(i) > BPS_{Adap}(i) \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.18)$$

onde $BER_{Adap}(i)$, $BER_{alvo}(i)$, $BPS_{Adap}(i)$ e $BPS_{alvo}(i)$ são, respectivamente, os valores de BER e BPS medidos e desejados em função da RSR média. A EQ. 2.17 utiliza a função logarítmica para aumentar a significância das taxas de erro mais baixas. Um fator de 10 foi empregado para polarizar a otimização na direção da BER desejada.

Como exemplo de obtenção do conjunto de limiares, em (TORRANCE, 1996a) foi considerado um sistema com limiares otimizados para voz, que utiliza $BER_{alvo} = 10^{-2}$ e $BPS_{alvo} = 4,5$; e outro com limiares otimizados para transmissão de dados, com $BER_{alvo} = 10^{-4}$ e $BPS_{alvo} = 3$. A TAB. 2.1 apresenta os limiares alcançados após a minimização da função custo, os quais foram obtidos também nesta dissertação, a partir do procedimento citado acima.

TAB. 2.1: Limiares de chaveamento otimizados para os serviços de voz e dados.

Modulação	Voz ($BER_{alvo} = 10^{-2}$)	Dados ($BER_{alvo} = 10^{-4}$)
Não transmite	$RSR \leq 3,31$ dB	$RSR \leq 7,98$ dB
BPSK	$3,31$ dB $< RSR \leq 6,48$ dB	$7,98$ dB $< RSR \leq 10,42$ dB
4-QAM	$6,48$ dB $< RSR \leq 11,61$ dB	$10,42$ dB $< RSR \leq 16,67$ dB
16-QAM	$11,61$ dB $< RSR \leq 17,64$ dB	$16,67$ dB $< RSR \leq 26,33$ dB
64-QAM	$RSR > 17,64$ dB	$RSR > 26,33$ dB

A FIG. 2.4 apresenta curvas teóricas da taxa de erro de bit e eficiência espectral, em função da RSR média, da técnica de modulação adaptativa apresentada em (TORRANCE, 1996a) e empregada em canal com desvanecimento plano. Essas curvas foram obtidas após otimização dos limiares para o serviço de voz e de dados. A referida figura contém, ainda, para fins de comparação com a técnica adaptativa, curvas de taxa de erro

de bit dos esquemas de modulação fixa obtidas a partir da EQ. 2.13 para BPSK, fazendo $l_1 = 0$ e $l_2 = l_3 = l_4 = \infty$; para 4-QAM, fazendo $l_1 = l_2 = 0$ e $l_3 = l_4 = \infty$; para 16-QAM, fazendo $l_1 = l_2 = l_3 = 0$ e $l_4 = \infty$; e para 64-QAM, fazendo $l_1 = l_2 = l_3 = l_4 = 0$.

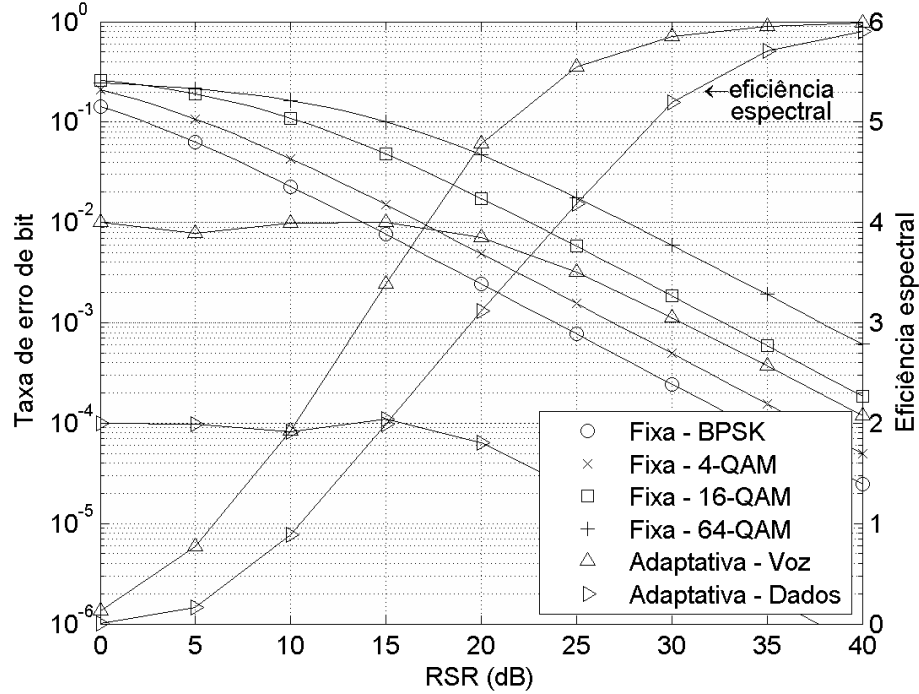


FIG. 2.4: Taxa de erro de bit e eficiência espectral de sistemas de modulação adaptativa, em canal com desvanecimento plano, otimizados para voz e para dados.

Considerando a FIG. 2.4, verifica-se que a técnica de modulação adaptativa é capaz de atender às restrições BER_{alvo} para toda a faixa de RSR, até mesmo para os valores mais baixos. A BER_{alvo} é alcançada com RSR média de 19 dB para os sistemas de voz e de dados. Esta robustez no desempenho da BER foi possível ao custo da redução da eficiência espectral abaixo da eficiência do BPSK, para RSR até 6 dB no caso de transmissão de voz, e RSR até 11 dB para dados, considerando a possibilidade do sistema não transmitir nas situações de pequenos valores de RSR instantânea.

A FIG. 2.4 apresenta ainda indícios das excelentes características de desempenho da técnica adaptativa em relação aos esquemas de modulação fixa. Pode-se verificar, por exemplo, nas curvas otimizadas para o serviço de voz, que a BER da modulação adaptativa ficou, em toda a faixa de RSR, abaixo da BER da modulação 16-QAM, ao mesmo tempo que a eficiência espectral, a partir de 17 dB, foi superior à eficiência espectral da modulação 16-QAM (4 bits por símbolo), chegando até 6 bits por símbolo em 40 dB.

Já em (CONTI, 2005), os limiares de chaveamento da modulação adaptativa são obtidos a partir de limitantes inversíveis das curvas de desempenho dos esquemas de modulação M-QAM em canais com desvanecimento plano.

Em (GOLDSMITH, 1997), é apresentado um esquema conjunto de adaptação de modulação e adaptação de potência para transmissão de dados através de canais com desvanecimento plano. Os resultados apresentados mostram que a técnica proposta fornece, em alguns casos, um ganho de potência maior do que 20 dB em relação a sistemas de modulação fixa, e um ganho de 5 dB a 10 dB em relação a sistemas que empregam modulação fixa e potência adaptativa. O autor ainda investiga o efeito do erro de estimação do canal e do retardo de propagação sobre o desempenho da BER no esquema proposto.

Outra questão de fundamental importância para o sucesso de um sistema adaptativo diz respeito ao parâmetro responsável pela escolha do esquema de modulação. Este parâmetro deve apresentar boa correlação com a quantidade de erros ocorridos no bloco. Ele pode ser associado tanto ao estado do canal de comunicação quanto ao próprio desempenho do sistema. O valor deste parâmetro é estimado no receptor e enviado, através do canal de retorno, ao transmissor.

Nos trabalhos em que o canal é modelado com desvanecimento plano, um parâmetro bastante considerado para realizar a estimativa das condições de propagação é a RSR instantânea no receptor. Isto se deve ao fato de que, neste modelo de canal, todas as componentes de frequência do sinal são atenuadas pelo mesmo fator. Logo, a RSR instantânea no receptor é a mesma para todas as componentes de frequência, mantendo preservadas as características espectrais do sinal transmitido. Como, na prática, a RSR é desconhecida pelo transmissor e precisa ser estimada no receptor, em (MOHAMMAD, 2005) é analisado o impacto do erro de estimação da RSR no desempenho de um sistema de modulação adaptativa. O autor argumenta que o erro de estimação da RSR tem um efeito desprezível sobre a taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa, desde que seja empregado uma quantidade moderada de símbolos piloto no cálculo das estimativas.

Nos cenários de desvanecimento seletivo em frequência, a RSR não é suficiente para descrever a qualidade momentânea do canal, tendo em vista que a IES também provoca uma degradação no desempenho em termos de BER. Assim sendo, alguns trabalhos têm sido conduzidos no sentido de contornar essa dificuldade de emprego da RSR como métrica de adaptação. Em (HANZO, 2000), por exemplo, é proposto o emprego de um equalizador com realimentação de decisão (DFE - do termo em inglês *Decision Feedback*

Equalizer) para reduzir o efeito da IES. Admite-se que a combinação dos filtros de transmissão e recepção, canal de comunicação, e equalizador pode ser aproximada por um sistema de comunicação com desvanecimento praticamente plano, permitindo o emprego da RSR na entrada do decisor como métrica de adaptação.

Entretanto, a maior parte dos trabalhos sobre adaptação de modulação no cenário de desvanecimento seletivo em frequência propõe o uso do sistema OFDM. O OFDM é um sistema de transmissão multi-portadoras que divide a largura de banda para transmitir a informação em diversas sub-bandas. Assim sendo, um canal com desvanecimento seletivo em frequência pode ser modelado em vários sub-canais caracterizados aproximadamente por desvanecimento plano.

Um sistema OFDM convencional emprega o mesmo esquema de modulação em todos os sub-canais. Ou seja, a alocação de bits é uniformemente distribuída entre eles. Porém, pode-se empregar também a modulação adaptativa em sistemas OFDM. Neste caso, o sistema torna-se um OFDM adaptativo.

Em sistemas OFDM adaptativos, a idéia básica é empregar esquemas de modulação com baixa eficiência espectral, ou até mesmo evitar a transmissão em portadoras com severa atenuação, e usar modulações com maior eficiência espectral nas que apresentam melhores condições de propagação. Como a largura de banda é subdividida entre sub-portadoras, sobre as quais a informação é modulada, pode-se adotar a RSR instantânea por sub-portadoras para realizar a adaptação de modulação do sistema (KELLER, 2000).

As características de desempenho do canal de retorno também representam uma questão importante para o próprio desempenho da técnica de modulação adaptativa.

Grande parte dos trabalhos trata o canal de retorno como ideal, ou seja, sem erro e sem atraso. Entretanto, na prática, esta hipótese não pode ser atendida devido à ocorrência de erros e, principalmente, ao atraso existente entre a estimação das condições de propagação e o emprego desta informação na transmissão do próximo bloco de dados (FALAHATI, 2004).

Em (EKPENYONG, 2006), é analisado o impacto do erro no canal de retorno e são propostos dois tipos de receptores para o canal de retorno: o primeiro é baseado no modelo de canal de Markov de estado finito, e o outro é um receptor Bayesiano. Ambos minimizam a degradação de desempenho da técnica de modulação adaptativa provocada por erros no canal de retorno.

Em (GOLDSMITH, 1998) é abordado o impacto do atraso no desempenho de um sistema de modulação adaptativa. O trabalho mostra que sistemas que trabalham com

baixas taxas de erro são mais sensíveis ao atraso no tempo. Eles só podem operar adequadamente se o atraso for mantido abaixo de um determinado valor limite.

Para canais com desvanecimento extremamente lento (pedestres ou veículos com baixa velocidade), a informação do parâmetro de adaptação, mesmo desatualizada, é suficiente para projetar um sistema adaptativo confiável (DUEL-HALLEN, 2000). Entretanto, nos sistemas que apresentam grande atraso de ida e volta, ou nos sistemas em que o atraso é pequeno mas a resposta ao impulso varia muito rapidamente, as condições de propagação podem mudar significativamente durante o tempo de volta do parâmetro de adaptação no canal de retorno. Em consequência, o tipo de modulação escolhido pode não ser mais o apropriado, degradando o desempenho da técnica de modulação adaptativa.

Diversos pesquisadores têm, portanto, tratado a questão da predição da resposta ao impulso do canal para obter a predição das condições futuras de propagação a fim de combater a degradação de desempenho provocada por atrasos no canal de retorno, buscando dessa maneira explorar plenamente o grande potencial dos sistemas de transmissão adaptativos.

2.5 RESUMO

Neste capítulo, foram apresentados modelos de canais que são comumente adotados em sistemas de comunicações sem fio, bem como os princípios básicos de funcionamento das técnicas de modulação adaptativa. Foram discutidas algumas de suas vantagens, desvantagens e limitações. Em particular, para canais caracterizados por desvanecimento plano, ilustrou-se as excelentes características de desempenho dessas técnicas em relação às técnicas de modulação fixa, em termos de taxa de erro de bit e eficiência espectral. Também foi caracterizado, com algumas variações do canal plano, o emprego da técnica em canais seletivos em frequência. Foram citadas questões atuais de pesquisa, dentre as quais destaca-se a predição das condições de propagação como forma de combate à degradação causada pelo atraso no canal de retorno.

No próximo capítulo será apresentado a expressão da autocorrelação do estimador ML e uma análise do seu comportamento, sob diversas condições do sistema de comunicações, a fim de observar as características de correlação das estimativas do parâmetro de adaptação.

3 ANÁLISE DA AUTOCORRELAÇÃO DO ESTIMADOR DA RSR

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é proposto o emprego da função de autocorrelação da métrica de adaptação na análise de desempenho de sistemas que empregam modulação adaptativa em canais com desvanecimento plano, em conjunto com as tradicionais curvas de taxa de erro de bit e de eficiência espectral.

Para fins de ilustração da importância da referida função no contexto apresentado, toma-se como ponto de partida, conforme apresentado na Seção 3.2, o estimador ML da RSR no bloco de dados. Para este estimador, na Seção 3.3, obtém-se a expressão analítica da autocorrelação da RSR média por bloco em termos de parâmetros típicos de um sistema de comunicações sem fio.

Em seguida, na Seção 3.4, é analisado o comportamento da função autocorrelação ao se variar parâmetros típicos de um sistema de comunicações, tais como RSR, desvio Doppler, e tamanho de bloco. Em complemento a esta análise, é mostrado o efeito da perda de correlação do parâmetro de adaptação nos sistemas de modulação adaptativa.

Por fim, será avaliado o desempenho de sistemas que apresentam o mesmo valor para o produto $f_D TN$.

3.2 ESTIMADOR ML DA RSR

O estimador ML da RSR foi proposto inicialmente em (GAGLIARDI, 1968) para avaliar a confiabilidade da informação recebida em canais AWGN. Atualmente, sistemas modernos de comunicações sem fio freqüentemente necessitam do conhecimento da RSR no receptor. Por exemplo, estimativas da RSR são tipicamente empregadas em controle de potência, na operação de *handoff* dos sistemas celulares, bem como na implementação de técnicas de modulação adaptativa em canais caracterizados pelo efeito de desvanecimento plano (WIESEL, 2006).

Recentemente o uso do estimador ML da RSR foi investigado no contexto de canais variantes no tempo (WIESEL, 2006). De acordo com esta referência, a RSR média por bloco avaliada pelo estimador ML pode ser dada, na forma matricial, por:

$$\hat{\gamma}_l = \frac{\mathbf{y}_A^H \mathbf{P} \mathbf{y}_A}{\mathbf{y}_A^H \mathbf{P}^\perp \mathbf{y}_A}, \quad \mathbf{P} \equiv \frac{\mathbf{a} \mathbf{a}^H}{N_A}, \quad \mathbf{P}^\perp \equiv \mathbf{I} - \mathbf{P} \quad (3.1)$$

onde $\mathbf{a}$ é um vetor de comprimento N_A com símbolos a_k conhecidos, ou seja, é a seqüência de treinamento, $\mathbf{y}_A = [y_1 \dots y_{N_A}]^T$ é o vetor de observação coletado no receptor e gerado a partir da seqüência de treinamento, e $\mathbf{P}$ e $\mathbf{P}^\perp$ são matrizes de projeção do sub-espaço “*sin*al” e sub-espaço “*ru*ído”, respectivamente.

Assim sendo, nesta equação o numerador representa uma estimativa da potência do sinal e o denominador, uma estimativa da potência do ruído.

Assumindo-se que $f_D T N \ll 1$, o canal variante no tempo pode ser aproximado por um modelo invariante (modelo quase estático). Assim sendo, o estimador ML apresentado na EQ. 3.1 pode ser empregado na avaliação da RSR. Entretanto, pequenas variações na aproximação do modelo quase estático podem degradar o desempenho do estimador (WIESEL, 2006).

Um aspecto importante associado ao estimador apresentado é a polarização, particularmente para baixos valores de RSR. Uma forma de reduzir essa polarização é o aumento da duração da seqüência de treinamento (N_A). No entanto, essa abordagem é limitada para canais variantes no tempo, por se tornar crítica a suposição de canal quase estático.

3.3 AUTOCORRELAÇÃO DO ESTIMADOR ML DA RSR

Admitindo-se que a série temporal $\{\dots, \hat{\gamma}_l, \hat{\gamma}_{l+1}, \dots, \hat{\gamma}_{l+m}, \dots\}$ forma um processo estacionário em sentido amplo, a sua autocorrelação para um *lag* m é dada por:

$$R_\gamma(m) = E[\hat{\gamma}_l \cdot \hat{\gamma}_{l+m}] \quad (3.2)$$

onde $\hat{\gamma}_l$ e $\hat{\gamma}_{l+m}$ são os valores estimados da RSR dos blocos B_l e B_{l+m} , respectivamente, e $E[\cdot]$ denota o operador valor esperado.

Com a finalidade de facilitar o cálculo da autocorrelação do estimador ML da RSR, a sua expressão (EQ. 3.1) será reescrita.

Usando a relação existente entre as matrizes de projeção $\mathbf{P}$ e $\mathbf{P}^\perp$, somando e subtraindo o numerador por $\mathbf{y}_A^H \mathbf{y}_A$, e dividindo numerador e denominador por N_A , tem-se:

$$\hat{\gamma}_l = \frac{\frac{\mathbf{y}_A^H \mathbf{y}_A}{N_A} - \frac{(\mathbf{y}_A^H \mathbf{y}_A - \mathbf{y}_A^H \mathbf{P} \mathbf{y}_A)}{N_A}}{\frac{(\mathbf{y}_A^H \mathbf{y}_A - \mathbf{y}_A^H \mathbf{P} \mathbf{y}_A)}{N_A}} \quad (3.3)$$

Na EQ. 3.3 o numerador corresponde a uma estimativa da potência do sinal, e o denominador corresponde a uma estimativa da potência do ruído dada por:

$$\hat{\sigma}_\eta^2 = \frac{(\mathbf{y}_A^H \mathbf{y}_A - \mathbf{y}_A^H \mathbf{P} \mathbf{y}_A)}{N_A} \quad (3.4)$$

Substituindo a EQ. 3.4 na EQ. 3.3, tem-se:

$$\hat{\gamma}_l = \frac{\mathbf{y}_A^H \mathbf{y}_A}{N_A \hat{\sigma}_\eta^2} - 1 \quad (3.5)$$

O numerador desta expressão depende apenas da observação, podendo ser computado em todo o bloco de dados e não apenas ao longo da sequência de treinamento. Assim sendo, pode-se substituir, sem perda de generalidades, $\frac{\mathbf{y}_A^H \mathbf{y}_A}{N_A}$ por $\frac{\mathbf{y}^H \mathbf{y}}{N}$, onde $\mathbf{y} = [y_1 \dots y_N]^T$, sendo N o tamanho total do bloco de dados.

Desta forma, tem-se:

$$\hat{\gamma}_l = \left(\frac{1}{N \hat{\sigma}_\eta^2} \sum_{k \in B_l} |y_k|^2 \right) - 1 \quad (3.6)$$

onde N é a quantidade de símbolos em um bloco de dados, B_l é o l -ésimo bloco transmitido, k é o índice do símbolo no bloco, e $\hat{\sigma}_\eta^2$ é uma estimativa da variância do ruído obtida durante a fase de treinamento.

Substituindo a EQ. (3.6) na EQ. (3.2), temos:

$$R_\gamma(m) = E \left[\left(\frac{1}{N \hat{\sigma}_\eta^2} \sum_{k \in B_l} |y_k|^2 - 1 \right) \left(\frac{1}{N \hat{\sigma}_\eta^2} \sum_{j \in B_{l+m}} |y_j|^2 - 1 \right) \right] \quad (3.7)$$

Admitindo-se independência estatística entre ruído, símbolos transmitidos e canal de comunicação, pode-se mostrar, após algumas manipulações algébricas (ver APÊNDICE 7.1), que $R_\gamma(m)$ é dado por:

$$\begin{aligned} R_\gamma(0) = & \frac{k_2(N+1)R_h^2(0)\sigma_s^4}{N\sigma_\eta^4} + 2 \left[\frac{k_2(N+1)}{N} - k_1 \right] R_h(0) \frac{\sigma_s^2}{\sigma_\eta^2} + \frac{k_2(N+1)}{N} - \\ & 2k_1 + 1 + \frac{k_2}{N^2} \frac{\sigma_s^4}{\sigma_\eta^4} \sum_{\beta=-N+1, \beta \neq 0}^{N-1} (N - |\beta|) R_h^2(\beta) \end{aligned} \quad (3.8)$$

e, se $m \neq 0$:

$$\begin{aligned}
R_\gamma(m) &= k_2 R_h^2(0) \frac{\sigma_s^4}{\sigma_\eta^4} + 2(k_2 - k_1) R_h(0) \frac{\sigma_s^2}{\sigma_\eta^2} + k_2 - 2k_1 + 1 + \\
&\quad \frac{k_2}{N^2} \frac{\sigma_s^4}{\sigma_\eta^4} \sum_{\beta=-N+1}^{N-1} (N - |\beta|) R_h^2(\beta + Nm)
\end{aligned} \tag{3.9}$$

onde $k_1 = \left[1 - \frac{\mu[e_{\hat{\sigma}_\eta^2}]}{\sigma_\eta^2} + \frac{\mu[e_{\hat{\sigma}_\eta^2}]^2}{\sigma_\eta^4} + \frac{\text{Var}[e_{\hat{\sigma}_\eta^2}]}{\sigma_\eta^4} \right]$, $k_2 = \left[1 - \frac{2\mu[e_{\hat{\sigma}_\eta^2}]}{\sigma_\eta^2} + \frac{3\mu[e_{\hat{\sigma}_\eta^2}]^2}{\sigma_\eta^4} + \frac{3\text{Var}[e_{\hat{\sigma}_\eta^2}]}{\sigma_\eta^4} \right]$, e $\mu[e_{\hat{\sigma}_\eta^2}]$ e $\text{Var}[e_{\hat{\sigma}_\eta^2}]$ são, respectivamente, a média e a variância do erro de estimação.

3.4 RESULTADOS NUMÉRICOS

Nesta seção são apresentados resultados numéricos relativos à validação da análise desenvolvida na seção anterior, bem como alguns resultados da aplicação dessa análise na avaliação de desempenho da técnica de modulação adaptativa. Para obtenção destes resultados considerou-se a estimativa perfeita da variância do ruído ($\hat{\sigma}_\eta^2 = \sigma_\eta^2$) no cálculo de $\hat{\gamma}_l$. Cabe ressaltar que essa suposição é equivalente a admitir o conhecimento da RSR média, uma suposição muito empregada em esquemas de modulação adaptativa. Assim sendo, tem-se $k_1 = 1$ e $k_2 = 1$.

Foram simuladas diferentes condições de transmissão, caracterizadas pela razão entre a energia média do símbolo e energia média do ruído (razão sinal-ruído média) $\frac{\sigma_s^2}{\sigma_\eta^2}$, desvio Doppler normalizado $f_D T$, e tamanho do bloco de dados N .

A RIC foi representada por um único coeficiente variante no tempo. Adotou-se o modelo GWSS (do termo em inglês *Gaussian Wide Sense Stationary*) para modelar estatisticamente a variação temporal do coeficiente h_k . De acordo com este modelo, a RIC é caracterizada por um processo estocástico gaussiano complexo, estacionário em sentido amplo, cujas componentes real e imaginária são independentes, de média nula e mesma variância. O espalhamento Doppler do coeficiente do canal é modelado pelo espectro de Jakes (PARSONS, 1992). Para a determinação de R_h admitiu-se f_D conhecido.

As curvas empíricas da autocorrelação foram obtidas a partir da simulação de 50.000 realizações independentes da transmissão de blocos de dados com modulação 4-QAM. Para cada uma dessas transmissões foi avaliada uma estimativa parcial da autocorrelação da RSR. A estimativa final foi calculada como a média destas estimativas parciais.

A FIG. 3.1 apresenta curvas da autocorrelação em função do índice do bloco (lag), obtidas com a expressão analítica e via simulação, para $f_D T = 10^{-5}$, $N = 100$, e dois valores da razão sinal-ruído média $\frac{\sigma_s^2}{\sigma_\eta^2}$ (10 dB e 20 dB). Pode-se observar um excelente ajuste entre as curvas teóricas e empíricas.

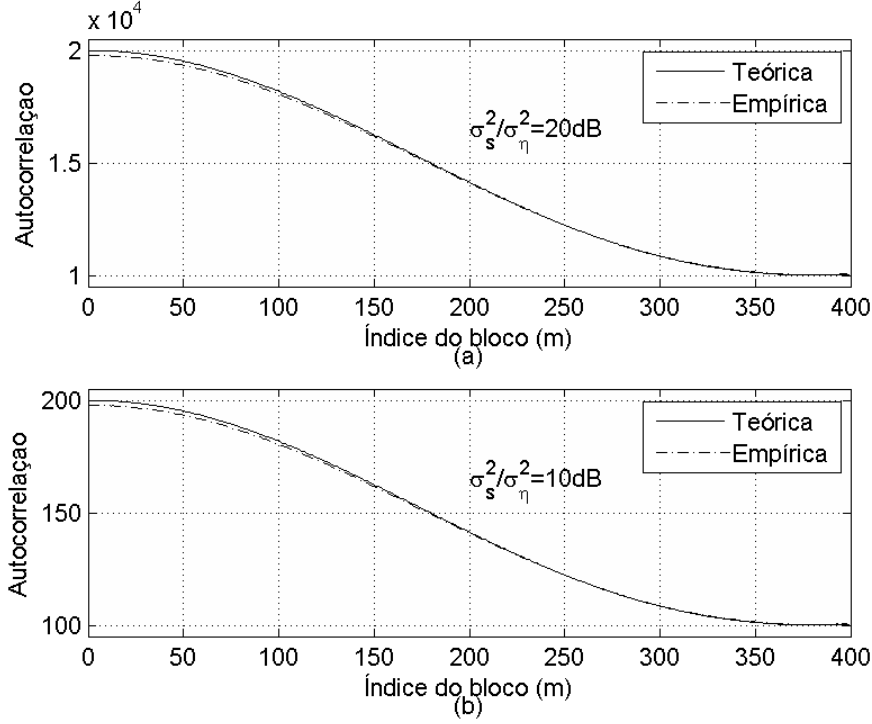


FIG. 3.1: Autocorrelação da RSR em função do índice do bloco, para a expressão analítica e valores simulados, e para: (a) $\frac{\sigma_s^2}{\sigma_\eta^2} = 20 \text{ dB}$; e (b) $\frac{\sigma_s^2}{\sigma_\eta^2} = 10 \text{ dB}$.

Na FIG. 3.1(a), para $\frac{\sigma_s^2}{\sigma_\eta^2} = 20 \text{ dB}$, observa-se que a autocorrelação varia entre 10.000 e 20.000. Já na FIG. 3.1(b), para $\frac{\sigma_s^2}{\sigma_\eta^2} = 10 \text{ dB}$, a autocorrelação varia entre 100 e 200. Isto ocorre devido ao fato do aumento da razão sinal-ruído média $\frac{\sigma_s^2}{\sigma_\eta^2}$ provocar um ganho na amplitude da autocorrelação.

Outra importante observação é a existência de uma saturação para o valor mínimo da autocorrelação. Este nível depende da razão sinal-ruído média $\left(\frac{\sigma_s^2}{\sigma_\eta^2}\right)$ e das características de polarização do estimador ML da RSR, conforme pode ser observado fazendo $m \rightarrow \infty$ na expressão de $R_\gamma(m)$ (EQ. 3.9):

$$\lim_{m \rightarrow \infty} R_\gamma(m) = k_2 R_h^2(0) \frac{\sigma_s^4}{\sigma_\eta^4} + 2(k_2 - k_1) R_h(0) \frac{\sigma_s^2}{\sigma_\eta^2} + k_2 - 2k_1 + 1 \quad (3.10)$$

Para o caso particular analisado, onde $k_1 = 1$ e $k_2 = 1$, temos que esse nível depende exclusivamente da RSR média.

$$R_\gamma(m)_{m \rightarrow \infty} = R_h^2(0) \frac{\sigma_s^4}{\sigma_\eta^4} \quad (3.11)$$

Outra comparação entre curvas analíticas e empíricas de autocorrelação em função

do índice do bloco é mostrada na FIG. 3.2. Estas curvas foram obtidas com $\frac{\sigma_s^2}{\sigma_\eta^2} = 10 \text{ dB}$ e $N = 100$, para $f_D T = 10^{-5}$ e $f_D T = 10^{-4}$. Observa-se novamente um ótimo ajuste entre as curvas teóricas e empíricas. Verifica-se também que, quanto menor é o valor do produto $f_D T$, maior é a correlação entre as estimativas da RSR. Isto se deve ao fato do canal variar mais lentamente com a redução de $f_D T$, aumentando assim a correlação entre as amostras da RSR.

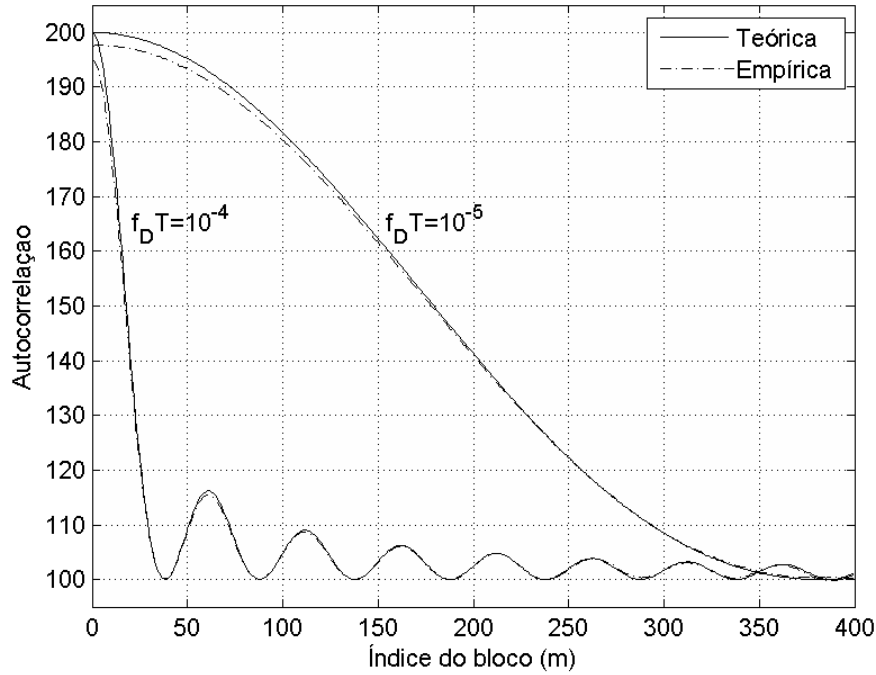


FIG. 3.2: Autocorrelação da RSR em função do índice do bloco, para a expressão analítica e valores simulados, e para $f_D T = 10^{-4}$ e $f_D T = 10^{-5}$.

Com o objetivo de verificar o efeito da perda de correlação da RSR (devida ao aumento de $f_D T$) no desempenho de um sistema de modulação adaptativa, foram realizadas simulações do emprego da técnica sob várias condições de $f_D T$.

Nessas simulações, admitiu-se novamente o conhecimento da variância do ruído. Os limiares de adaptação empregados estão na TAB. 3.1. Estes limiares foram obtidos, de acordo com (HANZO, 2000), para $BER_{alvo} = 10^{-2}$ de um sistema de modulação adaptativa em canal com desvanecimento seletivo em frequência e com emprego de um equalizador do tipo DFE para combater a IES. Além disso, para efeito de decisão dos símbolos, o coeficiente h_k do canal foi considerado conhecido. Adotou-se ainda tamanho de bloco de 300 símbolos ($N = 300$) e canal de retorno ideal.

A FIG. 3.3 apresenta curvas de desempenho de taxa de erro de bit e eficiência es-

TAB. 3.1: Faixas de RSR e esquemas de modulação empregados de acordo com (HANZO, 2000).

Esquema de modulação	Intervalo da RSR
BPSK	$RSR \leq 12 \text{ dB}$
4-QAM	$12 \text{ dB} < RSR \leq 19 \text{ dB}$
16-QAM	$19 \text{ dB} < RSR \leq 25 \text{ dB}$
64-QAM	$RSR > 25 \text{ dB}$

pectral de um sistema adaptativo com canal de retorno ideal, para diversos valores de desvio Doppler. Nesta figura, pode-se comprovar o ganho em desempenho devido ao uso da técnica adaptativa, em comparação ao emprego de modulação fixa. Observando, por exemplo, a curva de taxa de erro de bit para $f_D T = 10^{-5}$, verifica-se que o sistema adaptativo apresentou desempenho em termos de BER semelhante ao desempenho do BPSK convencional, para toda a faixa de RSR investigada. Entretanto, analisando a curva de eficiência espectral da técnica adaptativa, verifica-se que, a partir de 5 dB de RSR, a eficiência é incrementada, atingindo um valor limite semelhante à eficiência do 64-QAM, para $RSR = 40 \text{ dB}$, mostrando uma clara vantagem nas características de desempenho do esquema de modulação adaptativa, quando comparada a do BPSK.

Além disso, na referida figura, pode-se verificar que o aumento do desvio Doppler degrada o desempenho da técnica adaptativa. Isto se deve ao fato do aumento da taxa de variação do canal provocar maior perda de correlação entre estimativas consecutivas da RSR. Assim sendo, o esquema de modulação escolhido é empregado em condições de propagação significativamente diferentes daquelas de quando a RSR foi estimada, provocando uma degradação no desempenho da taxa de erro de bit do sistema adaptativo.

Para ilustrar essa degradação de desempenho, verifica-se que para $f_D T = 10^{-3}$, a técnica adaptativa produziu, praticamente, o mesmo desempenho das técnicas de modulação fixa. Nas baixas RSR ($< 10 \text{ dB}$), observa-se um desempenho muito parecido com o do BPSK, tanto em termos de taxa de erro de bit quanto em termos de eficiência espectral, e, nas altas RSR ($> 30 \text{ dB}$), observa-se características de desempenho do 64-QAM. Além disso, na faixa intermediária de RSR, a melhoria da eficiência espectral foi acompanhada de degradação significativa da taxa de erro de bit, comparável ao desempenho das modulações fixas. Observa-se ainda que a curva de eficiência espectral do sistema com $f_D T = 10^{-3}$ está diferente das curvas dos outros sistemas considerados. Este fato demonstra que as modulações escolhidas pelo sistema com $f_D T = 10^{-3}$ foram, em média,

diferentes das modulações escolhidas pelos outros sistemas.

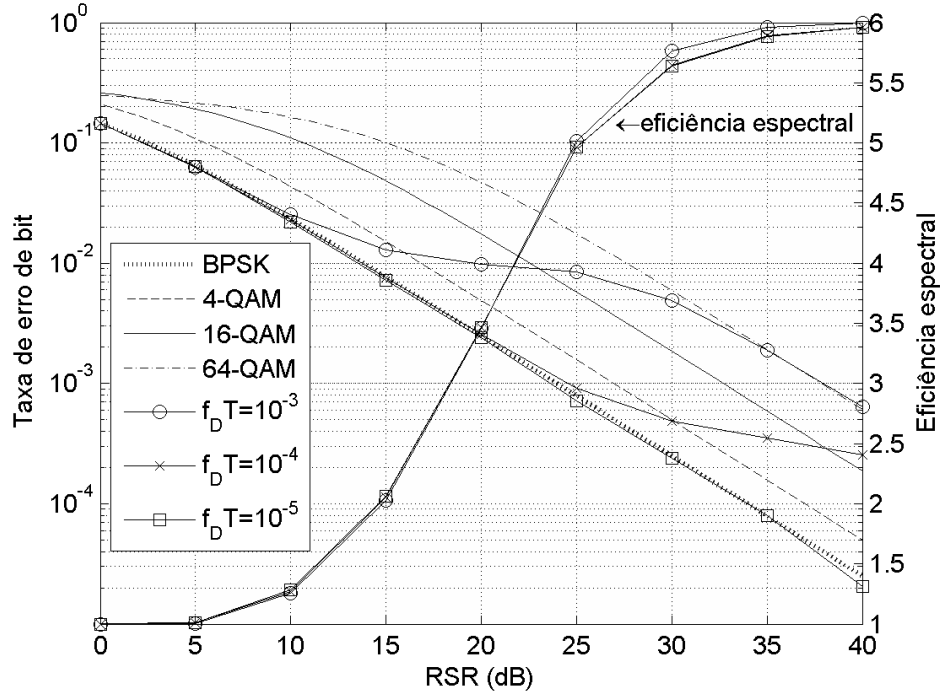


FIG. 3.3: Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com canal de retorno ideal e limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para diversos valores de desvio Doppler.

A FIG. 3.4 apresenta curvas empíricas e analíticas da autocorrelação da RSR em função do índice do bloco, obtidas com $\frac{\sigma_s^2}{\sigma_\eta^2} = 10 \text{ dB}$ e $f_D T = 10^{-5}$, e para $N = 100$ e $N = 200$. Pode-se notar, mais uma vez, um ajuste muito bom entre as curvas teóricas e as obtidas por simulação. Observa-se ainda que, aumentando a quantidade de símbolos no bloco, a correlação da RSR entre blocos sucessivos diminui. Isto se deve ao fato de que quanto maior for o tamanho do bloco (N), maior será o tempo necessário para transmiti-lo e, em consequência, menos correlacionadas serão as amostras da RSR obtidas em blocos distintos.

A fim de verificar mais uma vez o efeito da perda de correlação da RSR no desempenho de um sistema de modulação adaptativa, considerando agora o aumento de N , foram realizadas simulações do emprego da técnica para $N = 30$ e $N = 300$. Novamente assumiu-se o canal de retorno ideal. A FIG. 3.5 apresenta as curvas de desempenho de taxa de erro de bit e eficiência espectral. Nela pode-se observar a degradação provocada pelo aumento do tamanho do bloco, como esperado.

Uma importante observação realizada nestes testes diz respeito a sistemas que apre-

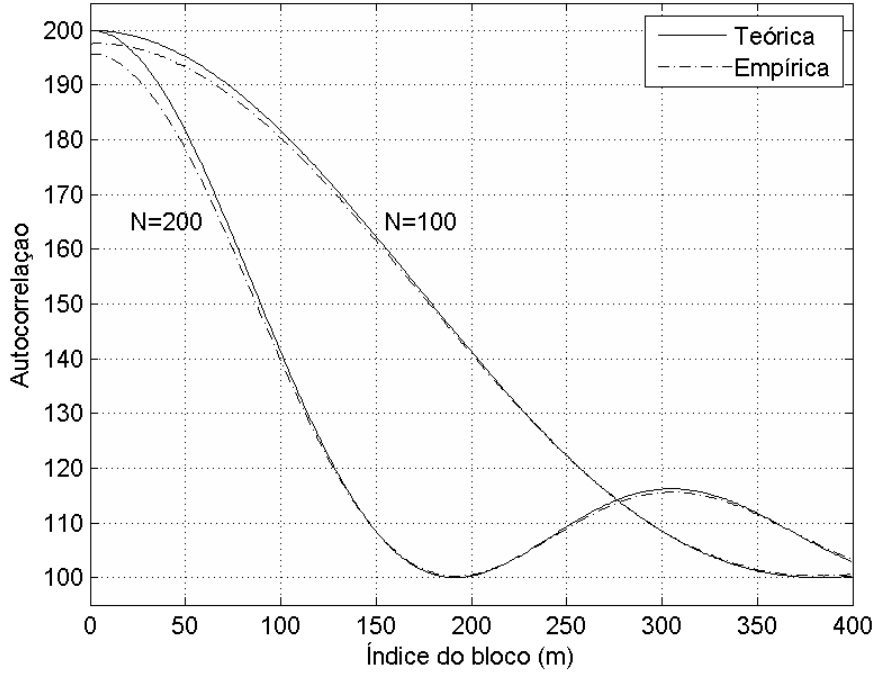


FIG. 3.4: Autocorrelação da RSR em função do índice do bloco, para a expressão analítica e valores simulados, e para tamanhos de bloco $N = 100$ e $N = 200$.

sentam o mesmo valor para o produto $f_D T N$. Verificou-se que esses sistemas apresentam curvas de autocorrelação com o mesmo comportamento. Assim sendo, verificou-se em seguida, que a perda de correlação da RSR existente em canais com altos valores de $f_D T$ pode ser ajustada pela escolha do tamanho de bloco. Um exemplo desta propriedade é dado a seguir.

A Tabela 3.2 descreve quatro modelos de sistemas de comunicações com diferentes valores de desvio Doppler ($f_D T$) e tamanho de bloco (N), mas com apenas dois valores distintos do produto $f_D T N$. Para os modelos I e II tem-se $f_D T N = 10^{-3}$, e para os modelos III e IV, $f_D T N = 10^{-2}$.

TAB. 3.2: Modelos de Sistemas de Comunicações

Sistema	Desvio Doppler ($f_D T$)	Tamanho do Bloco (N)	Produto $f_D T N$
Modelo I	10^{-5}	100	10^{-3}
Modelo II	$5 \cdot 10^{-6}$	200	10^{-3}
Modelo III	10^{-4}	100	10^{-2}
Modelo IV	$5 \cdot 10^{-5}$	200	10^{-2}

As curvas teóricas e empíricas da autocorrelação destes modelos estão mostradas na

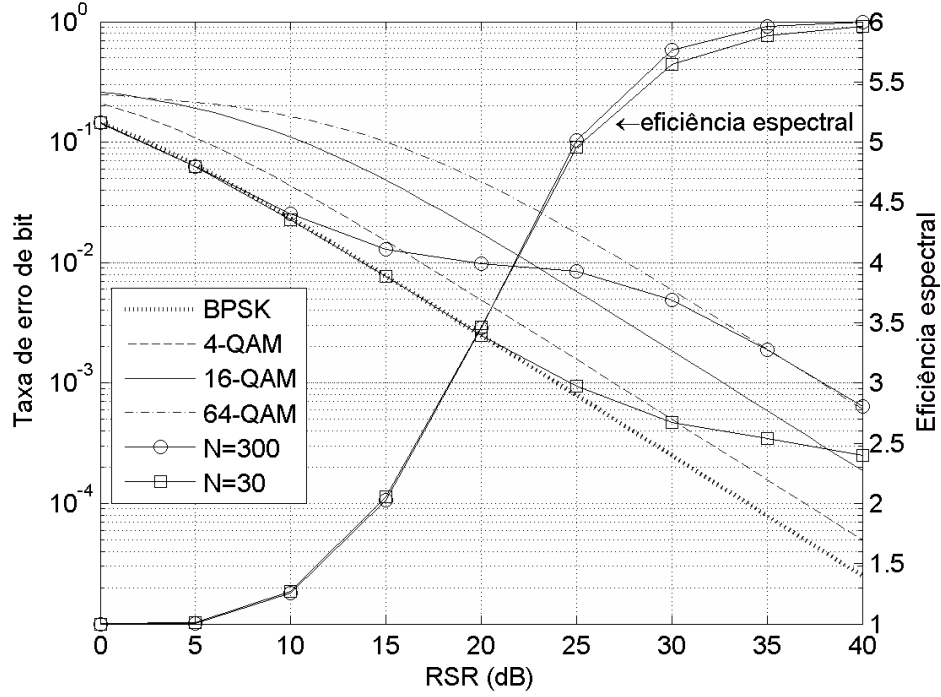


FIG. 3.5: Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com canal de retorno ideal e limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, e para $N = 30$ e $N = 300$.

FIG. 3.6. Pode-se verificar a coincidência das curvas para os modelos que apresentam o mesmo valor de produto $f_D TN$.

Na FIG. 3.7 são mostradas curvas de desempenho de taxa de erro de bit e eficiência espectral, em função da RSR, obtidas com dois sistemas de modulação adaptativa que apresentam o mesmo valor de produto $f_D TN$. Apesar dos sistemas em questão apresentarem diferentes tamanhos de bloco ($N_1 = 300$ e $N_2 = 30$) e serem empregados em canais com diferentes valores de desvio Doppler ($f_{D_1} T = 10^{-4}$ e $f_{D_2} T = 10^{-3}$), ambos apresentaram as mesmas características de desempenho. Este resultado indica que a análise do produto $f_D TN$ é de grande utilidade para o projeto de sistemas que empregam a técnica de modulação adaptativa e, principalmente, para a escolha do tamanho de bloco, corroborando a importância de se considerar as curvas da autocorrelação na análise de desempenho de sistemas de modulação adaptativa. Cabe enfatizar que esta é uma abordagem proposta neste trabalho.

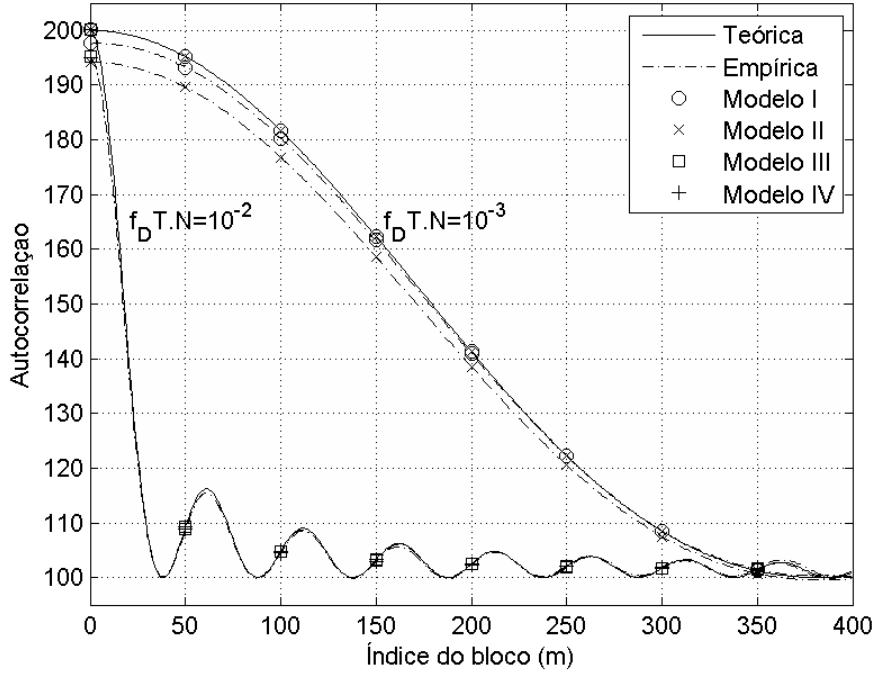


FIG. 3.6: Autocorrelação da RSR para sistemas com mesmo valor de produto $f_D T N$.

3.5 RESUMO

Neste capítulo apresentou-se a expressão da autocorrelação do estimador ML da RSR, a qual foi validada através de simulação computacional, considerando diferentes condições de transmissão. Foi discutido o comportamento da curva de autocorrelação com a variação de parâmetros do sistema. Em complemento, mostrou-se o efeito da perda de correlação da métrica de adaptação (RSR média por bloco) no desempenho de um sistema de modulação adaptativa.

Por fim, foi feita uma interessante observação a respeito de sistemas de modulação adaptativa que, sob diferentes condições de $f_D T$ e N , apresentam o mesmo valor para o produto $f_D T N$. Verificou-se que esses sistemas apresentam o mesmo desempenho em termos de taxa de erro de bit e de eficiência espectral. Essa observação ressalta a importância da análise da autocorrelação do parâmetro de adaptação na definição do tamanho do bloco de dados para sistemas com modulação adaptativa.

No próximo capítulo, será apresentada uma nova estratégia de modulação adaptativa, baseada no uso de um preditor linear projetado com base na autocorrelação do estimador ML da RSR.

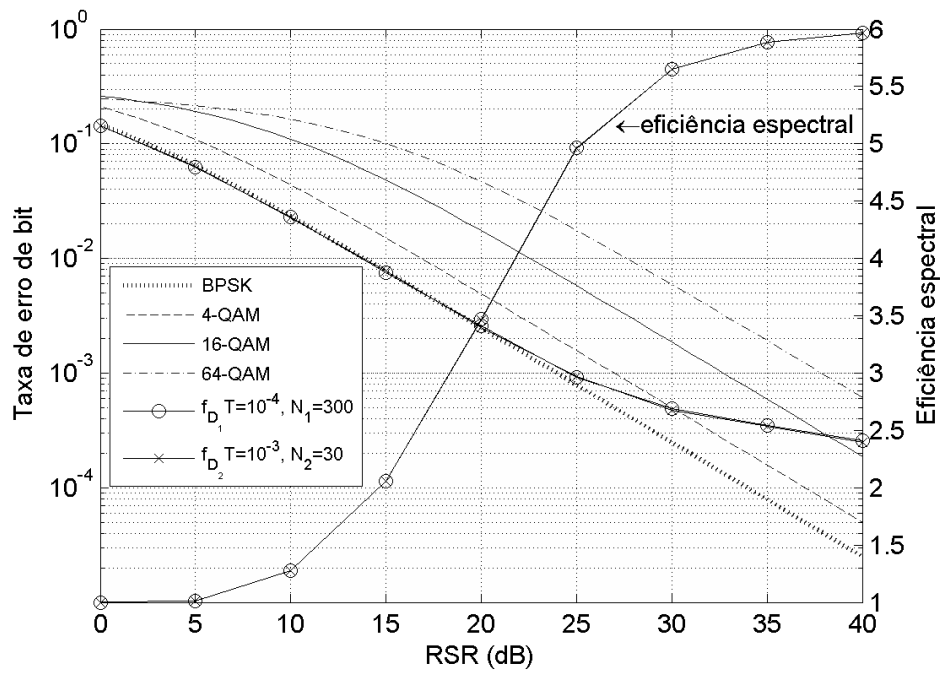


FIG. 3.7: Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com canal de retorno ideal e limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, e para sistemas com $f_D T N = 3 \times 10^{-2}$.

4 MODULAÇÃO ADAPTATIVA BASEADA NA PREDIÇÃO DA MÉTRICA DE ADAPTAÇÃO

4.1 INTRODUÇÃO

No campo das comunicações móveis, mais especificamente nos sistemas adaptativos, a predição linear aparece como uma solução para combater os efeitos indesejados do atraso, causados pelo canal de retorno e pelo atraso no processamento da informação, que degradam e comprometem o desempenho da técnica adaptativa.

Inicialmente, na Seção 4.2, é mostrado o efeito do atraso no desempenho de um sistema de modulação adaptativa. Este efeito é analisado considerando a autocorrelação do parâmetro de adaptação como figura de mérito.

Em seguida, na Seção 4.3, é proposta uma nova estratégia de predição baseada na autocorrelação do parâmetro de adaptação. Esta estratégia é avaliada em termos do mínimo erro médio quadrático do preditor, conforme apresentado na Seção 4.4.

Por fim, na Seção 4.5, é avaliado o desempenho da estratégia de modulação adaptativa proposto nesta dissertação, baseado na predição da métrica de adaptação, em comparação com a técnica de modulação adaptativa convencional, sob diversas condições de propagação típicas de um sistema de comunicações sem fio.

4.2 DESEMPENHO DE SISTEMAS DE MODULAÇÃO ADAPTATIVA SOB EFEITO DE ATRASO NO CANAL DE RETORNO

Grande parte dos trabalhos de modulação adaptativa assume canal de retorno ideal, situação em que este canal não introduz erros e não apresenta atraso de transmissão. Desta forma, a escolha do esquema de modulação é realizada de acordo com o conhecimento atualizado das condições de propagação.

Entretanto, em sistemas práticos, ocorre uma desatualização dessa informação no transmissor, em virtude do tempo transcorrido entre a estimativa do estado do canal no receptor e o seu emprego na transmissão do próximo bloco de dados. Quanto maior o atraso, menor é a correlação da métrica de adaptação. Essa perda de correlação para um dado atraso do canal de retorno se torna mais intensa à medida que se eleva o espalhamento Doppler do canal avante em relação à taxa de transmissão ($f_D T$).

A seguir essas afirmativas são corroboradas com curvas de taxa de erro de um esquema de modulação adaptativa e com curvas da autocorrelação normalizada da métrica de adaptação, obtidas sob condições de variação do espalhamento Doppler e atraso no canal de retorno

Assumindo as mesmas condições de simulação da técnica adaptativa adotadas no Capítulo 3, foram geradas curvas de taxa de erro de bit e eficiência espectral, em função da RSR para diversos valores de $f_D T$ e atraso Δ do canal de retorno, expresso em termos da quantidade de blocos de dados.

Uma vez que Δ corresponde a uma quantidade de blocos de dados, o atraso do canal de retorno, expresso em segundos, é dado por $\Delta \times N \times T$, onde N é a quantidade de símbolos no bloco, e T é o período do símbolo ou intervalo entre símbolos em segundos.

A FIG. 4.1 apresenta curvas de desempenho do emprego da modulação adaptativa em canal com $f_D T = 10^{-5}$ e para diversos valores de atraso. Pode-se verificar que, conforme esperado, o aumento do atraso degradou o desempenho da técnica devido à desatualização da informação das condições de propagação. Observa-se ainda que a degradação no desempenho é pouco expressiva, em virtude da variação do canal ocorrer de maneira bastante lenta. Além disso, essa degradação é mais notável nas altas RSR (> 30 dB) nas quais são empregadas modulações de maior nível.

O efeito do aumento do desvio Doppler normalizado para $f_D T = 10^{-4}$, em um sistema de modulação adaptativa com atrasos de 1, 2, 3 e 4 blocos, pode ser observado nas curvas da taxa de erro de bit da FIG. 4.2. Novamente, observa-se a degradação de desempenho da técnica adaptativa com o aumento do atraso. Verifica-se também que, com o aumento da taxa de variação do canal, a degradação da técnica, em virtude do atraso, passou a ser mais expressiva, inclusive a partir das médias RSR (> 10 dB).

A FIG. 4.3 apresenta curvas de desempenho do emprego da modulação adaptativa em canal com $f_D T = 10^{-3}$ e para diversos valores de atraso. Pode-se verificar, que, devido ao expressivo aumento do espalhamento Doppler, a técnica adaptativa não foi capaz de empregar apropriadamente os esquemas de modulação disponíveis, apresentando desempenho, mesmo na condição de canal de retorno ideal ($\Delta = 0$), praticamente semelhante ao da técnica de modulação fixa, não justificando, portanto, o seu emprego. Outra observação é que, ao se introduzir atrasos no canal de retorno, o desempenho permanece inalterado. Isto se deve à pequena correlação da métrica de adaptação já existente na situação ideal, de modo que os atrasos introduzidos foram insignificantes para a degradação de desempenho sistema, fato que será mostrado adiante.

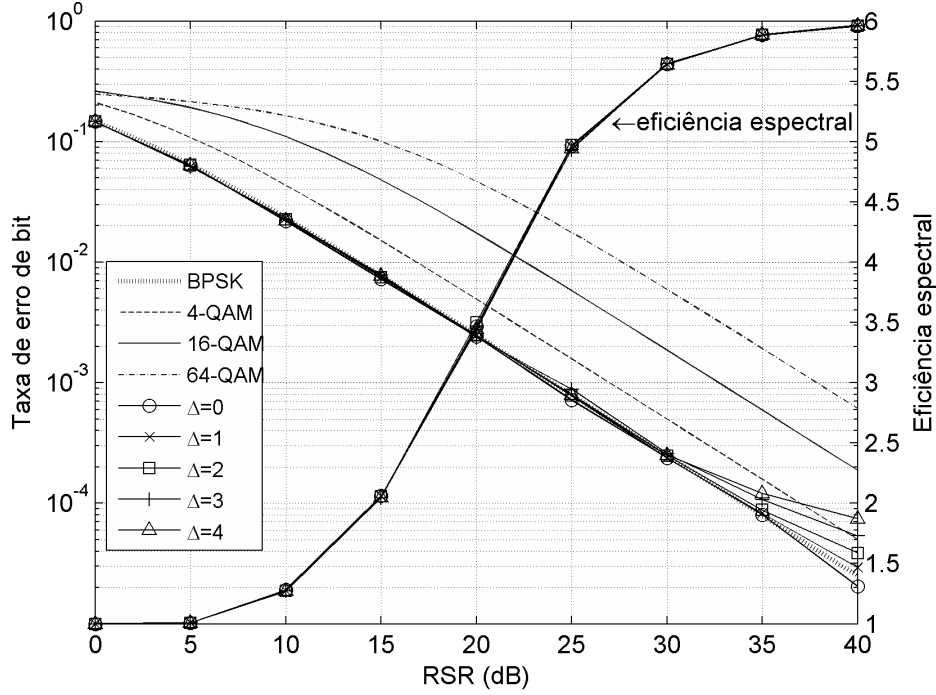


FIG. 4.1: Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-5}$ e diversos valores de atraso.

Com respeito às curvas apresentadas nas FIG. 4.1, 4.2 e 4.3, dois aspectos merecem ser ressaltados. O primeiro deles corresponde à degradação de desempenho se manifestar apenas nas curvas de taxa de erro de bit. Isto se deve ao fato da técnica de modulação adaptativa empregar, independente do atraso, a mesma modulação, de modo que a eficiência espectral é, em média, a mesma para todos os casos. Outro aspecto diz respeito ao desempenho das técnicas de modulação fixa não se modificar com o aumento de $f_D T$, em virtude de se ter admitido conhecimento do canal.

A fim de justificar o efeito conjunto do espalhamento Doppler e do atraso no canal de retorno para o desempenho dos sistema de modulação adaptativa, pode-se recorrer à autocorrelação da métrica de adaptação, a qual é função de todas as variáveis empregadas na análise ($f_D T$, Δ , N , e RSR).

A partir da expressão da autocorrelação apresentada no Capítulo 3 (EQ. 3.8 e 3.9), pode-se obter uma nova expressão que indica a autocorrelação normalizada para um dado atraso de Δ blocos no canal de retorno:

$$\rho(\Delta) = \frac{R_\gamma(\Delta + 1)}{R_\gamma(0)} \quad (4.1)$$

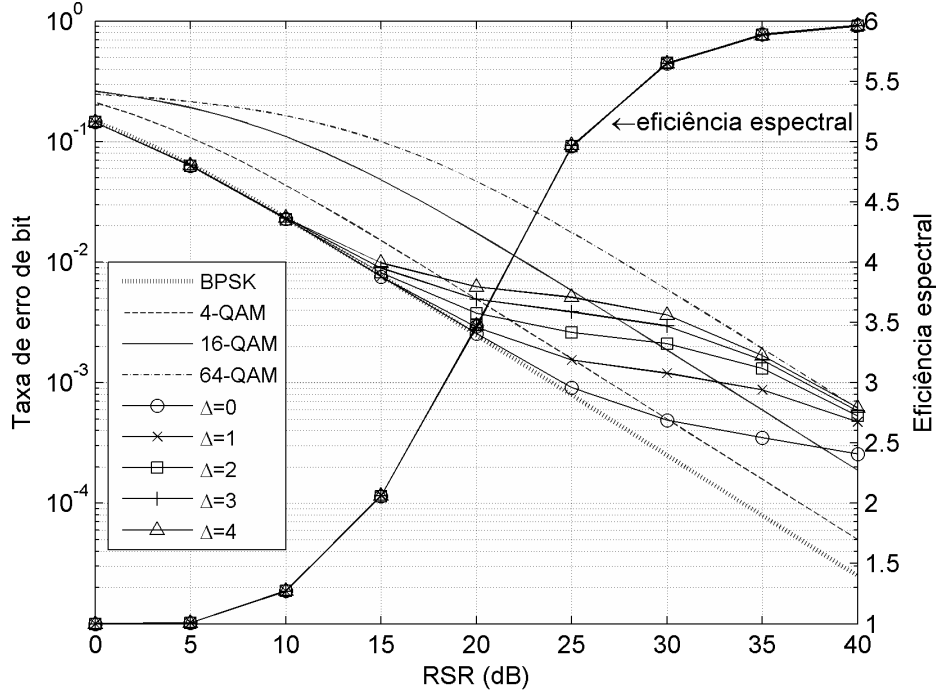


FIG. 4.2: Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-4}$ e diversos valores de atraso.

Cabe ressaltar que na situação de canal de retorno ideal, sem atraso, já existe uma perda de correlação dada por $\rho(\Delta) = \frac{R_\gamma(1)}{R_\gamma(0)}$ que é inerente à definição da métrica de adaptação.

A FIG. 4.4 apresenta curvas da autocorrelação normalizada em função do atraso no canal de retorno e do desvio Doppler normalizado, para $N = 300$ e RSR média de 10 dB . Pode-se verificar a diminuição de $\rho(\Delta)$ com o aumento do atraso, em virtude da maior desatualização das estimativas. Observa-se, também, que $\rho(\Delta)$ diminui com o aumento de $f_D T$ em função do aumento da taxa de variação do canal. Nesta situação, as estimativas da RSR por bloco são menos correlacionadas. Por fim, verifica-se que para canais lentos como, por exemplo, para $f_D T = 10^{-5}$, com autocorrelação normalizada de 99,86% para um bloco de atraso, a desatualização da informação é menos expressiva que em canais rápidos, como para $f_D T = 10^{-3}$, com autocorrelação relativa de 13,15% para a mesma condição de atraso. Esta observação denota que a degradação de desempenho da técnica de modulação adaptativa em virtude do atraso será tanto mais severa quanto maior for a taxa de variação do canal.

O efeito da variação da RSR e do atraso no canal de retorno para a autocorrelação

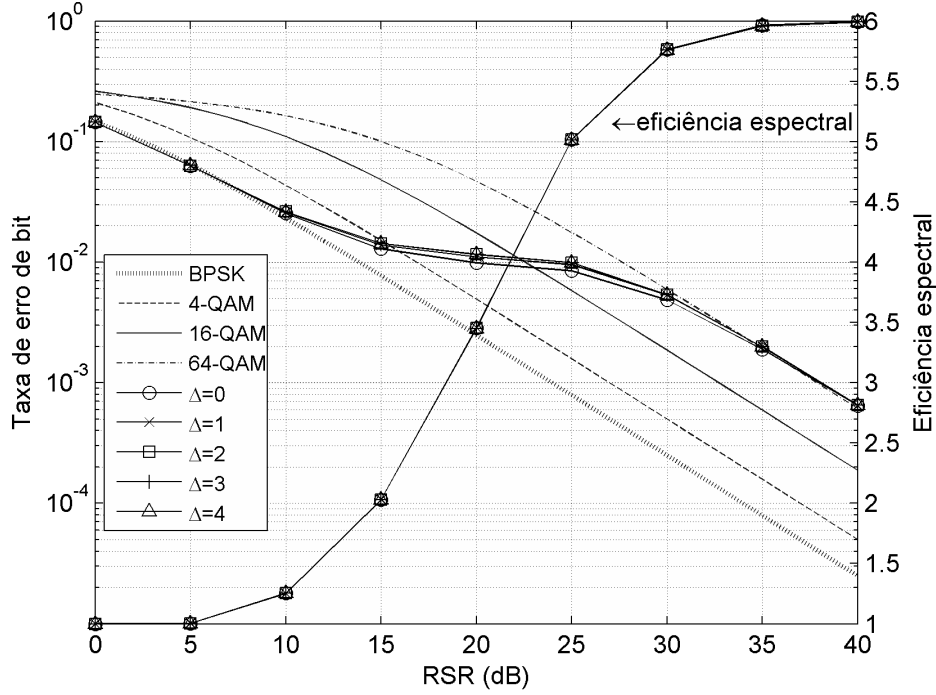


FIG. 4.3: Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-3}$ e diversos valores de atraso.

normalizada é mostrado na FIG. 4.5, para as condições de $N = 300$ e $f_D T = 10^{-4}$. Pode-se observar que $\rho(\Delta)$ é ligeiramente menor para baixos valores de RSR. Entretanto, para valores acima de 10 dB, seu valor permanece, praticamente, inalterado.

Assim sendo, para usufruir do grande potencial dos sistemas de transmissão adaptativos, a informação da condição do estado do canal deve ser confiavelmente predita, de modo a minimizar a degradação de desempenho ocorrida em virtude do atraso no canal de retorno.

Em (DUEL-HALLEN, 2000), por exemplo, é apresentada uma discussão sumária de diversas técnicas de predição da resposta ao impulso de um canal de comunicação e proposta uma nova estratégia de predição linear denominada LRP (do termo em inglês *Long-range Prediction*).

De acordo com (DUEL-HALLEN, 2000), o desempenho superior do algoritmo proposto em relação aos métodos convencionais é devido a sua baixa taxa de amostragem empregada na predição em relação à taxa de símbolos. É proposto para a predição uma taxa de amostragem do canal da ordem de duas vezes o valor do máximo desvio Doppler do canal que, em geral, é muito menor que a taxa de símbolos.

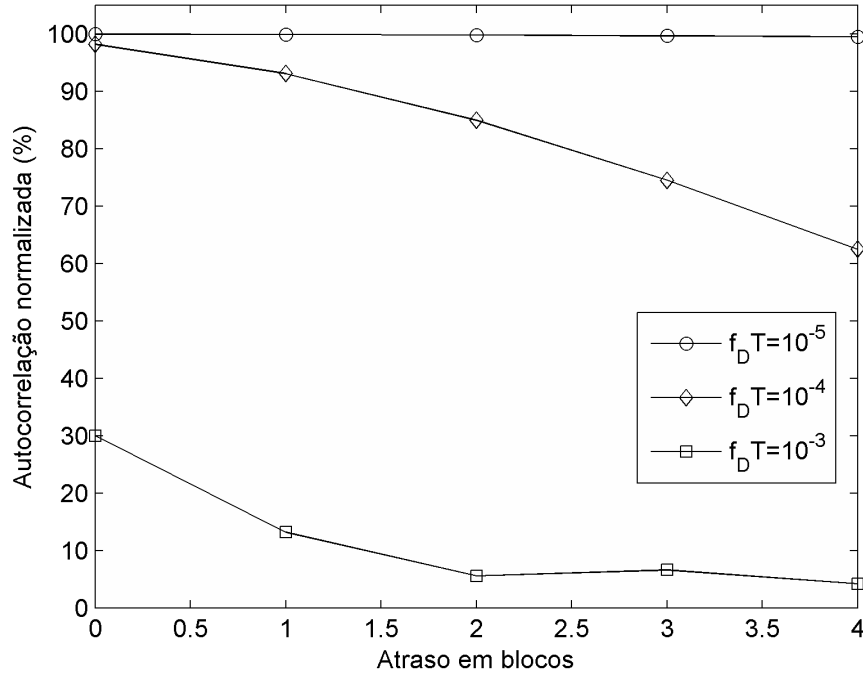


FIG. 4.4: Autocorrelação normalizada da RSR, para $N = 300$ e $RSR = 10$ dB, em função do atraso no canal de retorno e do espalhamento Doppler normalizado.

A predição da RSR instantânea é obtida com base na predição do canal, sendo dada por:

$$\tilde{\gamma}(k) = |\tilde{h}(k)|^2 \bar{\gamma} \quad (4.2)$$

onde $\bar{\gamma}$ é a RSR média.

Da mesma forma, em (FALAHATI, 2004), a predição das condições futuras de propagação é realizada a partir da predição da resposta ao impulso do canal:

$$\tilde{\gamma}(k) = \bar{\gamma} \frac{\tilde{g}_{k|k-M}}{R_h(0)} \quad (4.3)$$

onde M é a ordem do modelo, $\tilde{g}_{k|k-M}$ corresponde à predição do ganho de potência instantâneo do canal, e $R_h(0)$ é o ganho de potência médio do canal.

O autor argumenta a necessidade de se considerar a qualidade da predição no emprego da técnica de modulação adaptativa. A questão principal apresentada é como a variância do erro de predição irá afetar as propriedades de transmissão, tais como os limiares de decisão, que determinam o emprego dos esquemas de modulação, e os efeitos na eficiência espectral.

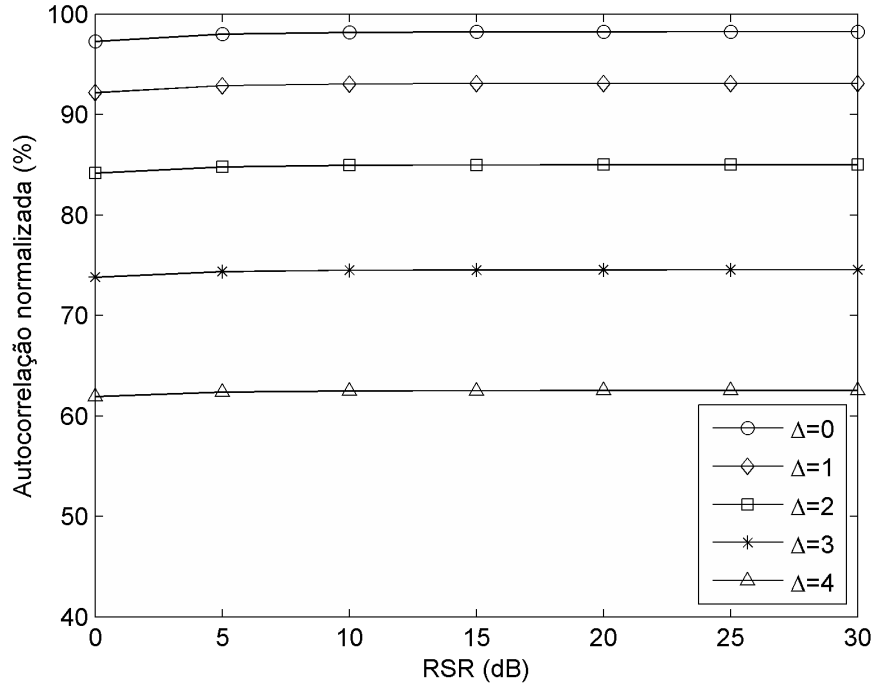


FIG. 4.5: Autocorrelação normalizada da RSR, para $N = 300$ e $f_D T = 10^{-4}$, em função da RSR e do atraso no canal de retorno.

Já em (OIEN, 2004) é apresentado o impacto da predição de canal em sistemas que adaptam taxa de código e esquemas de modulação.

No esquema apresentado, o autor emprega símbolos piloto que são inseridos regularmente a cada L símbolos dentro do sinal transmitido (PSAM - do termo em inglês *Pilot-symbol-assisted modulation*). A predição da métrica de adaptação, $\tilde{\gamma}(k)$, também é obtida a partir da predição do canal de comunicação que é realizada na taxa de recebimento de símbolos piloto. O referido autor emprega a seguinte definição de RSR instantânea:

$$\hat{\gamma}(k) = \frac{|h(k)|^2 P}{N_0 B_s} \quad (4.4)$$

onde B é a largura de banda do sinal transmitido, P é a potência média transmitida e N_0 é a densidade espectral de potência do ruído.

A predição do canal para uma faixa de p símbolos piloto adiante é dada por:

$$\tilde{h}(k+p) = \sum_{j=0}^{M-1} \omega_{j,p} h(k-jL) \quad (4.5)$$

onde p é a capacidade de predição em intervalos de símbolos piloto, M é a ordem do modelo, $\omega_{j,p}$ são os coeficientes ótimos do preditor obtidos a partir da minimização do erro quadrático médio de predição (ver APÊNDICE 7.2), e $h(k - jL)$ são as amostras passadas do canal para os instantes dos símbolos piloto.

Como exemplo numérico, o autor apresenta resultados de simulação do emprego da técnica proposta em um sistema com $f_D T = 5 \times 10^{-4}$, $L = 10$ e preditores de ordem 500, 1000 e 1500. Entretanto, ele ressalta que para aplicações práticas deve-se utilizar um preditor sub-ótimo de menor complexidade, deixando esta questão para trabalhos futuros.

4.3 NOVA ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO ADAPTATIVA

Nesta seção será apresentada uma nova estratégia de modulação adaptativa baseada na predição da métrica de adaptação, diferentemente dos trabalhos já publicados que tratam da predição das condições de propagação com base na predição da resposta ao impulso do canal.

O preditor proposto é baseado na autocorrelação da métrica de adaptação e na minimização do erro quadrático médio de predição, de acordo com a teoria desenvolvida por Wiener-Hopf (ver APÊNDICE 7.2).

A FIG. 4.6 apresenta o diagrama de blocos do equivalente em banda básica do preditor proposto. A RSR média por bloco $\hat{\gamma}_l$ é estimada no receptor e enviada ao transmissor pelo canal de retorno que introduz um atraso de Δ blocos, apresentando na entrada do transmissor a estimativa atrasada $\hat{\gamma}_{l-\Delta}$. No transmissor, a fim de definir um processo de média zero e atender as restrições impostas pelo processo de predição, define-se a variável $\varphi_{l-\Delta}$ subtraindo-se o valor da RSR média $\bar{\gamma}$ da estimativa $\hat{\gamma}_{l-\Delta}$. Esta variável passa pelo filtro de predição de Δ blocos e de ordem M a fim de compensar o atraso do canal de retorno. Na saída do preditor, a RSR média ($\bar{\gamma}$) é somada ao valor da variável $\tilde{\varphi}_l$ e o resultado é entregue ao modulador. Por fim, o modulador, com base na predição da estimativa $\tilde{\gamma}_l$, escolhe o esquema de modulação a ser empregado na transmissão do próximo bloco de dados.

A seguir, serão apresentados maiores detalhes das variáveis acima definidas.

Seja a variável φ_l de média nula, obtida a partir das estimativas da RSR média por bloco ($\hat{\gamma}_l$) e da RSR média ($\bar{\gamma}$), definida por:

$$\varphi_l = \hat{\gamma}_l - \bar{\gamma} \quad (4.6)$$

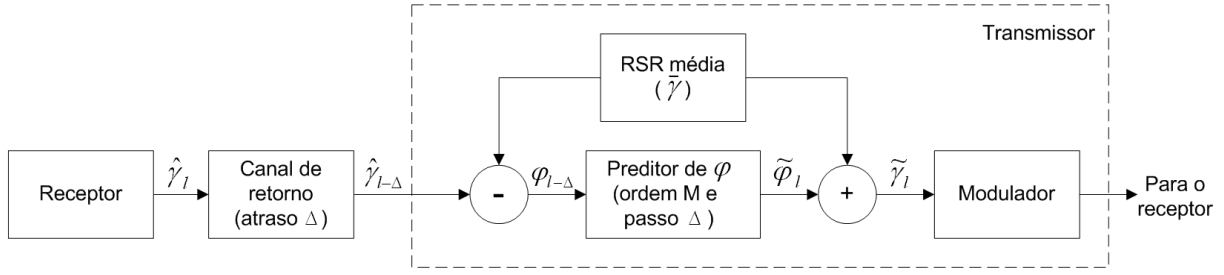


FIG. 4.6: Diagrama de blocos em banda básica do preditor proposto.

A função de autocorrelação da série temporal $\{\dots, \varphi_l, \varphi_{l+1}, \dots, \varphi_{l+m}, \dots\}$ para um *lag* m é dada por:

$$\begin{aligned}
 R_\varphi(m) &= E[\varphi_l \cdot \varphi_{l+m}] \\
 &= E[(\hat{\gamma}_l - \bar{\gamma})(\hat{\gamma}_{l+m} - \bar{\gamma})] \\
 &= R_\gamma(m) - \bar{\gamma}^2
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

onde $R_\gamma(m)$ é a função de autocorrelação da métrica de adaptação que foi obtida no Capítulo 3.

Seja $\mathbf{R}_\varphi$ a matriz de autocorrelação construída a partir da EQ. 4.7. Na definição dessa matriz, levou-se em consideração o valor do atraso do canal de retorno, de modo que as suas componentes foram obtidas sub-amostrando a função de autocorrelação $R_\varphi(m)$ de acordo com Δ . Por exemplo, para um preditor de ordem M e capacidade de predição de Δ blocos, tem-se:

$$\mathbf{R}_\varphi = \begin{bmatrix} R_\varphi(0) & R_\varphi(\Delta + 1) & \cdots & R_\varphi((\Delta + 1)(M - 1)) \\ R_\varphi(\Delta + 1) & R_\varphi(0) & \cdots & R_\varphi((\Delta + 1)(M - 2)) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_\varphi((\Delta + 1)(M - 1)) & R_\varphi((\Delta + 1)(M - 2)) & \cdots & R_\varphi(0) \end{bmatrix}$$

e, da mesma forma, o vetor correlação-cruzada é dado por:

$$\mathbf{r}_\varphi = \begin{bmatrix} R_\varphi(\Delta + 1) \\ R_\varphi((\Delta + 1) \times 2) \\ \vdots \\ R_\varphi((\Delta + 1) \times M) \end{bmatrix} \tag{4.8}$$

Em termos de tempo, tem-se que a predição é de $\Delta \times N \times T$ segundos, onde T é o período de símbolo em segundos.

O vetor de coeficientes do preditor $\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_M]^T$ de ordem M foi obtido a partir das equações de Wiener-Hopf (ver APÊNDICE 7.2) e é dado por:

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}_\varphi^{-1} \mathbf{r}_\varphi \quad (4.9)$$

Da mesma forma, a expressão para o valor do erro quadrático médio mínimo de predição pode ser dada por:

$$E_M = R_\varphi(0) - \mathbf{r}_\varphi^H \mathbf{w} \quad (4.10)$$

A partir das EQ. 4.9 e 4.10, observa-se que o vetor $M \times 1$ de coeficientes do preditor avanço e o erro quadrático médio mínimo de predição são determinados unicamente pelo conjunto dos $(M + 1)$ valores da função de autocorrelação $R_\varphi(m)$.

4.4 AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DO PREDITOR PROPOSTO

Esta seção se destina a realizar a avaliação de desempenho da estratégia de predição em termos do mínimo erro médio quadrático do preditor. Os erros de predição foram obtidos de duas maneiras: analíticas, utilizando a EQ. 7.39, e empíricas, mediante simulação de Monte Carlo.

A estratégia de predição foi avaliada sob as seguintes condições: $f_D T = 10^{-4}$, $f_D T = 10^{-5}$, $RSR = 10 \text{ dB}$, $RSR = 30 \text{ dB}$, ordem do preditor (M) de 1 a 15, e atrasos de 1, 2, 3 e 4 blocos de dados. Considerou-se ainda tamanho de bloco de 300 símbolos ($N = 300$). Para a determinação de R_h admitiu-se f_D conhecido. Considerou-se novamente a estimativa perfeita da variância do ruído ($\hat{\sigma}_\eta^2 = \sigma_\eta^2$) no cálculo de $\hat{\gamma}_l$. Para a condição de $f_D T = 10^{-3}$ não são apresentados resultados tendo em vista que, para esta situação de Doppler e tamanho de bloco, a modulação adaptativa não é indicada (conforme FIG. 4.3).

Para a simulação do erro de predição foram sorteados 100.000 canais independentes, sendo que para cada canal sorteado foram transmitidos 70 blocos de dados. Para cada atraso foram calculados preditores com ordem de 1 a 15, com passo de predição igual ao atraso introduzido no canal de retorno (Δ).

A FIG. 4.7 apresenta curvas teóricas e empíricas do erro de predição normalizado por $R_\varphi(0)$, em função da ordem do preditor, e para $RSR = 10 \text{ dB}$, $f_D T = 10^{-5}$ e atrasos de 1, 2, 3 e 4 blocos de dados. Pode-se observar um ajuste muito bom entre as

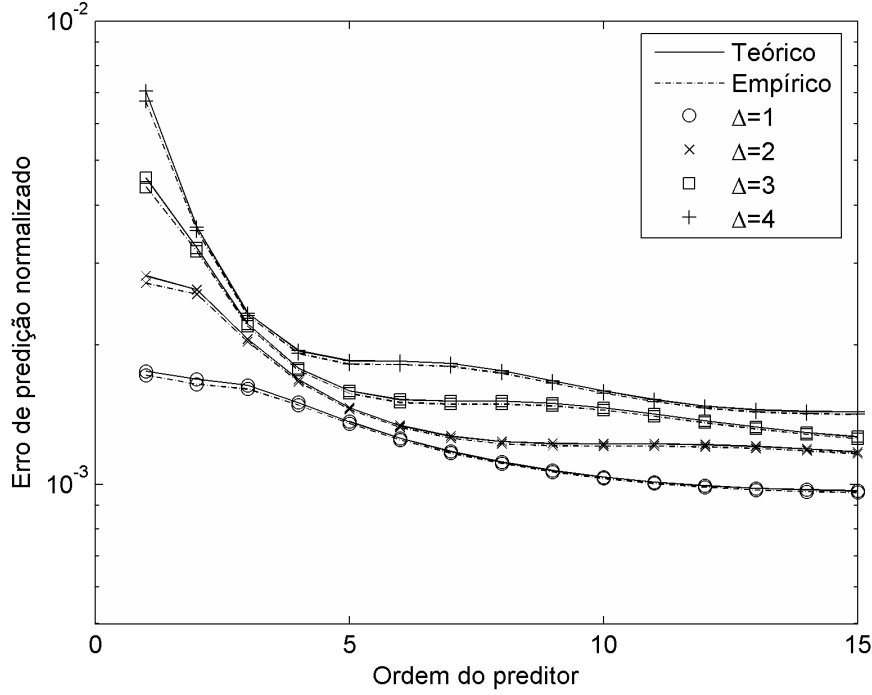


FIG. 4.7: Erro de predição normalizado, teórico e empírico, em função da ordem do preditor, para $RSR = 10 \text{ dB}$, $f_D T = 10^{-5}$ e atrasos de 1, 2, 3 e 4 blocos.

curvas teóricas e empíricas para os diferentes atrasos. Verifica-se, ainda, que o aumento do atraso provoca um aumento no erro de predição, devido a maior desconexão das estimativas $\hat{\gamma}_{l+\Delta}, \hat{\gamma}_{l+2\Delta}, \dots$ com o aumento de Δ , implicando em maiores dificuldades de se realizar a predição. Outra observação, que diz respeito tanto a essa figura quanto às seguintes, é o fato da redução do erro de predição com o aumento da ordem do preditor. Entretanto, esta melhoria apresenta uma tendência à saturação para um determinado patamar mínimo.

Cabe destacar uma importante característica do esquema de predição aqui proposto. Embora exista uma melhora de desempenho do preditor com o aumento da ordem, vê-se claramente que preditores de ordem muito pequenas como, por exemplo, em torno de 10, já são suficientes para prover bons desempenhos, diferentemente das estratégias discutidas previamente que adotam esquemas de predição com ordens superiores a 500. Vale ressaltar que tanto o preditor aqui proposto quanto aqueles comentados anteriormente empregam o mesmo princípio para obtenção dos coeficientes do preditor (EQ. 4.9). Assim sendo, a redução na ordem implica em redução na complexidade do esquema de predição.

Para $RSR = 10 \text{ dB}$ e $f_D T = 10^{-4}$, mantendo as demais condições anteriores, foram obtidas as curvas do erro de predição, em função da ordem do preditor, que estão apre-

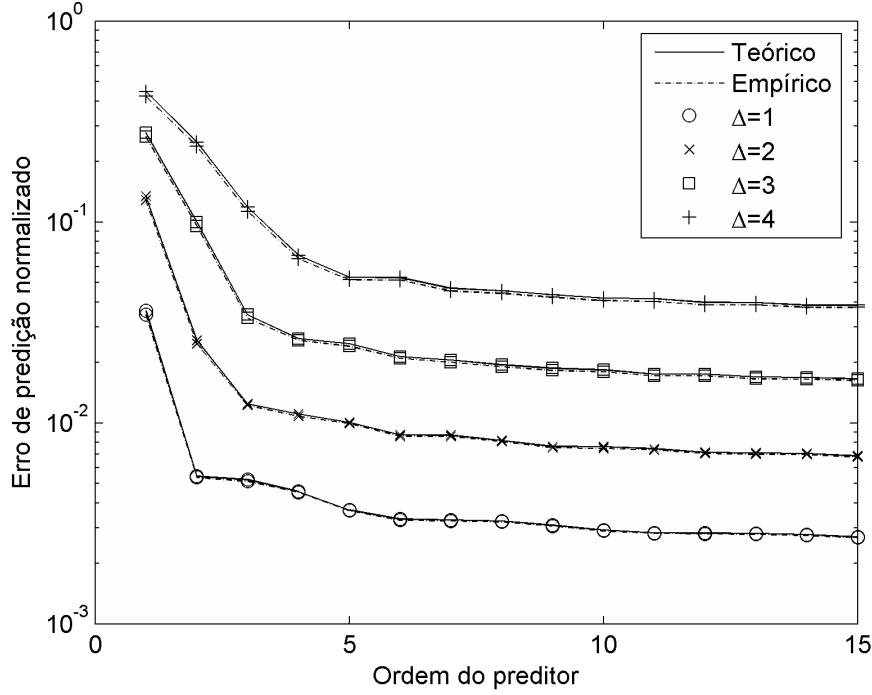


FIG. 4.8: Erro de predição normalizado, teórico e empírico, em função da ordem do preditor, para $RSR = 10 \text{ dB}$, $f_D T = 10^{-4}$ e atrasos de 1, 2, 3 e 4 blocos.

sentadas na FIG. 4.8. Novamente, observa-se o ajuste existente entre as curvas teóricas e empíricas para os diferentes atrasos, e que o aumento do atraso provoca um aumento no erro de predição, além de se verificar a redução do erro com o aumento da ordem do preditor.

A FIG. 4.9 apresenta curvas teóricas e empíricas do erro de predição normalizado por $R_\varphi(0)$, em função da ordem do preditor, e para $RSR = 30 \text{ dB}$, $f_D T = 10^{-5}$ e atrasos de 1, 2, 3 e 4 blocos de dados. Pode-se observar um ajuste muito bom entre as curvas teóricas e empíricas para os diferentes atrasos. Verifica-se, mais uma vez, que o aumento do atraso provocou um aumento no erro de predição.

Para $f_D T = 10^{-4}$ e mantendo a RSR em 30 dB , foram obtidas as curvas do erro de predição que estão apresentadas na FIG. 4.10. Novamente, observa-se o ajuste existente entre as curvas teóricas e empíricas para os diferentes atrasos. Da mesma forma que nos casos anteriores, o aumento do atraso provoca um aumento no erro de predição.

A fim de demonstrar o efeito do desvio Doppler no erro de predição, comparou-se curvas do erro para $f_D T = 10^{-4}$ e $f_D T = 10^{-5}$, com atraso unitário, e para $RSR = 10 \text{ dB}$ (FIG. 4.11) e $RSR = 30 \text{ dB}$ (FIG. 4.12). Em ambas figuras, verifica-se que o erro de predição aumenta com o desvio Doppler. Este fato é devido ao processo ficar

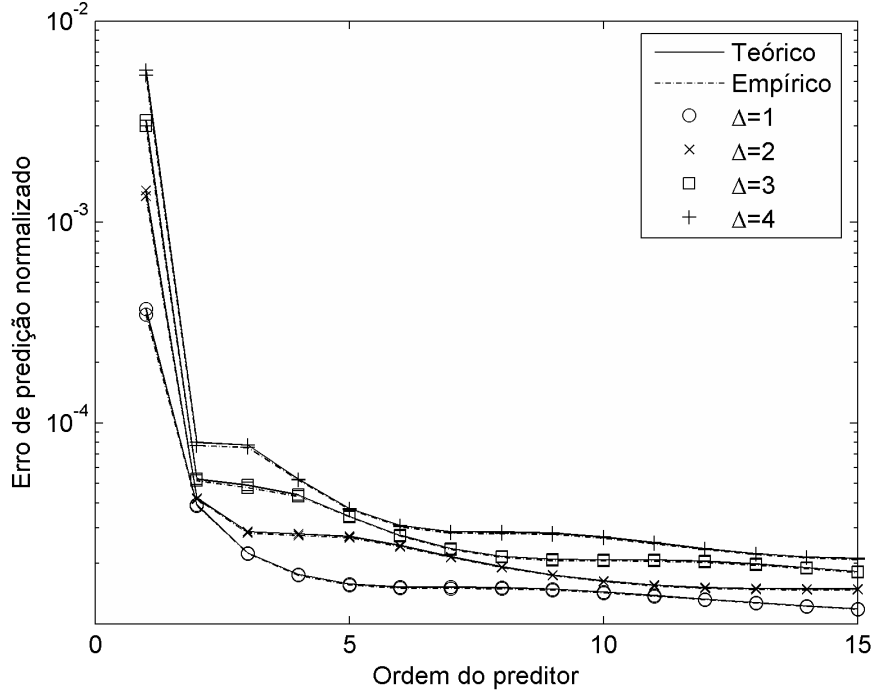


FIG. 4.9: Erro de predição normalizado, teórico e empírico, em função da ordem do preditor, para $RSR = 30 \text{ dB}$, $f_D T = 10^{-5}$ e atrasos de 1, 2, 3 e 4 blocos.

mais dinâmico com o aumento da taxa de variação do canal, dificultando o processo da predição.

Analisando o comportamento do erro de predição em função da RSR, comparou-se curvas do erro para $RSR = 10 \text{ dB}$ e $RSR = 30 \text{ dB}$, com atraso unitário, e para $f_D T = 10^{-4}$ (FIG. 4.13) e $f_D T = 10^{-5}$ (FIG. 4.14). Nestas figuras, verifica-se que o erro de predição diminui com o aumento da RSR, em virtude do maior correlacionamento das amostras para maiores valores de RSR.

4.5 AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DA TÉCNICA DE MODULAÇÃO ADAPTATIVA PROPOSTA

Nesta seção é avaliado o desempenho do esquema de modulação adaptativa proposto nesta dissertação, baseado na predição da métrica de adaptação, em comparação com a técnica de modulação adaptativa convencional, sob diversas condições de propagação típicas de um sistema de comunicações sem fio, através de simulação computacional de Monte Carlo.

Para o emprego do filtro de predição nas simulações da técnica proposta, adotou-se uma quantidade de 10 coeficientes ($M = 10$). Essa decisão advém da análise das curvas

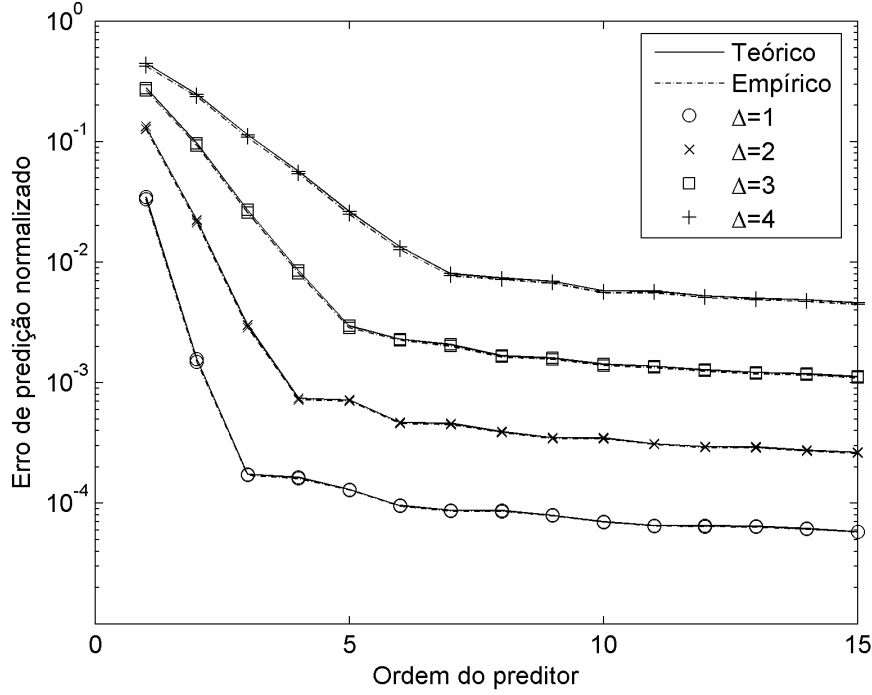


FIG. 4.10: Erro de predição normalizado, teórico e empírico, em função da ordem do preditor, para $RSR = 30$ dB, $f_D T = 10^{-4}$ e atrasos de 1, 2, 3 e 4 blocos.

de erro de predição apresentadas na Seção 4.4, como, por exemplo, FIG 4.7 e FIG. 4.8, nas quais pode-se verificar que o erro de predição não diminui significativamente para ordens superiores à adotada.

Para as simulações, considerou-se conhecida a RSR média, de modo que $\hat{\sigma}_\eta^2 = \sigma_\eta^2$. A escolha do esquema de modulação foi realizada com base nos limiares apresentados na TAB. 3.1, e, para efeito de decisão dos símbolos, o coeficiente h_k do canal, modelado com desvanecimento plano, foi considerado conhecido. Para a determinação de R_h admitiu-se f_D conhecido. Foram sorteados 1.000 canais independentes e para cada canal foram transmitidos 1.000 blocos de dados com 300 símbolos ($N = 300$). Adotou-se ainda canal de retorno sem erro.

Curvas de desempenho, em termos de taxa de erro de bit e eficiência espectral, da técnica de modulação adaptativa proposta e da técnica de modulação adaptativa convencional, isto é, sem o uso de predição, para a condição de $f_D T = 10^{-5}$ e atraso de um bloco na adaptação, são mostradas na FIG. 4.15. A título de referência, a situação de canal de retorno sem atraso também é mostrada. Pode-se verificar, nessa figura, que a pequena degradação de desempenho provocada pelo atraso foi completamente ajustada pelo preditor.

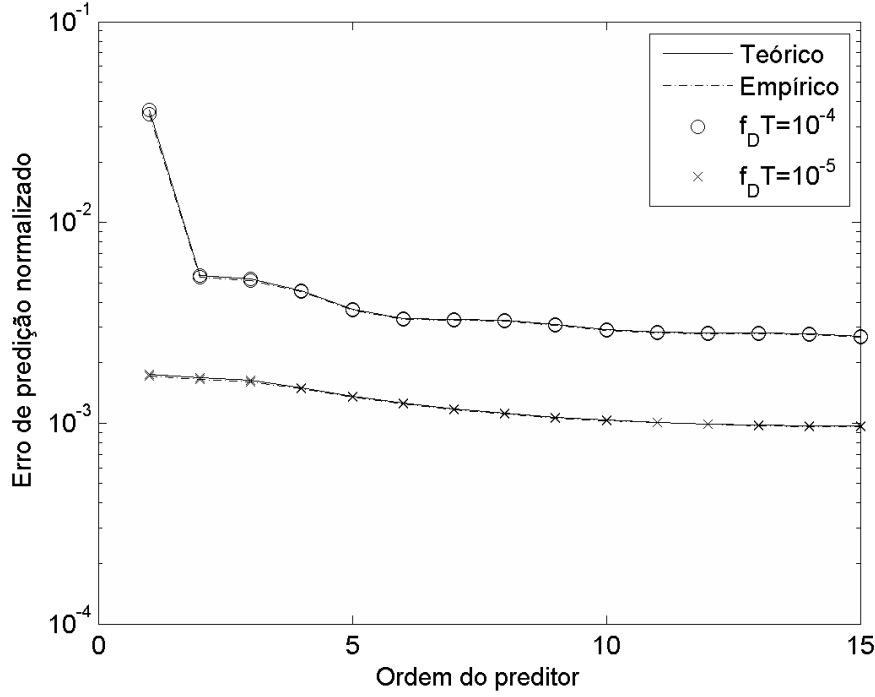


FIG. 4.11: Erro de predição normalizado, teórico e empírico, em função da ordem do preditor, para $RSR = 10$ dB, atraso de 1 bloco, e $f_D T = 10^{-4}$ e $f_D T = 10^{-5}$.

Em um sistema com $f_D T = 10^{-5}$ e atraso de 2 blocos, o desempenho das técnicas de modulação adaptativa está mostrado na FIG. 4.16. Pode-se observar nestas condições a degradação no desempenho um pouco mais expressiva que na situação anterior devido ao aumento do atraso para a técnica convencional, e o ajuste proporcionado pela técnica proposta.

A FIG. 4.17 apresenta curvas de desempenho de um sistema de modulação adaptativa, com $f_D T = 10^{-5}$, para as condições sem atraso, atraso de 3 blocos, e com uso de preditor. Pode-se verificar a degradação na técnica em virtude do atraso, e a melhora no desempenho obtida com a técnica proposta.

Para um sistema com $f_D T = 10^{-5}$ e atraso de 4 blocos, verifica-se na FIG. 4.18 o desempenho das técnicas de modulação adaptativa. Pode-se observar nestas condições a degradação no desempenho bem mais expressiva devido ao aumento do atraso para a técnica convencional, e o ajuste proporcionado com o emprego da técnica proposta.

A FIG. 4.19 apresenta curvas de desempenho de um sistema de modulação adaptativa, com $f_D T = 5 \times 10^{-5}$, sem atraso, e com atraso de um bloco, com e sem o uso de preditor. Pode-se verificar a degradação na técnica em virtude do atraso, e a melhora no desempenho obtida com a técnica proposta.

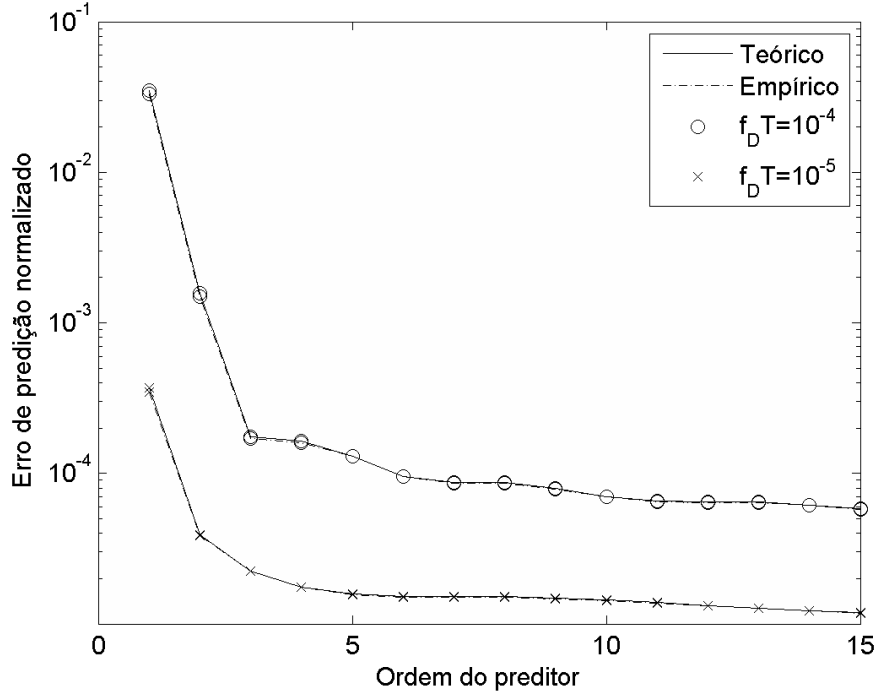


FIG. 4.12: Erro de predição normalizado, teórico e empírico, em função da ordem do preditor, para $RSR = 30$ dB, atraso de 1 bloco, e $f_D T = 10^{-4}$ e $f_D T = 10^{-5}$.

Para um sistema com $f_D T = 5 \times 10^{-5}$ e atraso de 2 blocos, o desempenho das técnicas de modulação adaptativa está mostrado na FIG. 4.20. Novamente, pode-se observar a degradação no desempenho devido ao atraso para a técnica convencional, e a melhora, embora menos expressivo que na situação de 1 bloco de atraso, proporcionada pela técnica proposta.

Na FIG. 4.21 pode-se verificar a situação de $f_D T = 5 \times 10^{-5}$ e atraso de 3 blocos, e na FIG. 4.22 com $f_D T = 5 \times 10^{-5}$ e atraso de 4 blocos. Em ambas figuras verifica-se que, dadas as condições do sistema, o ganho alcançado com o emprego do preditor é, praticamente, inexpressivo.

A FIG. 4.23 apresenta curvas de desempenho de um sistema de modulação adaptativa, com $f_D T = 10^{-4}$, sem atraso, e com atraso de um bloco, com e sem o uso de preditor. Pode-se verificar a degradação na técnica em virtude do atraso, e a melhora no desempenho obtida com a técnica proposta.

Para um sistema com $f_D T = 10^{-4}$ e atraso de 2 blocos, o desempenho das técnicas de modulação adaptativa está mostrado na FIG. 4.24. Novamente, pode-se observar a degradação no desempenho devido ao atraso para a técnica convencional, e a melhora, embora menos expressivo que na situação de 1 bloco de atraso, proporcionado pela técnica

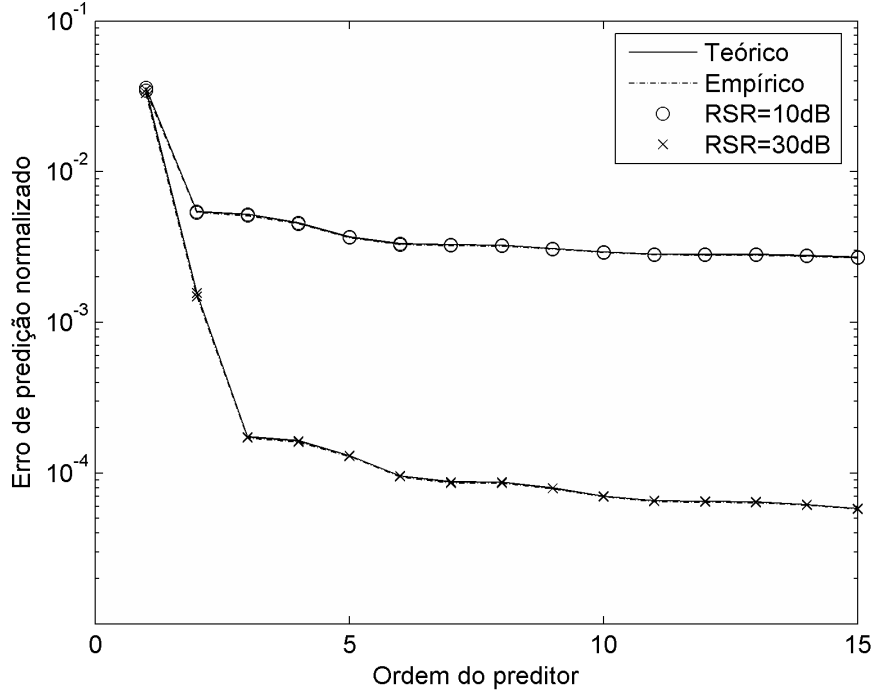


FIG. 4.13: Erro de predição normalizado, teórico e empírico, em função da ordem do preditor, para $f_D T = 10^{-4}$, atraso de 1 bloco, e $RSR = 10 \text{ dB}$ e 30 dB .

proposta.

Na FIG. 4.25 pode-se verificar a situação de $f_D T = 10^{-4}$ e atraso de 3 blocos, e na FIG. 4.26 com $f_D T = 10^{-4}$ e atraso de 4 blocos. Em ambas figuras verifica-se que, dadas as condições do sistema, o ganho alcançado com o emprego do preditor é, praticamente, inexpressivo.

A fim de complementar a avaliação da estratégia proposta nesta dissertação, realizou-se também simulações de um sistema de modulação adaptativa que considera a possibilidade de não transmitir nas situações de baixos valores de RSR, de acordo com a TAB. 2.1 para $BER_{alvo} = 10^{-2}$.

Curvas de desempenho, em termos de taxa de erro de bit e eficiência espectral, da técnica de modulação adaptativa proposta e da técnica de modulação adaptativa convencional, isto é, sem o uso de predição, para a condição de $f_D T = 10^{-4}$ e atraso de um bloco na adaptação, são mostradas na FIG. 4.27. Pode-se verificar, nessa figura, que a degradação de desempenho provocada pelo atraso foi completamente ajustada pelo preditor.

Em um sistema com $f_D T = 10^{-4}$ e atraso de 2 blocos, o desempenho das técnicas de modulação adaptativa está mostrado na FIG. 4.28. Pode-se observar nestas condições

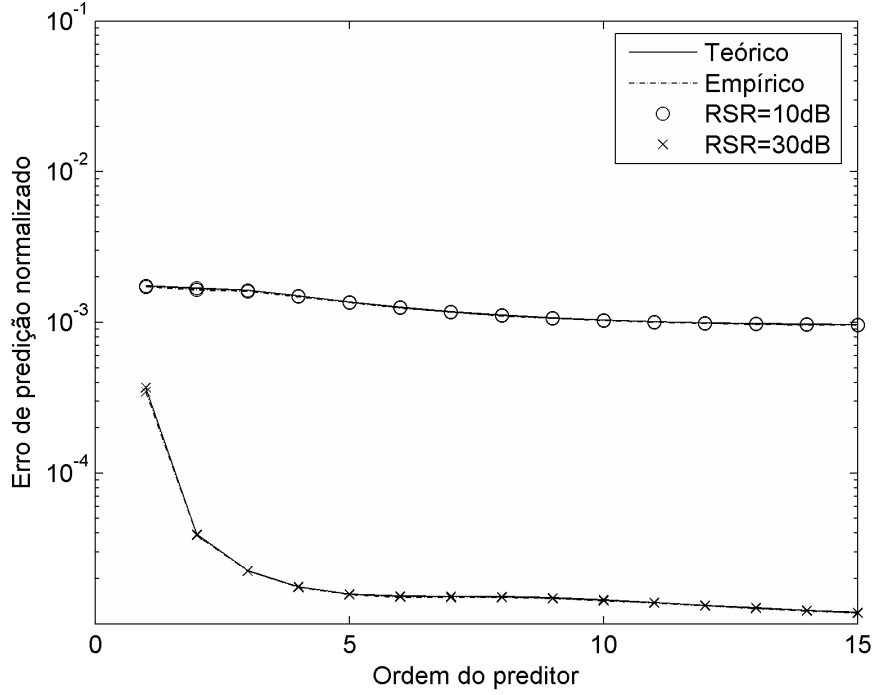


FIG. 4.14: Erro de predição normalizado, teórico e empírico, em função da ordem do preditor, para $f_D T = 10^{-5}$, atraso de 1 bloco, e $RSR = 10\text{ dB}$ e 30 dB .

a degradação no desempenho um pouco mais expressiva que na situação anterior devido ao aumento do atraso para a técnica convencional, e o ajuste proporcionado pela técnica proposta.

A FIG. 4.29 apresenta curvas de desempenho de um sistema de modulação adaptativa, com $f_D T = 10^{-4}$, para as condições sem atraso, atraso de 3 blocos, e com uso de preditor. Pode-se verificar a degradação na técnica em virtude do atraso, e a melhora no desempenho obtida com a técnica proposta.

Para um sistema com $f_D T = 10^{-4}$ e atraso de 4 blocos, verifica-se na FIG. 4.30 o desempenho das técnicas de modulação adaptativa. Pode-se observar nestas condições a degradação no desempenho bem mais expressiva devido ao aumento do atraso para a técnica convencional, e o ganho proporcionado pelo emprego da técnica proposta.

4.6 RESUMO

Neste capítulo, foi mostrado o efeito do atraso no canal de retorno no desempenho de um sistema de modulação adaptativa, considerando a autocorrelação do parâmetro de adaptação como figura de mérito. Verificou-se que o aumento no atraso provoca uma degradação no desempenho da técnica adaptativa, sendo tanto mais severa quanto maior

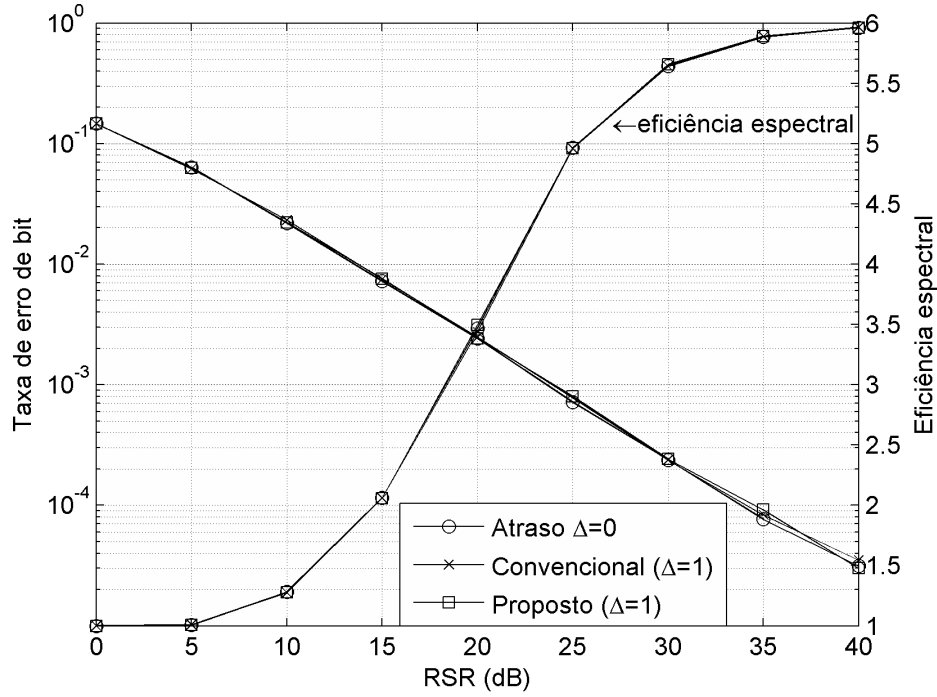


FIG. 4.15: Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-5}$, $\Delta = 1$, com e sem predictor.

for a taxa de variação do canal.

Apresentou-se ainda uma nova estratégia de predição baseada na autocorrelação do parâmetro de adaptação, a qual foi avaliada em termos do erro quadrático médio mínimo do predictor.

Por fim, a técnica de modulação adaptativa proposta nesta dissertação é avaliada, em termos de desempenho de taxa de erro de bit e eficiência espectral, e comparada com a técnica de modulação adaptativa convencional.

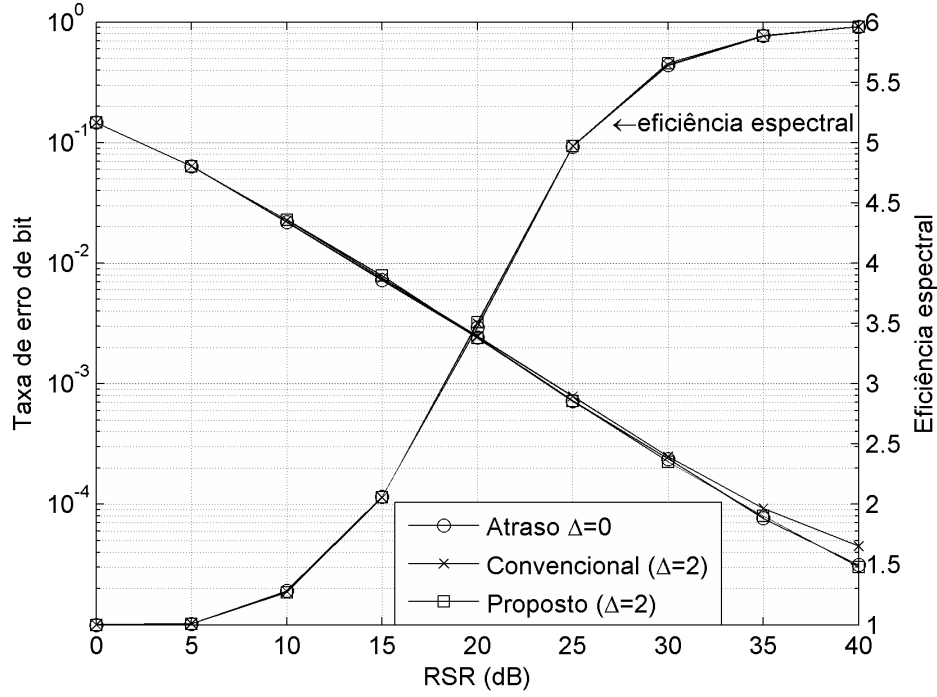


FIG. 4.16: Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-5}$, $\Delta = 2$, com e sem preditor.

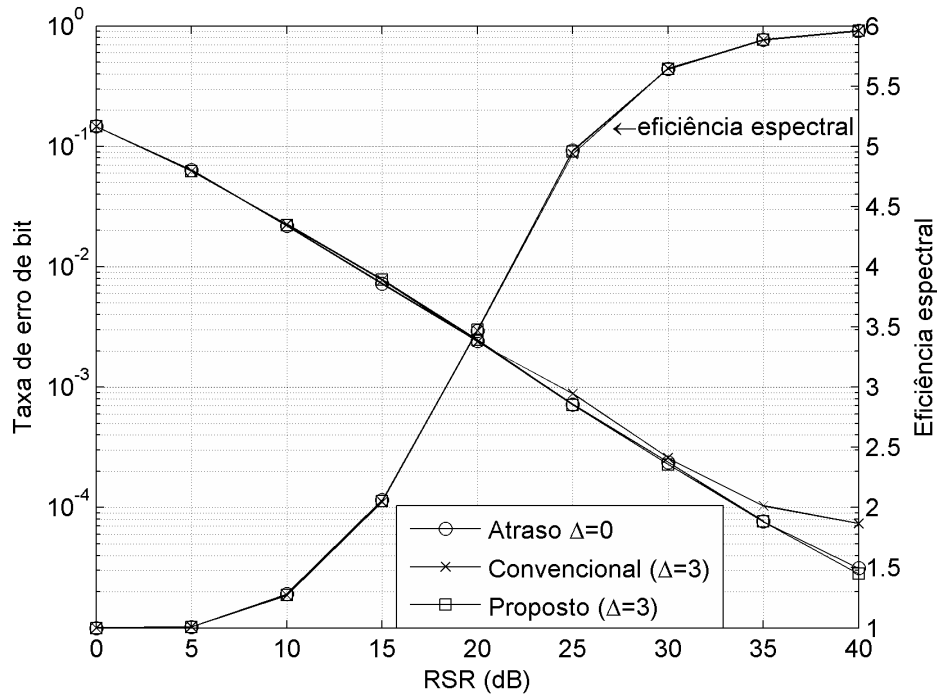


FIG. 4.17: Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-5}$, $\Delta = 3$, com e sem preditor.

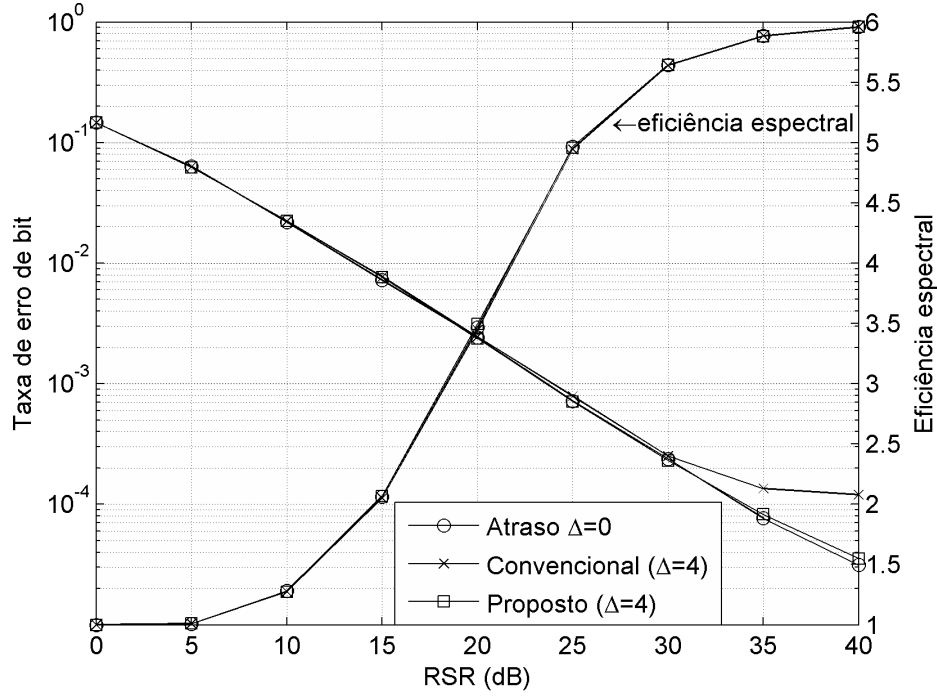


FIG. 4.18: Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-5}$, $\Delta = 4$, com e sem preditor.

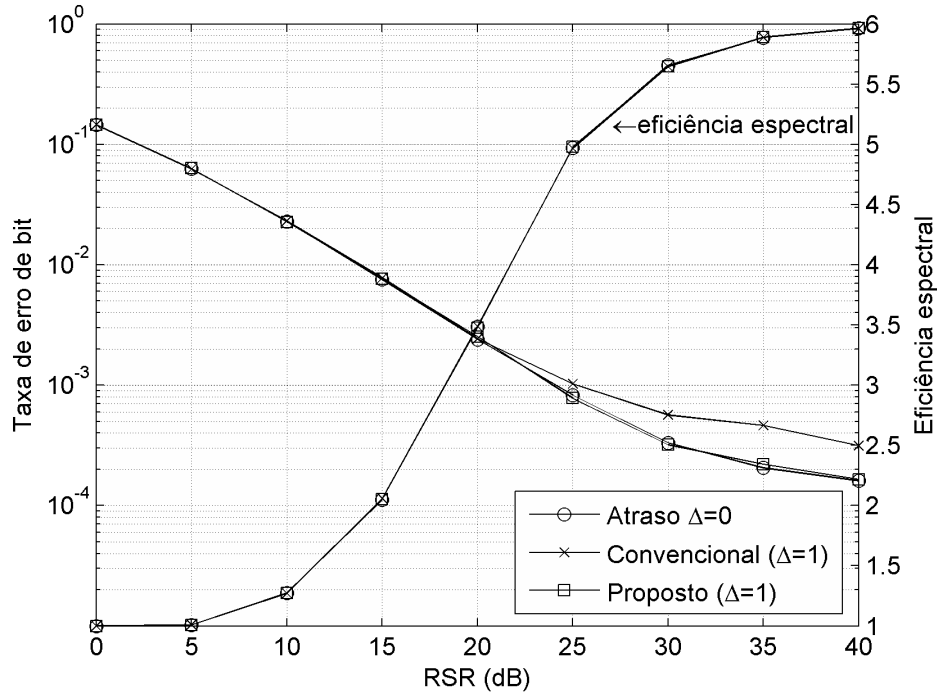


FIG. 4.19: Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 5 \times 10^{-5}$, $\Delta = 1$, com e sem preditor.

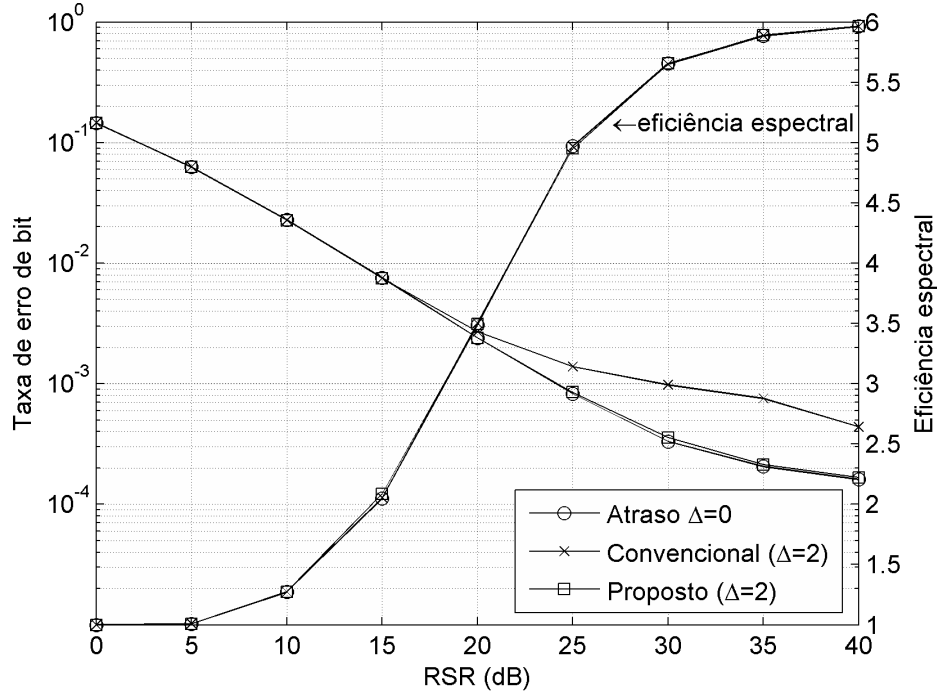


FIG. 4.20: Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 5 \times 10^{-5}$, $\Delta = 2$, com e sem preditor.

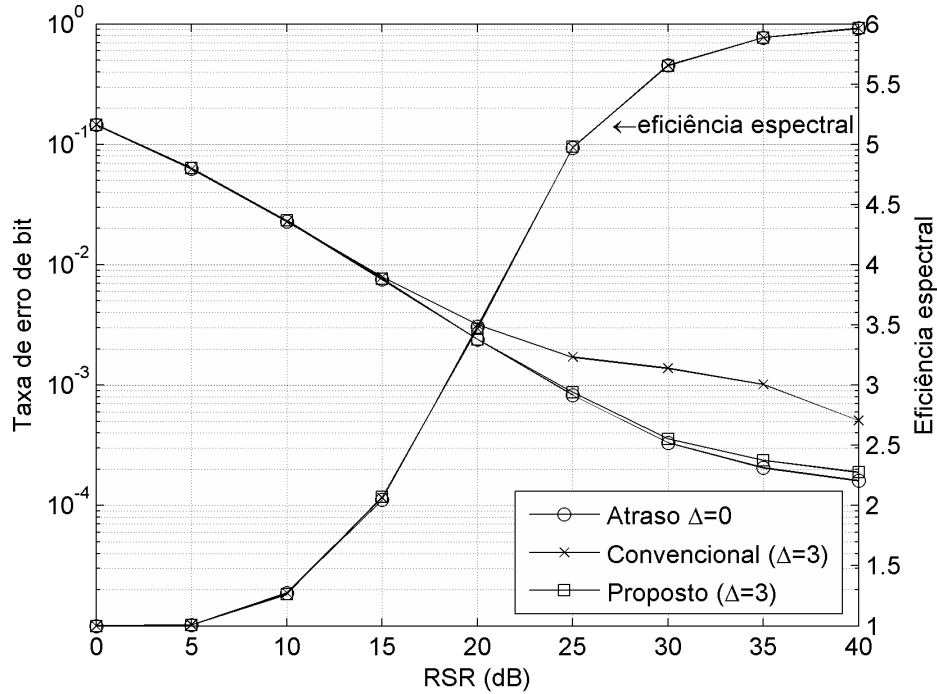


FIG. 4.21: Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 5 \times 10^{-5}$, $\Delta = 3$, com e sem preditor.

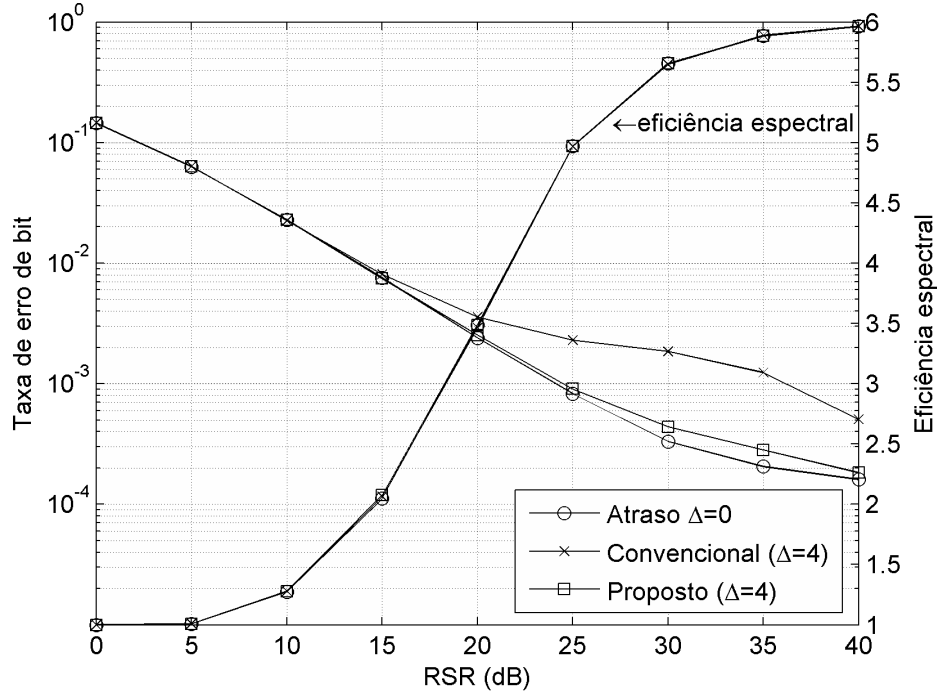


FIG. 4.22: Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 5 \times 10^{-5}$, $\Delta = 4$, com e sem preditor.

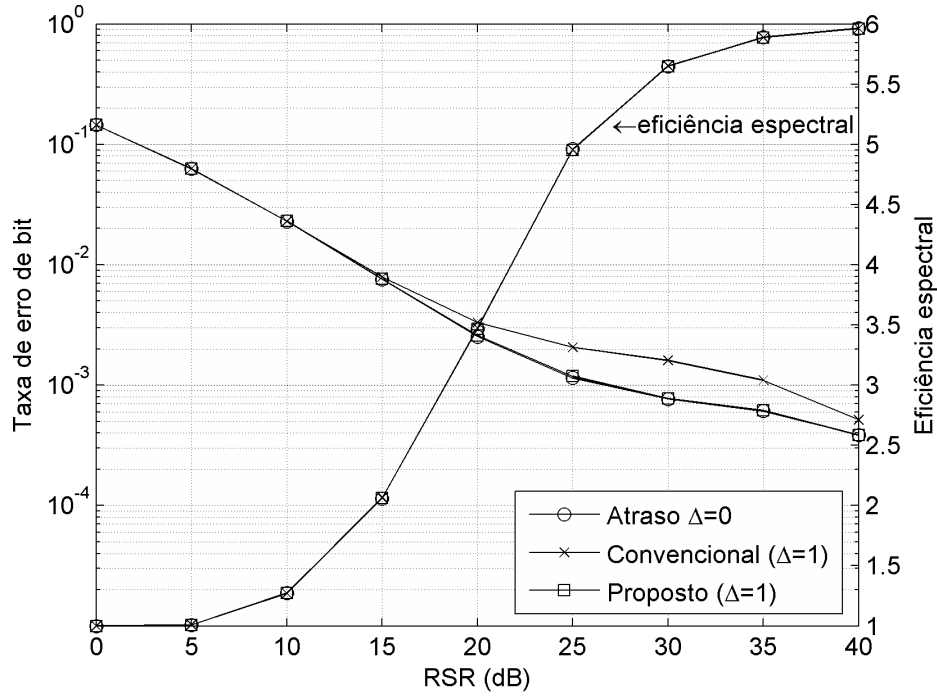


FIG. 4.23: Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-4}$, $\Delta = 1$, com e sem preditor.

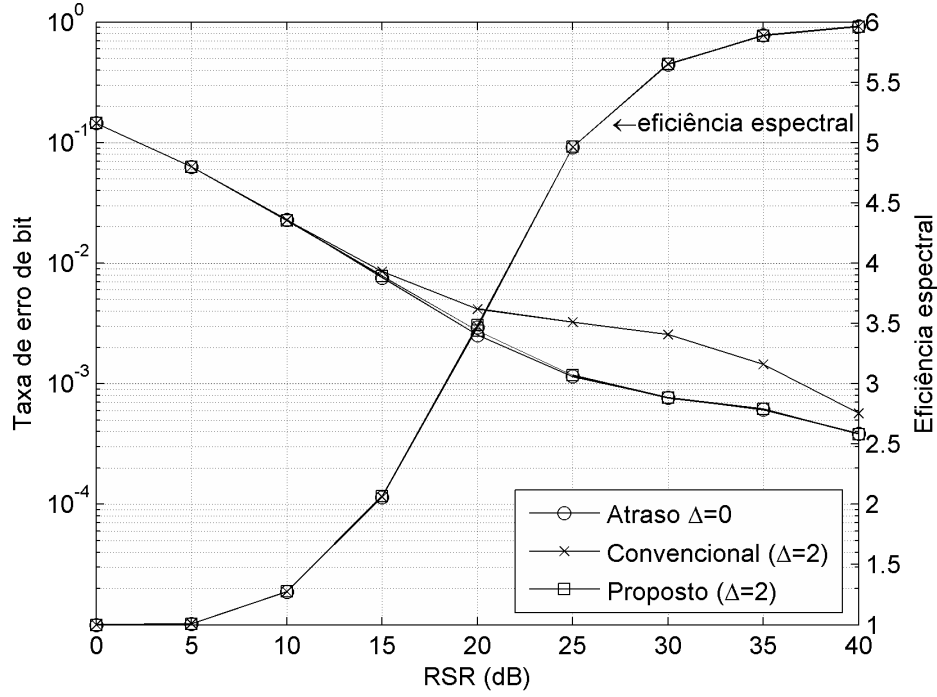


FIG. 4.24: Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-4}$, $\Delta = 2$, com e sem preditor.

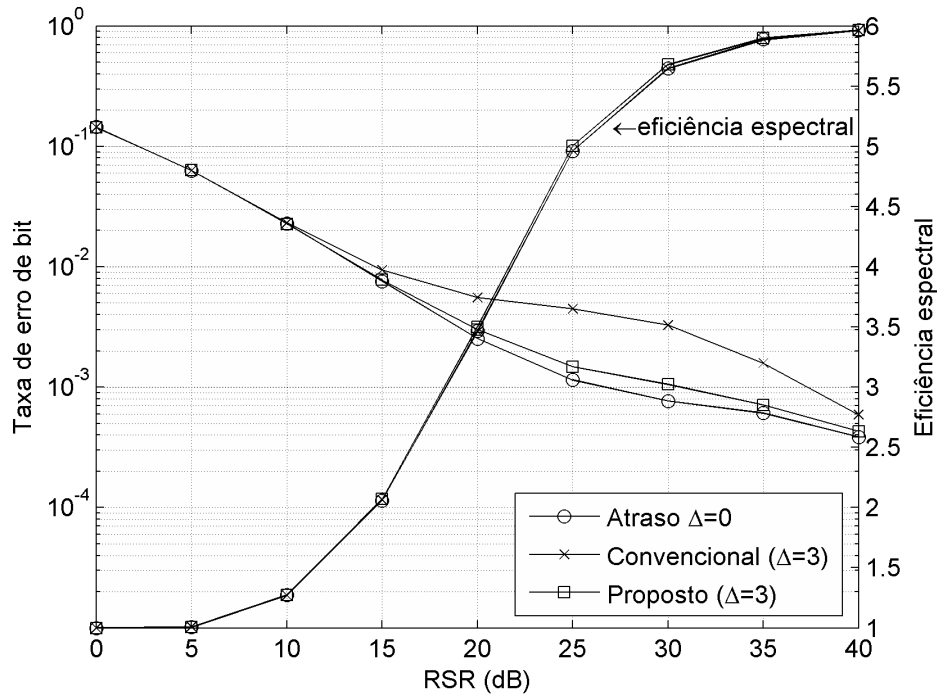


FIG. 4.25: Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-4}$, $\Delta = 3$, com e sem preditor.

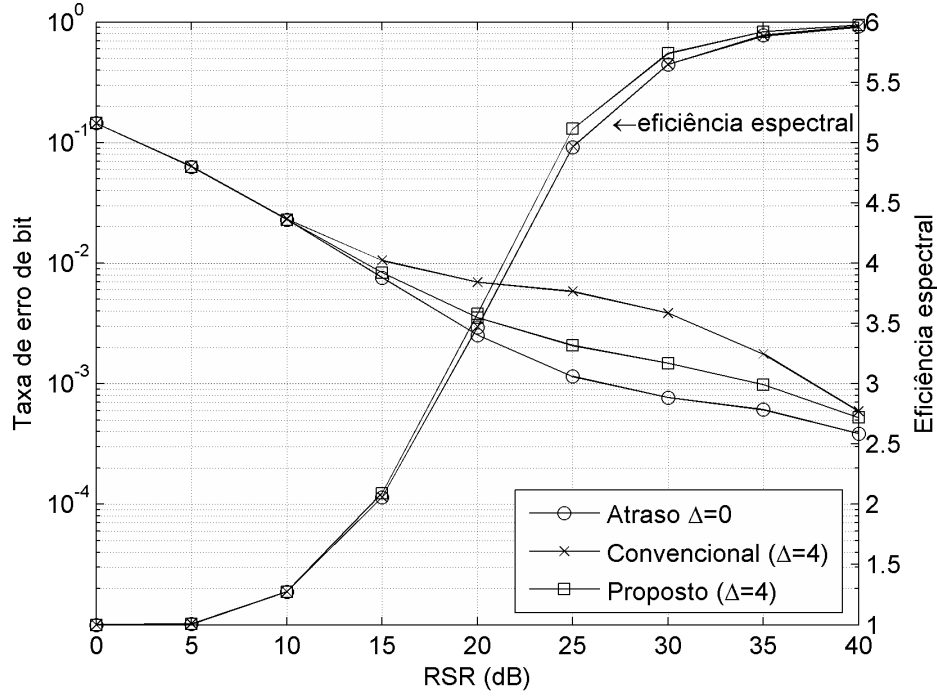


FIG. 4.26: Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 3.1, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-4}$, $\Delta = 4$, com e sem preditor.

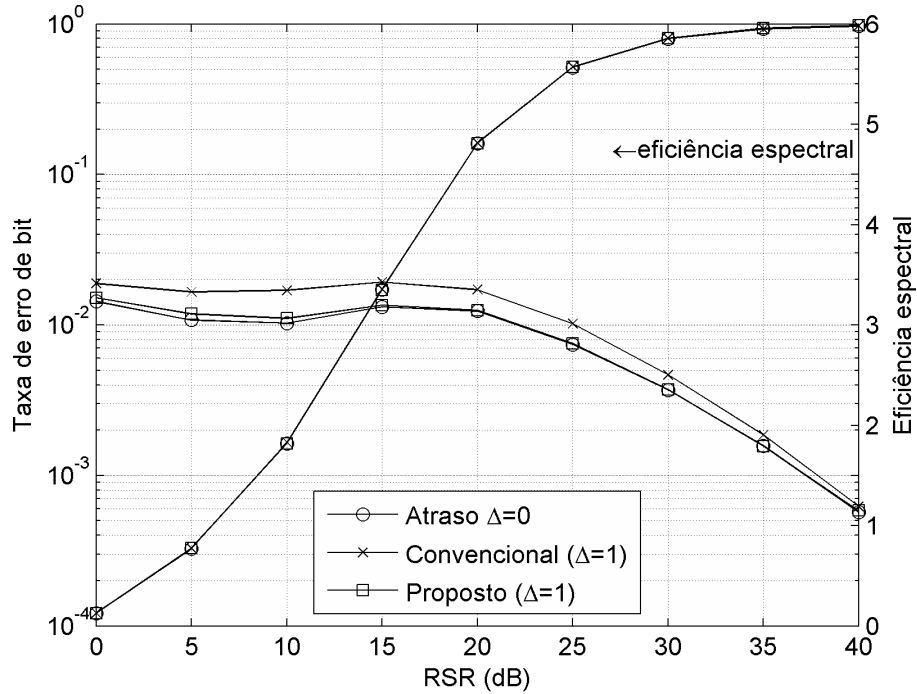


FIG. 4.27: Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 2.1 para $BER_{alvo} = 10^{-2}$, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-4}$, $\Delta = 1$, com e sem preditor.

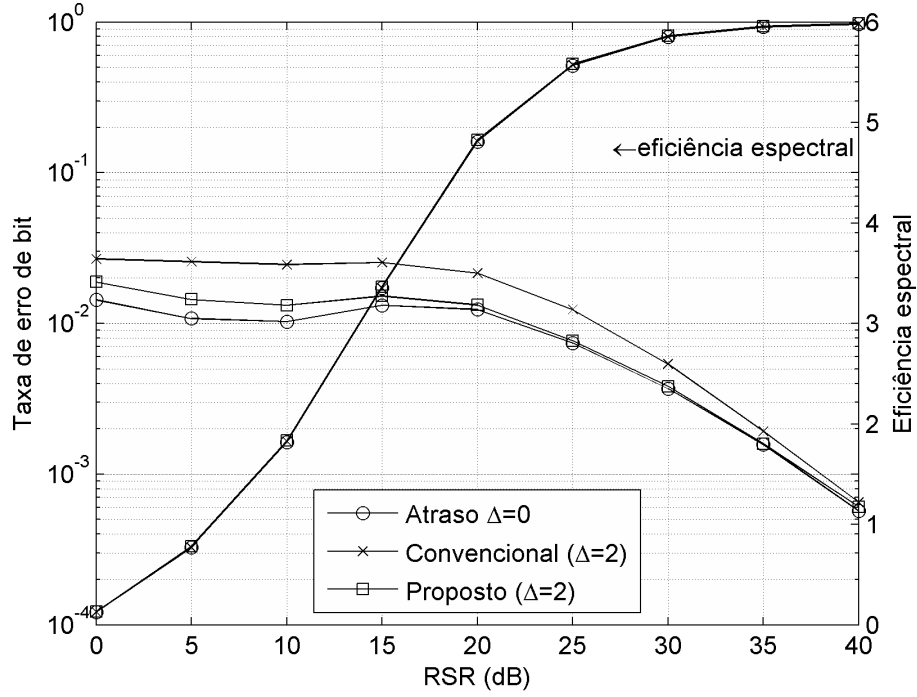


FIG. 4.28: Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 2.1 para $BER_{alvo} = 10^{-2}$, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-4}$, $\Delta = 2$, com e sem preditor.

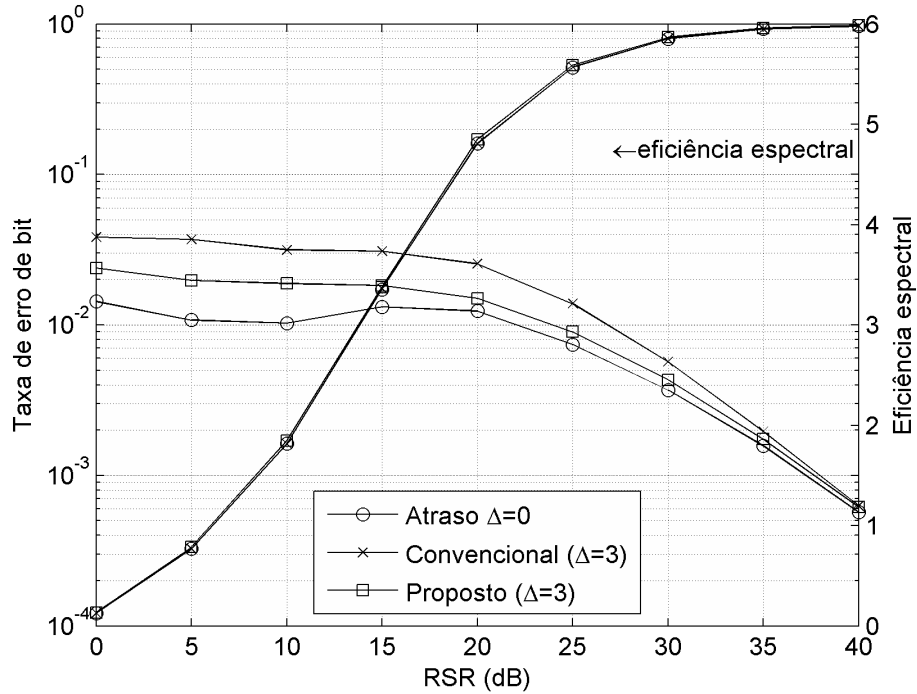


FIG. 4.29: Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 2.1 para $BER_{alvo} = 10^{-2}$, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-4}$, $\Delta = 3$, com e sem preditor.

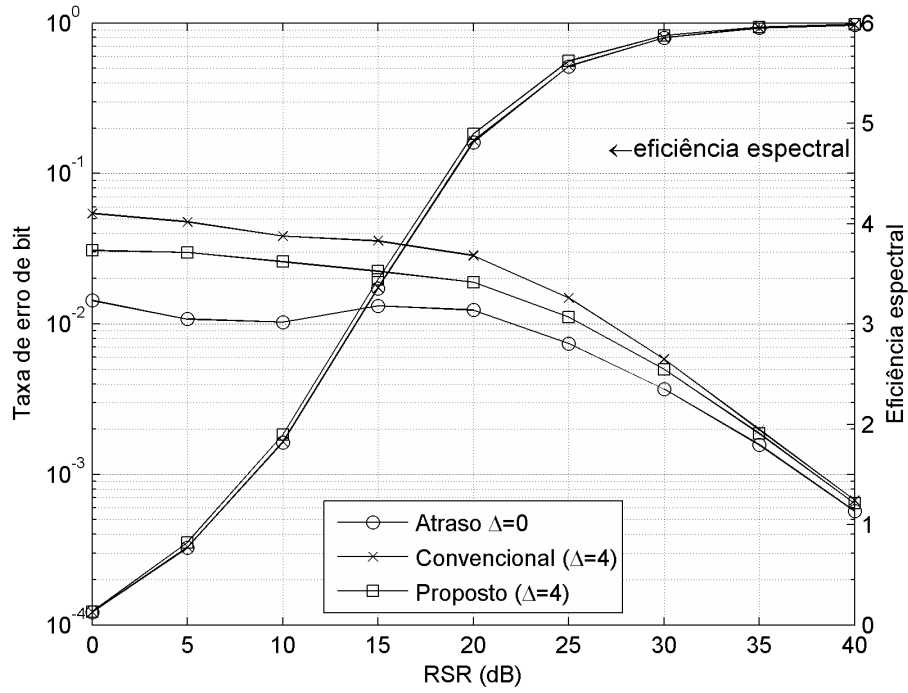


FIG. 4.30: Taxa de erro de bit e eficiência espectral de um sistema de modulação adaptativa com limiares dados pela TAB. 2.1 para $BER_{alvo} = 10^{-2}$, em função da RSR média, para $f_D T = 10^{-4}$, $\Delta = 4$, com e sem preditor.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

5.1 CONCLUSÕES

O presente trabalho foi voltado para sistemas de modulação adaptativa empregados em canais caracterizados com efeito do desvanecimento plano e lento no tempo. Dentre as contribuições apresentadas, destaca-se:

- Dedução da função autocorrelação da métrica de adaptação;
- Emprego da função autocorrelação como figura de mérito na análise de desempenho de sistemas de modulação adaptativa;
- Nova estratégia de modulação adaptativa baseada na predição do parâmetro de adaptação.

A expressão analítica da autocorrelação da métrica de adaptação foi deduzida em função da RSR, desvio Doppler normalizado ($f_D T$), e tamanho de bloco de dados (N), sendo analisado seu comportamento ao se variar esses parâmetros. Foi verificado que, à medida que se aumenta o desvio Doppler normalizado ou o tamanho do bloco de dados, as amostras da RSR ficam menos correlacionadas. Da mesma forma, essa análise foi corroborada com curvas de desempenho de um sistema de modulação adaptativa, mostrando a degradação no desempenho da taxa de erro de bit para sistemas com métrica menos correlacionada.

Uma importante observação diz respeito a sistemas que apresentam diferentes condições de Doppler e tamanho de bloco, mas com mesmo valor para o produto $f_D T N$. Estes sistemas apresentam função de autocorrelação semelhantes. Além disso, empregando a técnica de modulação adaptativa, apresentam o mesmo desempenho, tanto em termos de taxa de erro de bit quanto de eficiência espectral. Este fato mostra a importância da determinação do tamanho de bloco nos projetos de sistemas de comunicações sem fio que empregam a técnica de modulação adaptativa. Canais que apresentam elevado valor de $f_D T$ podem ter a autocorrelação da métrica ajustada pela escolha de menor tamanho de bloco, a fim de minimizar a degradação de desempenho do sistema.

Outra análise apresentada foi o efeito do atraso no canal de retorno para o desempenho da técnica de modulação adaptativa. Verificou-se que o aumento do atraso degrada o desempenho da taxa de erro de bit e que esta degradação é tão mais severa quanto maior for o desvio Doppler normalizado.

A fim de combater a degradação de desempenho provocada pelo atraso, a partir da função de autocorrelação foi possível obter uma nova estratégia de predição baseada na autocorrelação do parâmetro de adaptação. Esta estratégia foi avaliada em termos do erro quadrático médio mínimo do preditor.

Por fim, foi avaliado, através de simulação computacional de Monte Carlo, o desempenho do esquema de modulação adaptativa proposto nesta dissertação, que emprega predição da métrica de adaptação, em comparação com a técnica de modulação adaptativa convencional, sem uso de preditor.

Em todos os casos avaliados, verificou-se que a técnica proposta foi capaz de apresentar um melhor desempenho que a técnica convencional. Essa melhora no desempenho foi mais expressiva nas situações em que a métrica se apresentou mais correlacionada. De um modo geral, os resultados em termos de taxa de erro de bit e eficiência espectral indicam a clara vantagem de desempenho da técnica de modulação adaptativa proposta em relação à técnica convencional.

5.2 PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

Nos trabalhos futuros, pretende-se dar continuidade às pesquisas em comunicações digitais e, em especial, ao uso da predição nas técnicas de modulação adaptativa.

Dentre diversas opções, apresenta-se a seguir alguns temas para trabalhos:

- Avaliar a autocorrelação da métrica de adaptação para vários modelos de espectro da RIC;
- Comparar o desempenho da técnica de modulação adaptativa proposta com outras técnicas que fazem uso da predição;
- Investigar o emprego de preditores não-lineares;
- Investigar a degradação no desempenho das técnicas de modulação adaptativa diante dos erros de identificação do canal;
- Avaliar as técnicas de modulação adaptativa com estimação da RSR média;

- Investigar a degradação de desempenho causada por erros provocados pelo canal de retorno;
- Investigar o emprego das técnicas de modulação adaptativa em sistemas WiMAX.

6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AGUAYO-TORRES, M. C., J. T. E. F. R. e BANOS, J. **Variable rate DFE-QAM and OFDM systems for maximum capacity in multipath frequency selective fading channels.** *In: IEEE-Vehicular Technology Conference*, 1:263–267, Sept 1999.
- BARRETO, A. N., V. A. S. J. e CAVALCANTE, A. M. **WiMAX móvel, a tecnologia e suas aplicações.** *In: Congresso da SBrT*, Set 2007.
- BAZARAA, M. S., S. H. D. e SHETTY, C. M. ***Nonlinear Programming Theory and Algorithms - Second Edition.*** John Wiley and Sons, 1993.
- CONTI, A., M. Z. W. e CHIANI, M. **Invertible bounds for M-QAM in Rayleigh fading.** *In: IEEE Transactions on Wireless Communications*, 4(5):1994–2000, Sept 2005.
- DUEL-HALLEN, A., S. H. e HALLEN, H. **Long-range prediction of fading signals.** *In: IEEE Signal Processing Magazine*, 17(3):62–75, May 2000.
- EKPENYONG, A. E. e HUANG, Y.-F. **Feedback-detection strategies for adaptive modulation systems.** *In: IEEE Transactions on Communications*, 54(10):1735–1740, Oct 2006.
- FALAHATI, S., A. S. e STERNAD, M. **Adaptive modulation systems for predicted wireless channels.** *In: IEEE Transactions on Communications*, 52(2):307–316, Feb 2004.
- GAGLIARDI, R. M. e THOMAS, C. M. **PCM data reliability monitoring through estimation of signal-to-noise ratio.** *In: IEEE Transactions on Communication Technology*, COM-16(3):479–486, June 1968.
- GOLDSMITH, A. J. e CHUA, S. G. **Adaptive coded modulation for fading channels.** *In: IEEE Transactions on Communications*, 46(5):595–602, May 1998.
- GOLDSMITH, A. J. e CHUA, S. G. **Variable-rate variable-power M-QAM for fading channels.** *In: IEEE Transactions on Communications*, 45(10):1218–1230, Oct 1997.
- HANZO, L. e WONG, C. H. **Upper bound performance of a wide band adaptive modem.** *In: IEEE Transactions on Communications*, 48(3):367–369, March 2000.
- HAYKIN, S. ***Adaptive Filter Theory.*** New Jersey: Prentice-Hall, Englewood-Cliffs, 1996.
- JAIN, P. e BUEHRER, R. M. **Implementation of adaptive modulation on the sunrise software radio.** *In: 45th IEEE MWSCAS*, 3:405–408, Aug 2002.

- KELLER, T. e HANZO, L. **Adaptive modulation techniques for duplex OFDM transmission.** *In: IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 49(5):1893–1906, Sept 2000.
- KONISHI, S., T. K. S. N. e NOMOTO, S. **An experimental study on switching threshold for adaptive modulation in broadband FWA systems.** *In: 14th IEEE Workshop LANMAN*, págs. 1–6, Sept 2005.
- MOHAMMAD, M. e BUEHRER, R. M. **On the impact of SNR estimation error on adaptive modulation.** *In: IEEE Communications Letters*, 9(6):490–492, June 2005.
- OIEN, G. E., H. H. e HOLE, K. J. **Impact of channel prediction on adaptive coded modulation performance in Rayleigh fading.** *In: IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 53(3):758–769, May 2004.
- PARSONS, J. D. *The Mobile Radio Propagation Channel*. John Wiley, 1992.
- PAULUZZI, D. R. e BEAULIEU, N. C. **A comparison of SNR estimation techniques for the AWGN channel.** *In: IEEE Transactions on Communications*, 48(10):1681–1691, Oct 2000.
- PROAKIS, J. G. *Digital Communications*. McGraw-Hill, 1995.
- RAPPAPORT, T. S. *Wireless Communications - Principles and Practice*. Prentice Hall, 1996.
- SKLAR, B. **Rayleigh fading channels in mobile digital communications systems - Part I: Characterization.** *In: IEEE Communications Magazine*, 35(7):90–100, July 1997.
- TORRANCE, J. M. e HANZO, L. **Optimisation of switching levels for adaptive modulation in slow Rayleigh fading.** *In: IEE Electronics Letters*, 32(13):1167–1169, June 1996a.
- TORRANCE, J. M. e HANZO, L. **Upper bound performance of adaptive modulation in a slow Rayleigh fading channel.** *In: Electronics Letters*, 32(32):718–719, Apr 1996b.
- WIESEL, A., J. G. e MESSER-YARON, H. **SNR estimation in time-varying fading channels.** *In: IEEE Transactions on Communications*, 54(5):841–848, May 2006.

7 APÊNDICES

7.1 AUTOCORRELAÇÃO DO ESTIMADOR DA RSR MÉDIA POR BLOCO

Neste apêndice será demonstrada a obtenção da expressão analítica da autocorrelação do estimador ML da RSR média por bloco descrito na EQ. (3.6).

Admitindo-se que a série temporal $\{\dots, \hat{\gamma}_l, \hat{\gamma}_{l+1}, \dots, \hat{\gamma}_{l+m}, \dots\}$ forma um processo discreto no tempo e estacionário em sentido amplo, a sua autocorrelação para um *lag* m é dada por:

$$R_\gamma(m) = E[\hat{\gamma}_l \cdot \hat{\gamma}_{l+m}] \quad (7.1)$$

onde $\hat{\gamma}_l$ e $\hat{\gamma}_{l+m}$ são os valores estimados da RSR dos blocos B_l e B_{l+m} , respectivamente, e $E[\cdot]$ denota o operador valor esperado.

Substituindo a EQ.(3.6) na EQ. (7.1), tem-se:

$$\begin{aligned} R_\gamma(m) &= E \left[\left(\frac{1}{N\hat{\sigma}_\eta^2} \sum_{k \in B_l} |y_k|^2 - 1 \right) \left(\frac{1}{N\hat{\sigma}_\eta^2} \sum_{j \in B_{l+m}} |y_j|^2 - 1 \right) \right] \\ &= E \left[\frac{1}{N^2\hat{\sigma}_\eta^4} \sum_{k \in B_l} \sum_{j \in B_{l+m}} |y_k|^2 |y_j|^2 - \frac{1}{N\hat{\sigma}_\eta^2} \sum_{k \in B_l} |y_k|^2 - \frac{1}{N\hat{\sigma}_\eta^2} \sum_{j \in B_{l+m}} |y_j|^2 + 1 \right] \end{aligned} \quad (7.2)$$

Considerando que a estimativa $\hat{\sigma}_\eta^2$ é obtida durante períodos de treinamento é razoável admitir independência estatística entre esta estimativa e as demais observações consideradas no cálculo do parâmetro de adaptação. Além disso, admitiu-se também independência estatística entre ruído, símbolos transmitidos e canal de comunicação. Assim sendo,

$$R_\gamma(m) = \frac{1}{N^2} E \left[\frac{1}{\hat{\sigma}_\eta^4} \right] \sum_{k \in B_l} \sum_{j \in B_{l+m}} E[|y_k|^2 |y_j|^2] - \frac{2}{N} E \left[\frac{1}{\hat{\sigma}_\eta^2} \right] \sum_{k \in B_l} E[|y_k|^2] + 1 \quad (7.3)$$

Admitindo-se que $\hat{\sigma}_\eta^2$ seja obtido por um estimador polarizado dado por:

$$\hat{\sigma}_\eta^2 = \sigma_\eta^2 + e_{\hat{\sigma}_\eta^2} \quad (7.4)$$

no qual σ_η^2 é o valor variância do ruído e $e_{\hat{\sigma}_\eta^2}$ é uma variável aleatória (VA) de média $\mu[e_{\hat{\sigma}_\eta^2}]$ e variância $Var[e_{\hat{\sigma}_\eta^2}]$.

Empregando aproximação por série de Taylor para $\frac{1}{\hat{\sigma}_\eta^2}$, temos que:

$$\begin{aligned}
E \left[\frac{1}{\hat{\sigma}_\eta^2} \right] &= E \left[\frac{1}{\sigma_\eta^2 + e_{\hat{\sigma}_\eta^2}} \right] \\
&\cong E \left[\frac{1}{\sigma_\eta^2} - \frac{1}{\sigma_\eta^4} e_{\hat{\sigma}_\eta^2} + \frac{1}{\sigma_\eta^6} e_{\hat{\sigma}_\eta^2}^2 \right] \\
&\cong \frac{1}{\sigma_\eta^2} \left[1 - \frac{\mu[e_{\hat{\sigma}_\eta^2}]}{\sigma_\eta^2} + \frac{(\mu[e_{\hat{\sigma}_\eta^2}])^2}{\sigma_\eta^4} + \frac{Var[e_{\hat{\sigma}_\eta^2}]}{\sigma_\eta^4} \right] \\
&\cong \frac{k_1}{\sigma_\eta^2}
\end{aligned} \tag{7.5}$$

onde,

$$k_1 = \left[1 - \frac{\mu[e_{\hat{\sigma}_\eta^2}]}{\sigma_\eta^2} + \frac{(\mu[e_{\hat{\sigma}_\eta^2}])^2}{\sigma_\eta^4} + \frac{Var[e_{\hat{\sigma}_\eta^2}]}{\sigma_\eta^4} \right] \tag{7.6}$$

De modo análogo, para $\frac{1}{\hat{\sigma}_\eta^4}$, temos:

$$\begin{aligned}
E \left[\frac{1}{\hat{\sigma}_\eta^4} \right] &\cong \frac{1}{\sigma_\eta^4} \left[1 - \frac{2\mu[e_{\hat{\sigma}_\eta^2}]}{\sigma_\eta^2} + \frac{3(\mu[e_{\hat{\sigma}_\eta^2}])^2}{\sigma_\eta^4} + 3 \frac{Var[e_{\hat{\sigma}_\eta^2}]}{\sigma_\eta^4} \right] \\
&\cong \frac{k_2}{\sigma_\eta^4}
\end{aligned} \tag{7.7}$$

onde,

$$k_2 = \left[1 - \frac{2\mu[e_{\hat{\sigma}_\eta^2}]}{\sigma_\eta^2} + \frac{3(\mu[e_{\hat{\sigma}_\eta^2}])^2}{\sigma_\eta^4} + \frac{3Var[e_{\hat{\sigma}_\eta^2}]}{\sigma_\eta^4} \right] \tag{7.8}$$

Substituindo as EQ. (2.12), (7.5) e (7.7) na EQ. (7.3), temos:

$$R_\gamma(m) = \frac{k_2}{N^2 \sigma_\eta^4} \sum_{k \in B_l} \sum_{j \in B_{l+m}} E [|h_k s_k + \eta_k|^2 |h_j s_j + \eta_j|^2] - \frac{2k_1}{N \sigma_\eta^2} \sum_{k \in B_l} E [|h_k s_k + \eta_k|^2] + 1 \tag{7.9}$$

Mas,

$$\begin{aligned}
E [|h_k s_k + \eta_k|^2] &= E [(h_k s_k + \eta_k) (h_k s_k + \eta_k)^*] \\
&= E [|h_k|^2 |s_k|^2 + |\eta_k|^2 + h_k s_k \eta_k^* + h_k^* s_k^* \eta_k] \\
&= R_h(0) \sigma_s^2 + \sigma_\eta^2
\end{aligned} \tag{7.10}$$

Para a autocorrelação do estimador da razão sinal-ruído entre blocos diferentes de dados ($m \neq 0$):

$$\begin{aligned}
E [|h_k s_k + \eta_k|^2 |h_j s_j + \eta_j|^2] &= E_h [E [(|h_k|^2 |s_k|^2 + |\eta_k|^2 + h_k s_k \eta_k^* + h_k^* s_k^* \eta_k) / h_k] \cdot \\
&\quad E [(|h_j|^2 |s_j|^2 + |\eta_j|^2 + h_j s_j \eta_j^* + h_j^* s_j^* \eta_j) / h_j]] \\
&= E_h [(|h_k|^2 \sigma_s^2 + \sigma_\eta^2) (|h_j|^2 \sigma_s^2 + \sigma_\eta^2)] \\
&= E_h [|h_k|^2 |h_j|^2 \sigma_s^4 + |h_k|^2 \sigma_s^2 \sigma_\eta^2 + |h_j|^2 \sigma_s^2 \sigma_\eta^2 + \sigma_\eta^4] \\
&= E [|h_k|^2 |h_j|^2] \sigma_s^4 + 2R_h(0) \sigma_s^2 \sigma_\eta^2 + \sigma_\eta^4 \quad (7.11)
\end{aligned}$$

Como h foi admitido ser modelado por um processo estocástico gaussiano, pode-se, então, aplicar a propriedade do momento de quarta ordem apresentada em (HAYKIN, 1996):

$$E [u_1^* u_2^* u_3 u_4] = E [u_1^* u_3] E [u_2^* u_4] + E [u_2^* u_3] E [u_1^* u_4] \quad (7.12)$$

Logo,

$$\begin{aligned}
E [|h_k|^2 |h_j|^2] &= E [h_k^* h_k] E [h_j^* h_j] + E [h_j^* h_k] E [h_k^* h_j] \\
&= R_h(0) R_h(0) + E [h_j^* h_k] E [h_k^* h_j] \\
&= R_h^2(0) + E [h_j^* h_k] E [h_k^* h_j] \\
&= R_h^2(0) + R_h(j-k) R_h(k-j) \\
&= R_h^2(0) + R_h(j-k) R_h^*(j-k) \\
&= R_h^2(0) + |R_h(j-k)|^2 \\
&= R_h^2(0) + R_h^2(j-k) \quad (7.13)
\end{aligned}$$

Substituindo a EQ. (7.13) na EQ. (7.11), chega-se a:

$$E [|h_k s_k + \eta_k|^2 |h_j s_j + \eta_j|^2] = (R_h^2(0) + R_h^2(j-k)) \sigma_s^4 + 2R_h(0) \sigma_s^2 \sigma_\eta^2 + \sigma_\eta^4 \quad (7.14)$$

Substituindo as EQ. (7.10) e (7.14) na EQ. (7.9), temos que:

$$R_\gamma(m) = \frac{k_2}{N^2 \sigma_\eta^4} \sum_{k \in B_l} \sum_{j \in B_{l+m}} [(R_h^2(0) + R_h^2(j-k)) \sigma_s^4 + 2R_h(0) \sigma_s^2 \sigma_\eta^2 + \sigma_\eta^4] -$$

$$\begin{aligned}
& \frac{2k_1}{N\sigma_\eta^2} \sum_{k \in B_l} [R_h(0)\sigma_s^2 + \sigma_\eta^2] + 1 \\
= & \frac{k_2}{N^2\sigma_\eta^4} N^2 R_h^2(0)\sigma_s^4 + \frac{k_2}{N^2\sigma_\eta^4} \sum_{k \in B_l} \sum_{j \in B_{l+m}} R_h^2(j-k)\sigma_s^4 + \frac{k_2}{N^2\sigma_\eta^4} N^2 2R_h(0)\sigma_s^2\sigma_\eta^2 + \\
& \frac{k_2}{N^2\sigma_\eta^4} N^2 \sigma_\eta^4 - \frac{2k_1}{N\sigma_\eta^2} N R_h(0)\sigma_s^2 - \frac{2k_1}{N\sigma_\eta^2} N \sigma_\eta^2 + 1 \\
= & k_2 \frac{\sigma_s^4}{\sigma_\eta^4} R_h^2(0) + k_2 \frac{\sigma_s^4}{N^2\sigma_\eta^4} \sum_{k \in B_l} \sum_{j \in B_{l+m}} R_h^2(j-k) + 2k_2 \frac{\sigma_s^2}{\sigma_\eta^2} R_h(0) + \\
& k_2 - 2k_1 \frac{\sigma_s^2}{\sigma_\eta^2} R_h(0) - 2k_1 + 1 \\
= & k_2 R_h^2(0) \frac{\sigma_s^4}{\sigma_\eta^4} + 2(k_2 - k_1) R_h(0) \frac{\sigma_s^2}{\sigma_\eta^2} + k_2 - 2k_1 + 1 + \frac{k_2}{N^2} \frac{\sigma_s^4}{\sigma_\eta^4} \sum_{k \in B_l} \sum_{j \in B_{l+m}} R_h^2(j-k)
\end{aligned} \tag{7.15}$$

Sabendo que $k \in \text{Bloco } l$ e $j \in \text{Bloco } l+m$, a posição dos símbolos dentro de cada bloco ocorre conforme apresentado na TAB. 7.1. Logo:

TAB. 7.1: Posição dos símbolos em cada bloco de dados.

Bloco	Símbolo inicial	Símbolo final
1°	0	$N - 1$
2°	N	$2N - 1$
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
l	$(l-1)N$	$lN - 1$
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
$l+m$	$(l+m-1)N$	$(l+m)N - 1$

$$\sum_{k \in B_l} \sum_{j \in B_{l+m}} R_h^2(j-k) = \sum_{k=(l-1)N}^{lN-1} \sum_{j=(l+m-1)N}^{(l+m)N-1} R_h^2(j-k) \tag{7.16}$$

Fazendo a mudança de variável: $k = v + (l-1)N$, temos:

$$\begin{aligned}
v_{min} &= k_{min} - (l-1)N \\
&= (l-1)N - (l-1)N \\
&= 0
\end{aligned} \tag{7.17}$$

$$\begin{aligned}
v_{max} &= k_{max} - (l-1)N \\
&= lN - 1 - lN + N \\
&= N - 1
\end{aligned} \tag{7.18}$$

Fazendo a mudança de variável: $j = \chi + (l+m-1)N$, temos:

$$\begin{aligned}
\chi_{min} &= j_{min} - (l+m-1)N \\
&= (l+m-1)N - (l+m-1)N \\
&= 0
\end{aligned} \tag{7.19}$$

$$\begin{aligned}
\chi_{max} &= j_{max} - (l+m-1)N \\
&= (l+m)N - 1 - (l+m-1)N \\
&= (l+m)N - 1 - (l+m)N + N \\
&= N - 1
\end{aligned} \tag{7.20}$$

Então, substituindo as EQ. (7.17), (7.18), (7.19), e (7.20) na EQ. (7.16), temos

$$\begin{aligned}
\sum_{k \in B_l} \sum_{j \in B_{l+m}} R_h^2(j-k) &= \sum_{v=0}^{N-1} \sum_{\chi=0}^{N-1} R_h^2(\chi + (l+m-1)N - v - (l-1)N) \\
&= \sum_{v=0}^{N-1} \sum_{\chi=0}^{N-1} R_h^2(\chi - v + N(l+m-1-l+1)) \\
&= \sum_{v=0}^{N-1} \sum_{\chi=0}^{N-1} R_h^2(\chi - v + Nm)
\end{aligned} \tag{7.21}$$

Fazendo $\beta = \chi - v$, chega-se a:

$$\sum_{k \in B_l} \sum_{j \in B_{l+m}} R_h^2(j-k) = \sum_{\beta=-N+1}^{N-1} (N - |\beta|) R_h^2(\beta + Nm) \tag{7.22}$$

Substituindo a EQ. (7.22) na EQ. (7.15), temos, para $m \neq 0$:

$$\begin{aligned}
R_\gamma(m) &= k_2 R_h^2(0) \frac{\sigma_s^4}{\sigma_\eta^4} + 2(k_2 - k_1) R_h(0) \frac{\sigma_s^2}{\sigma_\eta^2} + k_2 - 2k_1 + 1 + \\
&\quad \frac{k_2}{N^2} \frac{\sigma_s^4}{\sigma_\eta^4} \sum_{\beta=-N+1}^{N-1} (N - |\beta|) R_h^2(\beta + Nm)
\end{aligned} \tag{7.23}$$

Para o mesmo bloco de dados ($m = 0$), a autocorrelação da razão sinal-ruído, a partir de (7.15), é dada por:

$$\begin{aligned}
R_\gamma(0) &= \frac{k_2}{N^2 \sigma_n^4} \sum_{k \in B_l} \sum_{j \in B_l} E[|h_k s_k + \eta_k|^2 |h_j s_j + \eta_j|^2] - \frac{2k_1}{N \sigma_n^2} \sum_{k \in B_l} E[|h_k s_k + \eta_k|^2] + 1 \\
&= \frac{k_2}{N^2 \sigma_n^4} \left[\sum_{k \in B_l} E[|h_k s_k + \eta_k|^4] + \sum_{k \in B_l} \sum_{j \in B_l, j \neq k} E[|h_k s_k + \eta_k|^2 |h_j s_j + \eta_j|^2] \right] \\
&\quad - \frac{2k_1}{N \sigma_n^2} \sum_{k \in B_l} E[|h_k s_k + \eta_k|^2] + 1 \\
&= \frac{k_2}{N^2 \sigma_\eta^4} \sum_{k \in B_l} E[|h_k s_k + \eta_k|^4] + \frac{k_2}{N^2 \sigma_\eta^4} \sum_{k \in B_l} \sum_{j \in B_l, j \neq k} E[|h_k s_k + \eta_k|^2 |h_j s_j + \eta_j|^2] - \\
&\quad \frac{2k_1}{N \sigma_\eta^2} \sum_{k \in B_l} E[|h_k s_k + \eta_k|^2] + 1 \tag{7.24}
\end{aligned}$$

Sabendo que o momento de segunda ordem do ruído branco gaussiano é dado por:

$$\begin{aligned}
E[(\eta_k)^2] &= E[(\eta_{real} + j\eta_{imag})^2] \\
&= E[\eta_{real}^2 + 2j\eta_{real}\eta_{imag} - \eta_{imag}^2] \\
&= \frac{\sigma_\eta^2}{2} - \frac{\sigma_\eta^2}{2} = 0 \tag{7.25}
\end{aligned}$$

tem-se que:

$$\begin{aligned}
E[|h_k s_k + \eta_k|^4] &= E[|h_k s_k + \eta_k|^2 |h_k s_k + \eta_k|^2] \\
&= E[(|h_k|^2 |s_k|^2 + |\eta_k|^2 + h_k s_k \eta_k^* + h_k^* s_k^* \eta_k) \cdot \\
&\quad (|h_k|^2 |s_k|^2 + |\eta_k|^2 + h_k s_k \eta_k^* + h_k^* s_k^* \eta_k)] \\
&= E[|h_k|^4 |s_k|^4 + |\eta_k|^4 + (h_k s_k \eta_k^*)^2 + (h_k^* s_k^* \eta_k)^2 + 2|h_k|^2 |s_k|^2 |\eta_k|^2 + \\
&\quad 2|h_k|^2 |s_k|^2 h_k s_k \eta_k^* + 2|h_k|^2 |s_k|^2 h_k^* s_k^* \eta_k + 2|\eta_k|^2 h_k s_k \eta_k^* + \\
&\quad 2|\eta_k|^2 h_k^* s_k^* \eta_k + 2h_k h_k^* s_k s_k^* \eta_k \eta_k^*] \\
&= E[|h_k|^4 |s_k|^4 + |\eta_k|^4 + 4|h_k|^2 |s_k|^2 |\eta_k|^2] \\
&= 2R_h^2(0)\sigma_s^4 + 2\sigma_n^4 + 4R_h(0)\sigma_s^2 \sigma_n^2 \\
&= 2R_h^2(0)\sigma_s^4 + 4R_h(0)\sigma_s^2 \sigma_n^2 + 2\sigma_n^4 \tag{7.26}
\end{aligned}$$

Logo, substituindo as EQ. (7.10), (7.14), e (7.26), na EQ. (7.24), tem-se que:

$$\begin{aligned}
R_\gamma(0) &= \frac{k_2}{N^2 \sigma_\eta^4} \sum_{k \in B_l} [2R_h^2(0) \sigma_s^4 + 4R_h(0) \sigma_s^2 \sigma_\eta^2 + 2\sigma_\eta^4] + \\
&\quad \frac{k_2}{N^2 \sigma_\eta^4} \sum_{k \in B_l} \sum_{j \in B_l, j \neq k} [(R_h^2(0) + R_h^2(j-k)) \sigma_s^4 + 2R_h(0) \sigma_s^2 \sigma_\eta^2 + \sigma_\eta^4] - \\
&\quad \frac{2k_1}{N \sigma_\eta^2} \sum_{k \in B_l} [R_h(0) \sigma_s^2 + \sigma_\eta^2] + 1 \\
&= \frac{k_2}{N \sigma_\eta^4} [2R_h^2(0) \sigma_s^4 + 4R_h(0) \sigma_s^2 \sigma_\eta^2 + 2\sigma_\eta^4] + \frac{k_2(N-1)R_h^2(0) \sigma_s^4}{N \sigma_\eta^4} + \\
&\quad \frac{k_2 \sigma_s^4}{N^2 \sigma_\eta^4} \sum_{k \in B_l} \sum_{j \in B_l, j \neq k} R_h^2(j-k) + \frac{2k_2(N-1) \sigma_s^2 \sigma_\eta^2 R_h(0)}{N \sigma_\eta^4} + \frac{k_2(N-1) \sigma_\eta^4}{N \sigma_\eta^4} - \\
&\quad \frac{2k_1}{\sigma_\eta^2} [R_h(0) \sigma_s^2 + \sigma_\eta^2] + 1 \\
&= \frac{2k_2}{N} \frac{\sigma_s^4}{\sigma_\eta^4} R_h^2(0) + \frac{k_2(N-1)}{N} \frac{\sigma_s^4}{\sigma_\eta^4} R_h^2(0) + \frac{4k_2 R_h(0)}{N} \frac{\sigma_s^2}{\sigma_\eta^2} + \frac{2k_2}{N} + \\
&\quad \frac{k_2 \sigma_s^4}{N^2 \sigma_\eta^4} \sum_{k \in B_l} \sum_{j \in B_l, j \neq k} [R_h^2(j-k)] + \frac{2k_2(N-1) R_h(0)}{N} \frac{\sigma_s^2}{\sigma_\eta^2} + \frac{k_2(N-1)}{N} - \\
&\quad 2k_1 R_h(0) \frac{\sigma_s^2}{\sigma_\eta^2} - \frac{2k_1 \sigma_\eta^2}{\sigma_\eta^2} + 1 \\
&= \frac{k_2(N+1) R_h^2(0)}{N} \frac{\sigma_s^4}{\sigma_\eta^4} + \frac{2k_2(N+1) R_h(0)}{N} \frac{\sigma_s^2}{\sigma_\eta^2} + \frac{k_2(N+1)}{N} - 2k_1 R_h(0) \frac{\sigma_s^2}{\sigma_\eta^2} - 2k_1 + 1 + \\
&\quad \frac{k_2}{N^2} \frac{\sigma_s^4}{\sigma_\eta^4} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{j=0, j \neq k}^{N-1} R_h^2(j-k) \\
&= \frac{k_2(N+1) R_h^2(0)}{N} \frac{\sigma_s^4}{\sigma_\eta^4} + 2 \left[\frac{k_2(N+1)}{N} - k_1 \right] R_h(0) \frac{\sigma_s^2}{\sigma_\eta^2} + \frac{k_2(N+1)}{N} - 2k_1 + 1 + \\
&\quad \frac{k_2}{N^2} \frac{\sigma_s^4}{\sigma_\eta^4} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{j=0, j \neq k}^{N-1} R_h^2(j-k) \tag{7.27}
\end{aligned}$$

Fazendo a mudança de variável: $\beta = j - k$, temos:

$$\begin{aligned}
R_\gamma(0) &= \frac{k_2(N+1) R_h^2(0)}{N} \frac{\sigma_s^4}{\sigma_\eta^4} + 2 \left[\frac{k_2(N+1)}{N} - k_1 \right] R_h(0) \frac{\sigma_s^2}{\sigma_\eta^2} + \frac{k_2(N+1)}{N} - 2k_1 + 1 + \\
&\quad \frac{k_2}{N^2} \frac{\sigma_s^4}{\sigma_\eta^4} \sum_{\beta=-N+1, \beta \neq 0}^{N-1} (N - |\beta|) R_h^2(\beta) \tag{7.28}
\end{aligned}$$

Portanto $R_\gamma(m)$ é dado para:

- $m = 0$:

$$R_\gamma(0) = \frac{k_2(N+1) R_h^2(0)}{N} \frac{\sigma_s^4}{\sigma_\eta^4} + 2 \left[\frac{k_2(N+1)}{N} - k_1 \right] R_h(0) \frac{\sigma_s^2}{\sigma_\eta^2} + \frac{k_2(N+1)}{N}$$

$$-2k_1 + 1 + \frac{k_2}{N^2} \frac{\sigma_s^4}{\sigma_\eta^4} \sum_{\beta=-N+1, \beta \neq 0}^{N-1} (N - |\beta|) R_h^2(\beta) \quad (7.29)$$

• $m \neq 0$:

$$\begin{aligned} R_\gamma(m) &= k_2 R_h^2(0) \frac{\sigma_s^4}{\sigma_\eta^4} + 2(k_2 - k_1) R_h(0) \frac{\sigma_s^2}{\sigma_\eta^2} + k_2 - 2k_1 + 1 + \\ &\quad \frac{k_2}{N^2} \frac{\sigma_s^4}{\sigma_\eta^4} \sum_{\beta=-N+1}^{N-1} (N - |\beta|) R_h^2(\beta + Nm) \end{aligned} \quad (7.30)$$

onde $k_1 = \left[1 - \frac{\mu[\hat{\sigma}_\eta^2]}{\sigma_\eta^2} + \frac{\mu[\hat{\sigma}_\eta^2]^2}{\sigma_\eta^4} + \frac{Var(\hat{\sigma}_\eta^2)}{\sigma_\eta^4} \right]$ e $k_2 = \left[1 - \frac{2\mu[\hat{\sigma}_\eta^2]}{\sigma_\eta^2} + \frac{3\mu[\hat{\sigma}_\eta^2]^2}{\sigma_\eta^4} + 3\frac{Var(\hat{\sigma}_\eta^2)}{\sigma_\eta^4} \right]$

7.2 PREDIÇÃO LINEAR

Seja a série temporal $u(n), u(n-1), \dots, u(n-M)$, representando $(M+1)$ amostras de um dado processo discreto no tempo, em que n denota o índice de tempo. A operação de predição pode, por exemplo, envolver o uso das amostras $u(n-1), u(n-2), \dots, u(n-M)$ para fazer uma estimativa de $u(n)$. Seja $\mathbf{U}_{n-1}$ o espaço M -dimensional gerado pelas amostras $u(n-1), u(n-2), \dots, u(n-M)$, e seja $\tilde{u}(n|\mathbf{U}_{n-1})$ o valor predito de $u(n)$ dado o conjunto de amostras passadas.

Em predição linear, o valor predito é expresso como uma combinação linear das amostras $u(n-1), u(n-2), \dots, u(n-M)$. Esta operação corresponde à predição de um passo para o futuro, medido em relação ao tempo $n-1$. Em conseqüência, esta forma de predição é conhecida como predição linear de um passo para frente.

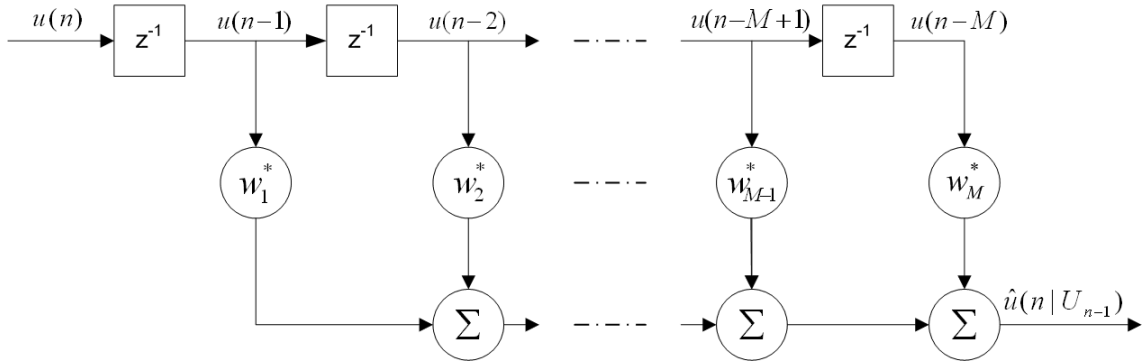


FIG. 7.1: Preditor de um passo na direção avante.

A FIG. 7.1 mostra um diagrama de um preditor que consiste de um filtro linear transversal com M coeficientes de peso $w_1^*, w_2^*, \dots, w_M^*$, onde $(\cdot)^*$ denota o complexo conjugado, e entradas $u(n-1), u(n-2), \dots, u(n-M)$. Assume-se que essas entradas são oriundas de um processo estocástico estacionário no sentido amplo e de média zero. Assume-se também que os coeficientes do filtro são otimizados no sentido do erro quadrático médio mínimo, de acordo com a teoria do filtro de Wiener (HAYKIN, 1996). z^{-1} representa o atraso de uma amostra no tempo discreto. O valor predito $\tilde{u}(n|\mathbf{U}_{n-1})$ é definido por:

$$\tilde{u}(n|\mathbf{U}_{n-1}) = \sum_{k=1}^M w_k^* u(n-k) \quad (7.31)$$

A FIG. 7.2 mostra o erro de predição, que é igual à diferença entre a amostra de entrada $u(n)$ e seu valor predito $\tilde{u}(n|\mathbf{U}_{n-1})$, sendo denotado por $f_M(n)$ e escrito do seguinte modo:

$$f_M(n) = u(n) - \tilde{u}(n|U_{n-1}) \quad (7.32)$$

O índice M no símbolo do erro de predição significa a ordem do preditor, definido como o número de elementos de unidade de atraso necessários para armazenar o conjunto de amostras usadas para fazer a predição.

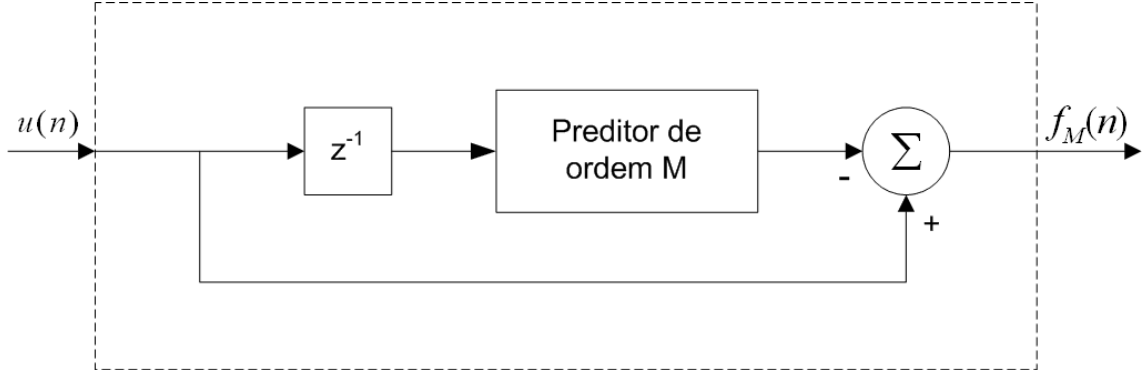


FIG. 7.2: Relação entre o preditor e o erro de predição.

Seja P_M o erro quadrático médio mínimo de predição. Logo:

$$P_M = E [|f_M(n)|^2] \quad (7.33)$$

Assumindo que as entradas têm média nula, o erro de predição $f_M(n)$ terá também média nula. Outra interpretação para P_M é que ele pode ser visto como uma média da potência do erro de predição avante, assumindo que $f_M(n)$ seja desenvolvido através de uma carga de 1Ω .

Seja $\mathbf{w}$ o vetor de coeficientes ótimos, de tamanho $M \times 1$ do preditor avante, conforme descrito na FIG. 7.1. Explicitando as componentes desse vetor, temos:

$$\mathbf{w}_f = [w_1, w_2, \dots, w_M]^T \quad (7.34)$$

Para resolver as equações de Wiener-Hopf para o vetor de coeficientes $\mathbf{w}$, é necessário ter o conhecimento de duas quantidades: a matriz de correlação $M \times M$ das entradas $u(n-1), u(n-2), \dots, u(n-M)$, e o vetor $M \times 1$ de correlação-cruzada entre estas entradas e a resposta desejada $u(n)$. Para calcular P_M é preciso, ainda, de uma terceira quantidade: a variância de $u(n)$. Considerando cada uma destas três quantidades, temos:

- As entradas $u(n-1), u(n-2), \dots, u(n-M)$ definem o vetor $\mathbf{u}(n-1)$ de tamanho $M \times 1$:

$$\mathbf{u}(n-1) = [u(n-1), u(n-2), \dots, u(n-M)]^T \quad (7.35)$$

Daí, a matriz de correlação das entradas é igual a

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= E[\mathbf{u}(n-1)\mathbf{u}^H(n-1)] \\ &= \begin{bmatrix} R_u(0) & R_u(1) & \dots & R_u(M-1) \\ R_u^*(1) & R_u(0) & \dots & R_u(M-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_u^*(M-1) & R_u^*(M-2) & \dots & R_u(0) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7.36)$$

onde $R_u(m)$ é a função autocorrelação da entrada do processo para um *lag* igual a m , para $m = 0, 1, \dots, M-1$.

- O vetor correlação-cruzada entre as entradas $u(n-1), u(n-2), \dots, u(n-M)$ e a resposta desejada $u(n)$ é definido como:

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= E[\mathbf{u}(n-1)u^*(n)] \\ &= \begin{bmatrix} R_u^*(1) \\ R_u^*(2) \\ \vdots \\ R_u^*(M) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_u(-1) \\ R_u(-2) \\ \vdots \\ R_u(-M) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7.37)$$

- A variância de $u(n)$ que é igual a $R_u(0)$, uma vez que $u(n)$ tem média zero e o processo é estacionário no sentido amplo.

Assim sendo, pode-se adaptar as equações de Wiener-Hopf para resolver o problema de predição linear avante para entradas estacionárias e, então, escrever:

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{r} \quad (7.38)$$

Da mesma forma, a expressão para o valor do erro quadrático médio mínimo de predição pode ser dada por:

$$E_M = R_u(0) - \mathbf{r}^H \mathbf{w} \quad (7.39)$$

A partir das EQ. 7.38 e 7.39, observa-se que o vetor $M \times 1$ de coeficientes ótimos do preditor e que erro quadrático médio mínimo de predição são determinados unicamente pelo conjunto dos $(M + 1)$ valores da função de autocorrelação do processo de entrada para intervalos $0, 1, \dots, M$.

Livros Grátis

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

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

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

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

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