

Inatel

**Análise de Desempenho de Técnicas de
Modulação Adaptativa, FEC Adaptativo e
Técnicas Híbridas em Canais com
Desvanecimento Rayleigh**

Sabi Yari Moïse BANDIRI

Fevereiro/2015

**Análise de Desempenho de Técnicas de
Modulação Adaptativa, FEC Adaptativo e
Técnicas Híbridas em Canais com
Desvanecimento Rayleigh**

Sabi Yari Moïse BANDIRI

Dissertação apresentada ao Instituto
Nacional de Telecomunicações, como
parte dos requisitos para obtenção do
Título de Mestre em Telecomunicações

**ORIENTADOR: Prof. Dr. José Marcos
Câmara Brito**

Santa Rita do Sapucaí 2015

Ficha Catalográfica

Bandiri, Sabi Yari Moïse

B2146a

Análise de Desempenho de Técnicas de Modulação Adaptativa, FEC Adaptativo e Técnicas Híbridas em Canais com Desvanecimento Rayleigh. / Sabi Yari Moïse Bandiri. – Santa Rita do Sapucaí, 2015.
82p.

Orientador: Prof. Dr. José Marcos Câmara Brito.

Dissertação de Mestrado – Engenharia de Telecomunicações – Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL.

Inclui bibliografia e anexo.

1. Modulação Adaptativa 2. FEC Adaptativo(Forward Error Corretion) 3. Técnica Hídrica 4. Ponto de Comutação 5. Packet Error Rate.
I. Brito, José Marcos Câmara. II. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. III. Título.

CDU 621.39

FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em ____ / ____ / ____ ,
pela comissão julgadora:

Prof. Dr. José Marcos Câmara Brito / Inatel

Prof. Dr. Danilo Henrique Spadoti / Unifei

Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Júnior / Inatel

Coordenador do Curso de Mestrado

Prof. Dr. José Marcos Câmara

“Dá instrução ao sábio, e ele se fará mais sábio; ensina o justo e ele aumentará em entendimento. O temor do Senhor é o princípio da sabedoria, e o conhecimento do Santo a prudência”.

Provérbios 7:9-10

Dedicatória

Ao meu pai BANDIRI Amos e minha mãe BANDIRI Gnon Séssou quem me ensinaram o caminho da verdade e investem cada dia na minha vida para eu me tornar uma pessoa sábia, responsável, e capacitado com bons morais para ser útil nesta sociedade.

AGRADECIMENTOS

Primeiro quero agradecer a Deus pela sua graça abundante na minha vida sem a qual não chegaria até este nível.

Agradeço ao meu orientador José Marcos Câmara Brito que sempre foi muito paciente comigo, usando métodos para que eu pudesse aprender, uma vez que não entendia a Língua Portuguesa; obrigado pelos conselhos, ensinamentos, confiança e valiosa orientação. Deus abençoe você e lhe dê mais sabedoria.

Agradeço a Fapemig, Finatel, o Diretor do Inatel e todos os funcionários do Instituto pela ajuda em todos os sentidos.

Agradecimento especial a Gisele que desde quando ainda estava em Cuba, se comunicava comigo, sendo uma grande conselheira e me ajudado como uma mãe nos meus dias no Inatel.

Aos Professores Dr. Luciano Leonel Mendes, Dr. Antônio Marcos Alberti, Dr. Carlos Alberto Ynoguti, Dr. Rausley A. A. de Souza, Dr. Dayan A. Guimarães e Dr. Carlos Roberto dos Santos pelas aulas brilhantes, conselhos, e por mostrarem o caminho e a evolução das nossas pesquisas aqui no INATEL.

Ao meu grande amigo o Pastor Flávio Barbosa e toda sua família assim como os irmãos em Cristo da Igreja Santificação e Paz meus sinceros agradecimentos.

Agradeço aos meus amigos e colegas do Mestrado que me acolheram desde os meus primeiros dias para que eu pudesse me integrar no curso, Monique Carleti, Helvécio Henrique, Ramón O. Mayor, Pedro Guimarães, Ricardo Augusto da Silva Junior.

Meu primo, o Mestre Guera O.G. Mariel, agradeço pelo apoio recebido.

Agradeço de profundo coração a minha namorada Syntia Regina Rodrigues de Souza pelo carinho e apoio na finalização deste trabalho.

Ao meu orientador da graduação o Dr. Marante F. Rizo, eu o agradeço pelas orientações recebidas e pelos seus conselhos.

CONTEÚDO

lista de Abreviaturas e Siglas.....	ix
Lista de Símbolos	xi
Resumo	xiii
Abstract	xiv
Capítulo 1: Introdução.....	1
Capítulo 2: Conceitos Básicos.....	4
2.1 Efeitos de Desvanecimento no Sinal de Redes sem Fio	4
2.2. Desvanecimento Rayleigh	5
2.3. Códigos de Correção Automática de Erro	5
2.3.1. Capacidade de Correção de Erros de um Código de Blocos.....	7
2. 4. Modulação Digital	9
Capítulo 3: Cálculo da Probabilidade de Erro de Pacote.....	12
3.1. Introdução	12
3.2. Modelo do Canal de Gilbert-Elliot	13
3.3. Correspondência do Canal de Gilbert-Elliot e para Canal Móvel Terrestre e Cálculo da PER.....	14
Capítulo 4: Análise de Desempenho de Técnicas de Modulação Adaptativa e FEC Adaptativo em Rayleigh.....	18
4.1. Introdução	18
4.2. Cenário de Referência.....	21
4.3. Critério da Vazão	22
4.4. Critério da Máxima PER.....	32
4.5. Critério do Atraso	40
4.5.1. Critério do Atraso para FEC Adaptativo.....	41
4.5.2. Critério do Atraso para Modulação Adaptativa	45
4.6. Técnica Híbrida- Modulação Adaptativa e FEC Adaptativo	50
4.6.1. Critérios da Máxima Vazão.....	50
4.6.2 Tempo Médio para Transmitir um Pacote.....	53

4.6.3 Capacidade de Correção de Erro	56
Capítulo 5: Conclusões.....	58
Referências	59

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 2.1-PROPAGAÇÃO POR MÚLTIPLOS PERCURSOS.....	4
FIGURA 2.2 – FUNÇÃO DENSIDADE DE PROBABILIDADE DA DISTRIBUIÇÃO DE RAYLEIGH.	5
FIGURA 2.3 -- DIAGRAMA DE CONSTELAÇÃO DA MODULAÇÃO 16-QAM.....	12
FIGURA 3.1 -- MODELO DO CANAL DE GILBERT-ELLIOT	133
FIGURA 3.2 - GRÁFICO DA PROBABILIDADE DE ERRO DE PACOTE EM FUNÇÃO DA ES/NO (DB) PARA AS MODULAÇÕES QAM.	17
FIGURA 3.3 - GRÁFICO DA PROBABILIDADE DE ERRO DE PACOTE EM FUNÇÃO DA ES/NO (DB) PARA AS MODULAÇÕES 16-QAM, 8-PSK, QPSK E BPSK.	17
FIGURA 4.1 - ESTRUTURA DE QUADRO NO ENLACE SEM FIO.	20
FIGURA 4.2 - VAZÃO PARA MODULAÇÕES M-QAM.	23
FIGURA 4.3 - VAZÃO PARA MODULAÇÕES 16-QAM E M-PSK.	24
FIGURA 4.4 - VAZÃO PARA MODULAÇÕES M-QAM COM $K = 848$ BITS.....	26
FIGURA 4.5 - VAZÃO PARA MODULAÇÕES 16-QAM E M-PSK COM $K = 848$ BITS.....	26
FIGURA 4.6 - VAZÃO PARA SISTEMA FEC ADAPTATIVO UTILIZANDO O LIMITANTE DE PLOTKIN	28
FIGURA 4.7 - VAZÃO PARA SISTEMA FEC ADAPTATIVO CONSIDERANDO O CÓDIGO BCH	28
FIGURA 4.8 - VAZÃO PARA SISTEMA FEC ADAPTATIVO COM CÓDIGO BCH.	30
FIGURA 4.9 - VAZÃO DAS TÉCNICAS MODULAÇÃO ADAPTATIVA E FEC ADAPTATIVO, COM A MODULAÇÃO 256-QAM COMO REFERÊNCIA.	31
FIGURA 4.10 - VAZÃO DAS TÉCNICAS MODULAÇÃO ADAPTATIVA E FEC ADAPTATIVO, COM A MODULAÇÃO 64-QAM COMO REFERÊNCIA.	32
FIGURA 4.11 - PER PARA AS TÉCNICAS MODULAÇÃO ADAPTATIVA E FEC ADAPTATIVO, COM A MODULAÇÃO 256-QAM COMO REFERÊNCIA.	33
FIGURA 4.12 - PER PARA AS TÉCNICAS MODULAÇÃO ADAPTATIVA E FEC ADAPTATIVO, COM A MODULAÇÃO 64-QAM COMO REFERÊNCIA.	33
FIGURA 4.13 - PARÂMETRO PER PARA MODULAÇÕES M-QAM.	34
FIGURA 4.14 – PARÂMETRO PER PARA A MODULAÇÃO M-PSK.	34
FIGURA 4.15 - PER PARA TÉCNICA FEC ADAPTATIVO CONSIDERANDO A MODULAÇÃO 256-QAM COMO REFERÊNCIA.	35
FIGURA 4.16 - PERDA DE VAZÃO PARA SISTEMA COM MODULAÇÃO ADAPTATIVA E MODULAÇÃO COM A 256-QAM COMO REFERÊNCIA.	37
FIGURA 4.17 - PERDA DE VAZÃO PARA SISTEMA COM FEC ADAPTATIVO E MODULAÇÃO 256-QAM COMO REFERÊNCIA.	38
FIGURA 4.18 - VAZÃO NAS TÉCNICAS FEC ADAPTATIVO E MODULAÇÃO ADAPTATIVA, COM COMUTAÇÃO BASEADA NO CRITÉRIO $PER \leq 0.15$	38
FIGURA 4.19 - VAZÃO PARA MODULAÇÃO ADAPTATIVA E SISTEMA HÍBRIDO.	39
FIGURA 4.20 - CAPACIDADE DE CORREÇÃO DO CÓDIGO FEC.	40
FIGURA 4.21 - INFLUÊNCIA DE Z NO PONTO DE COMUTAÇÃO ENTRE CÓDIGOS VIZINHOS PARA A TÉCNICA FEC ADAPTATIVO.....	43

FIGURA 4.22 - FATOR DE DESEMPENHO ENTRE CÓDIGOS VIZINHOS PARA A TÉCNICA FEC ADAPTATIVO.	44
FIGURA 4.23 - INFLUÊNCIA DO VALOR DE Z NO PONTO DE COMUTAÇÃO EM SISTEMA COM MODULAÇÃO ADAPTATIVA.....	46
FIGURA 4.24 - FATOR DE DESEMPENHO ENTRE MODULAÇÕES M-QAM.	47
FIGURA 4.25 - FATOR DE DESEMPENHO ENTRE MODULAÇÃO 16-QAM E 8-PSK E ENTRE MODULAÇÕES M- PSK.....	47
FIGURA 4.26 - FATOR DE DESEMPENHO ENTRE MODULAÇÃO ADAPTATIVA E FEC ADAPTATIVO.	49
FIGURA 4.27 - VAZÃO PARA MODULAÇÕES M-QAM ASSOCIADAS COM FEC ADAPTATIVO.	51
FIGURA 4.28 - VAZÃO PARA MODULAÇÃO 16-QAM E MODULAÇÕES M-PSK ASSOCIADAS COM FEC ADAPTATIVO.....	51
FIGURA 4.29 - VAZÃO PARA AS TÉCNICAS HÍBRIDA, MODULAÇÃO ADAPTATIVA E FEC ADAPTATIVO.	52
FIGURA 4.30 - FATOR DE DESEMPENHO ENTRE MODULAÇÕES M-QAM, CONSIDERANDO-SE FEC ASSOCIADO.	54
FIGURA 4.31 - FATOR DE DESEMPENHO ENTRE MODULAÇÕES 16-QAM E 8-PSK E ENTRE MODULAÇÕES M- PSK CONSIDERANDO-SE FEC ASSOCIADO.	54
FIGURA 4.32 - FATOR DE DESEMPENHO COMPARANDO A TÉCNICA HÍBRIDA COM AS TÉCNICAS MODULAÇÃO ADAPTATIVA (SEM CÓDIGO) E FEC ADAPTATIVO (COM MODULAÇÃO FIXA).	56
FIGURA 4.33 - CAPACIDADE DE CORREÇÃO DE ERRO, T , DOS CÓDIGOS FEC.....	57

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 - PONTOS DE COMUTAÇÃO SEGUNDO O CRITÉRIO DA VAZÃO.....	25
TABELA 2 - PONTOS DE COMUTAÇÃO PARA CANAL RAYLEIGH E AWGN COM $\kappa=424$ BITS E 848 BITS.	25
TABELA 3 - PONTOS ÓTIMOS DE COMUTAÇÃO SEGUNDO FEC ADAPTATIVOS PARA LIMITANTE DE PLOTKIN E O CÓDIGO BCH.	29
TABELA 4 - PONTOS DE COMUTAÇÃO PARA SISTEMA FEC ADAPTATIVO COM CÓDIGO BCH.	30
TABELA 5 - PONTOS DE COMUTAÇÃO PARA MODULAÇÃO ADAPTATIVA COM PER LIMITE IGUAL A 0.15. ...	36
TABELA 6 - PONTOS DE COMUTAÇÃO PARA MODULAÇÃO ADAPTATIVA COM PER LIMITE IGUAL A 0.10	36
TABELA 7 - PONTOS DE COMUTAÇÃO PARA TÉCNICA FEC ADAPTATIVO.	44
TABELA 8 - PONTOS DE COMUTAÇÃO PARA SISTEMA COM MODULAÇÃO ADAPTATIVA E CRITÉRIO DE COMUTAÇÃO BASEADO EM ATRASO.	48
TABELA 9 - PONTOS DE COMUTAÇÃO PARA CRITÉRIO DA VAZÃO.....	52
TABELA 10 - PONTOS DE COMUTAÇÃO PARA TÉCNICA HÍBRIDA E CRITÉRIO DE ATRASO.	55

LISTA DE ABREVIATURAS e SIGLAS

AMC – Adaptive Modulation Coding

AMS – Adaptive Modulation Schemes

ARQ – Automatic Repeat Request

ATM – Asynchronous Transfer Mode

AWGN – Additive White Gaussian Noise

BCH – Bose, Chauduri and Hocquenghem

BER – Bit Error Rate

BPSK – Binary Phase Shift Keying

BSC – Binary Symmetric Channel

BWA – Broadband Wireless Access

CDMA – Code Division Multiple Access

CER – Cell Error Rate

CRC – Cyclic Redundancy Check

CSI – Channel state information

FEC – Forward Error Correction

LTE – Long Term Evolution

MC-CDMA – Multi-Carrier Code Division Multiple Access

OFDMA – Orthogonal Frequency-Division Multiple Access

PDU – Protocol Data Unit

PER – Packet Error Rate

PSK – Phase shift Keying

QAM – Quadrature Amplitude Modulation

QoS – Quality of Service

SIR – Signal Interference Ratio

SNR – Signal-to-Noise Ratio

TDD – Time Division Duplex

TDMA – Time Division Multiple Access

WIMAX – Worldwide Interoperability for Microwave Access

LISTA DE SÍMBOLOS

B – Largura de faixa do canal

c – Velocidade da luz no vácuo

d_{min} – Distância mínima de um código de bloco

E_b – Energia de bit de uma modulação digital

E_s – Energia de símbolo de uma modulação digital

f_c – Frequência da portadora

f_d – Velocidade máxima Doppler

K – Número de bit de informação

L – Número de níveis

M – Número de símbolos gerados

N – Número de pacote numa janela

n – Número total de bits (informação + redundância) na palavra código de um código de bloco

n_s – Número de bits transmitidos em uma janela de tempo

N_0 – Densidade de ruído no canal

p – Probabilidade de erro de bit no canal

p_b – Probabilidade de erro de bit quando o canal está no estado *Bad*

P_{BPSK} – Probabilidade de erro de bit para modulação BPSK

P_c – Probabilidade de um bloco recebido não conter erros

P_e – Probabilidade de erro de símbolo

p_g – Probabilidade de erro de bit quando o canal está no estado *Good*

P_{PSK} – Probabilidade de erro de bit para modulação PSK

P_{QAM} – Probabilidade de erro de bit para modulação QAM

R – Taxa de transmissão

R_s – Taxa de símbolo

t – Capacidade de correção de erro de um código de bloco

T – Tempo de intervalo

X – Número de janela em um quadro

Z – Número de quadro

Δ – Fator de desempenho

α – Probabilidade de transição do estado ruim para o estado bom

β – Probabilidade de transição do estado bom para o estado ruim

λ – Relação sinal ruído media

τ – Relação sinal ruído instantânea

ψ – Limiar de decisão

Γ – Relação entre o limiar de decisão e a relação sinal ruído media

π_G – Probabilidade em regime estacionário do canal estar no estado bom

π_B – Probabilidade em regime estacionário do canal estar no estado ruim

RESUMO

As redes sem fio estão sujeitas aos efeitos de desvanecimento, tal como o desvanecimento Rayleigh, os quais afetam seu desempenho e, por conseguinte, a qualidade de serviço. As técnicas de modulação adaptativa e controle de erro adaptativo são boas candidatas para amenizar esses efeitos. Nestas técnicas os parâmetros são alterados (reduzindo o número de símbolos na constelação do esquema de modulação ou acrescentando bits de redundância) de acordo com as condições do canal para melhorar a qualidade de serviço. As modulações M-QAM (*M-Quadrature Amplitude Modulation* - Modulação de amplitude em quadratura) e M-PSK (*M-Phase Shift Key* - Modulação em fase por chaveamento) e a técnica FEC (*Forward Error Correction*- Correção de Erro por Encaminhamento) foram considerados neste trabalho devido ao seu grande uso nas técnicas adaptativas. O canal é modelado como um canal de Gilbert-Elliot (GE) para o cálculo da probabilidade de erro de pacote. No presente trabalho foi estudado analiticamente o desempenho das técnicas de modulação adaptativa e FEC adaptativo em canais com desvanecimento Rayleigh. Os resultados obtidos mostram que o FEC adaptativo tem melhor desempenho que a modulação adaptativa quando a relação E_s/N_0 (relação energia símbolo ruído) tem valores altos e pior desempenho para caso contrário. Uma técnica híbrida foi estudada também onde as duas técnicas são combinadas. Como resultado, o desempenho desta técnica é superior do que o obtido com modulação adaptativa (sem código) ou com FEC adaptativo (com modulação fixa). Os critérios de comparação utilizados são: a vazão, o tempo médio para transmitir um pacote e a taxa de pacotes errados (PER- *Packet Error Rate* – Taxa de Erro de Pacote).

ABSTRACT

Wireless networks suffer fading, effects such as Rayleigh fading, which affect their performance and consequently the quality of service QoS. Adaptive modulation and code (AMC) techniques are potential candidates to face these effects by changing its parameters (reducing the number of symbol in the constellation of the modulation scheme or adding redundancy bits) according to channel conditions thus improve the quality of service. The M-QAM (M-Quadrature Amplitude Modulation) and M-PSK (M-Phase Shift Key) modulation and FEC (Forward Error Correction) protocol have been considered in this study due to its extensive use in adaptive techniques. The channel is modeled by Gilbert-Elliot method (GE), in which the probability of packet error was evaluated. In this paper we analytically studied the performance of adaptive modulation and adaptive FEC techniques in Rayleigh fading channels. The results show that the adaptive FEC performs better than the adaptive modulation when the ratio E_s / N_0 are high value and worse performance otherwise. A hybrid technique has also studied where the two techniques are combined. As a result, the performance of this technique is higher than that obtained with adaptive modulation (without code) or adaptive FEC (with fixed modulation). The comparison criteria which have been used are: the throughput, the average time to transmit a packet and the PER (Packet Error Rate).

CAPÍTULO 1: INTRODUÇÃO

O crescimento exponencial do número de terminais e o perfil das novas aplicações utilizadas levam à necessidade de redes de comunicação sem fio com taxas de dados mais elevadas. O *Broadband Wireless Access* (BWA - Acesso banda larga sem fio) tem sido reconhecido como uma solução promissora para atender a demanda crescente dos usuários das redes sem fio, mas não satisfaz todos os requisitos de qualidade de serviço (QoS – *Quality of Service*), dentre os quais destacam-se a vazão, o atraso médio e a PER (*Packet Error Rate* – Taxa de Erro de Pacote), que são afetados pela taxa de erro de bit (BER – *Bit Error Rate* – Taxa de Erro de Bit) [1]–[4].

A demanda emergente de vários novos tipos de serviços nas redes sem fio aponta para a concepção de sistemas de comunicação cada vez mais inteligentes e ágeis, capazes de proporcionar taxas de dados mais elevadas e uso mais eficiente e flexível do espectro. Técnicas de adaptação de enlace, muitas vezes referidas como modulação e codificação adaptativas (AMC – *Adaptive Modulation and Coding* – Modulação e Código Adaptativo), são alternativas adequadas para atingir os requisitos citados. Elas são projetadas para monitorar as variações do canal, alterando o esquema de modulação e codificação para aumentar a eficiência, com altas taxas de transmissão de informação em condições favoráveis de canal e reduzindo a taxa de transmissão de informação em resposta à degradação do canal [4].

Numerosas bibliografias têm abordado este conceito, que vem sendo aplicado em várias tecnologias e proposto para uso com diversas técnicas, dentre as quais destacam-se: Sistemas de Comunicações Móveis de 3ª Geração, LTE (*Long Term Evolution* – Comunicações Móveis de 4ª Geração), WIMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access* - Interoperabilidade mundial para acesso por micro-ondas), Radio Cognitivo, OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing* – Multiplexação Ortogonal por Divisão de Frequência), MC-CDMA (*Multi-Carrier Code Division Multiple Access* – Múltiplo Acesso por Divisão de Código para Múltipla Portadora), ATM (*Asynchronous Transfer Mode* – Modo de Transferência Assíncronico) [3][5]–[15].

Uma questão fundamental para o uso eficiente das técnicas de modulação e/ou codificação adaptativas é definir o ponto ótimo de comutação entre modulações ou códigos de correção de erro vizinhos [11]. A análise do desempenho das técnicas adaptativas vem sendo feita, por meio de simulação, em vários trabalhos (uma revisão bibliográfica é apresentada nos capítulos seguintes).

A avaliação do desempenho destas técnicas por meio de modelos analíticos, no contexto das redes ATM, foi apresentada em [5][11]–[15], considerando um modelo de canal sem memória, no qual o número de bits errados em um pacote segue uma distribuição binomial. No canal sem memória a probabilidade de erro de bit é igual para todos os bits transmitidos independentemente do estado do bit anterior, enquanto para canal com memória essa probabilidade aumenta se o bit anterior foi recebido com erro levando à tendência dos erros ocorrer em rajadas.

O uso de modelos de canal sem memória é adequado em canais AWGN (*Additive White Gaussian Noise* - Ruído Gaussiano Aditivo Branco) ou em sistemas nos quais se utiliza um *interleaving* grande o suficiente para retirar a memória do canal, ou seja, transformar as rajadas de erros em erros isolados [11]. Entretanto, para o caso mais geral das redes de comunicação sem fio, o uso deste tipo de modelo pode não levar a resultados que representem fielmente o comportamento do sistema. Assim, modelos que permitam a análise de desempenho das técnicas adaptativas em canais com memória são relevantes para a aplicação destas técnicas nas redes sem fio.

Há na literatura vários artigos que analisam o desempenho das técnicas de modulação e/ou codificação de canal adaptativo em canais com desvanecimento [16]–[22]. Entretanto, estes artigos utilizam como critério de desempenho, em geral, a taxa de erro de bit resultante, o que pode não ser adequado para sistemas de comunicação baseado em pacotes.

Outra lacuna nas análises sobre os sistemas com modulação e/ou codificação de canal adaptativo diz respeito aos critérios utilizados para definir os pontos de comutação entre modulações e/ou entre códigos. Os critérios mais comumente utilizados na literatura são: comutar quando a BER (ou taxa de erro de pacote, ou taxa de erro de símbolo) excede um limiar fixo; e comutar quando a SNR (*Signal-to-Noise Ratio* – Relação Sinal Ruído) excede um dado limiar (calculado com base em uma BER alvo) [2] [23]–[27]. Esta lacuna foi parcialmente eliminada com as análises

apresentadas em [5] [11]-[15], onde consideraram-se novos critérios para definir os pontos de comutação: critério da vazão, critério da CER (*Cell Error Rate* – Taxa de Erro de Célula) e critério do atraso. Porém, como já se destacou antes, estas análises consideraram um modelo de canal sem memória.

Assim, o objetivo deste trabalho é estender as análises realizadas em [5] [11]-[15], considerando um canal com desvanecimento Rayleigh modelado como um canal com memória, levando a resultados que melhor representem o comportamento das técnicas de modulação e codificação de canal adaptativo no caso mais geral das redes de comunicação sem fio.

Além deste capítulo introdutório, este trabalho apresenta outros quatro capítulos, cada um apresentado de forma resumida a seguir: no Capítulo 2 abordam-se alguns conceitos teóricos básicos relacionados às análises realizadas nos capítulos seguintes; no Capítulo 3 apresenta-se o método utilizado para determinar a taxa de erro de pacote em um canal com desvanecimento Rayleigh; o Capítulo 4 apresenta as análises e comparações sobre o desempenho das técnicas de modulação adaptativa e codificação de canal adaptativa; finalmente, as conclusões são apresentadas no Capítulo 5.

CAPÍTULO 2: CONCEITOS BÁSICOS

2.1 EFEITOS DE DESVANECIMENTO NO SINAL DE REDES SEM FIO

A modelagem do canal de comunicação tem um papel importante no projeto de sistemas de comunicações sem fio [28]. As limitações para esses sistemas são determinadas pelas características e restrições do canal.

O desvanecimento por multipercurso, devido às reflexões nos edifícios e obstáculos naturais, nos ambientes externos, ou nas paredes, teto, piso e mobílias, para o caso de comunicações móveis *indoor*, provoca atenuações no sinal recebido [29].

A Figura 1 ilustra o fenômeno do multipercurso [30]. O sinal recebido é composto por sinais oriundos de diferentes percursos, cada um com um atraso e uma atenuação. Há diferentes modelos para representar o desvanecimento multipercurso, com especial destaque para o desvanecimento Rayleigh, desvanecimento Rice e o desvanecimento Nakagami [28].

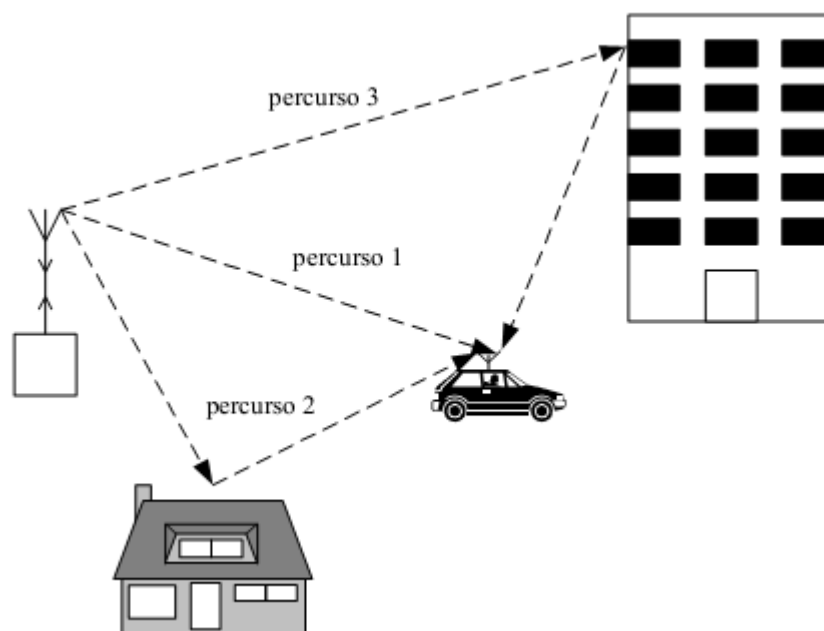


Figura 2. 1-Propagação por múltiplos percursos.

2.2. DESVANECIMENTO RAYLEIGH

Neste trabalho considera-se particularmente o desvanecimento Rayleigh, pois este foi o modelo de canal considerado nas análises realizadas. A distribuição de Rayleigh é apropriada para os casos em que o ambiente móvel tem componentes de multipercurso e não há um sinal direto entre transmissor e receptor ou um sinal cuja amplitude se destaque quando comparadas à amplitude dos demais sinais recebidos. A função densidade de probabilidade (*FDP*) da distribuição Rayleigh é dada por [29]:

$$f_R(r) = \begin{cases} \frac{r}{\Omega^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\Omega^2}\right), & r \geq 0 \\ 0 & r < 0 \end{cases} \quad (2.1)$$

Onde: Ω é o desvio padrão e r é a envoltória do sinal.

A Figura 2.2 ilustra o gráfico da distribuição de Rayleigh.

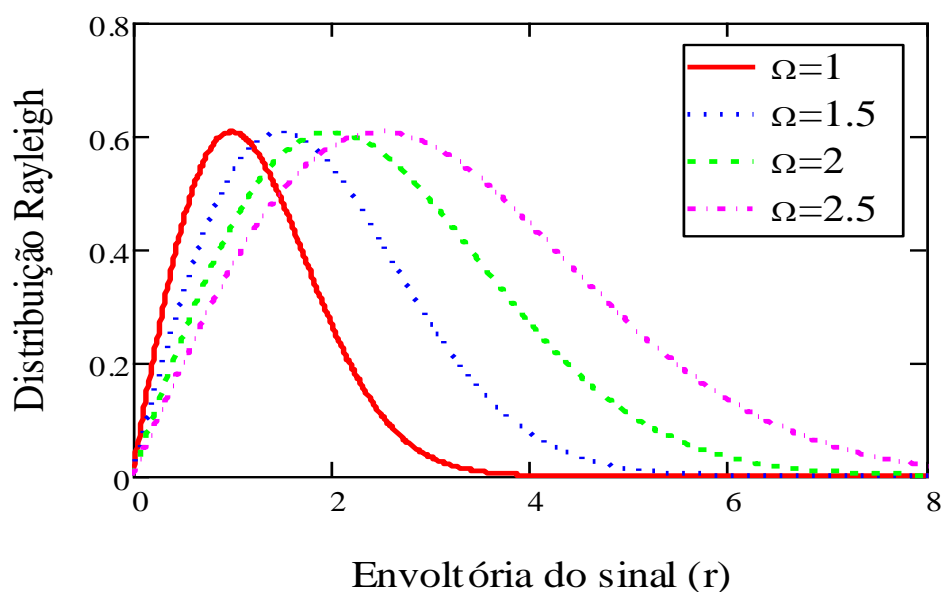


Figura 2.2 – Função densidade de probabilidade da distribuição de Rayleigh.

2.3. CÓDIGOS DE CORREÇÃO AUTOMÁTICA DE ERRO

O ruído, as imperfeições do canal e eventuais interferências podem provocar erro na recepção do sinal em sistemas de telecomunicações. A possível ocorrência de erro não é admissível para a maior parte das aplicações, sendo necessário utilizar

mecanismos para detectar e corrigir os eventuais erros. Basicamente, existem dois métodos para se lidar com erros: a correção automática do erro no receptor, denominado de *Forward Error Correction* (FEC), e a detecção do erro e sua correção por retransmissão, denominado de *Automatic Repeat reQuest* (ARQ – Protocolo de Retransmissão Automático por Demanda), podendo também utilizar-se de alguma técnica híbrida que envolva FEC e ARQ.

As análises realizadas neste trabalho consideram o uso de FEC para correção do erro. A escolha do mecanismo FEC é devido a seu melhor desempenho sobre o ARQ nas análises de desempenho das técnicas de controle de erro adaptativo [11]. Os códigos de correção automática de erro podem ser divididos, basicamente, em duas famílias: códigos de bloco e códigos convolucionais. Neste trabalho, sem perda de generalidade, considera-se que a correção de erro é implementada por meio de códigos de bloco.

Um código de bloco (n, k) é um código no qual a mensagem a ser transmitida, denominada de vetor mensagem, composta de k bits, são acrescentados $n - k$ bits de redundância (também denominados de bits de paridade), formando um bloco de n bits, denominado de vetor código ou palavra código.

Em geral, a capacidade de correção automática de erro do código depende da taxa do código, que é definida como a relação entre o número de bits de informação, k , dividido pelo número total de bits, n .

Um aspecto relevante é que o canal sem fio é não estacionário e as taxas de erro de bit variam com o tempo. Por outro lado, nos sistemas que não utilizam codificação adaptativa os códigos são estacionários e, portanto, devem ser implementados para garantir um determinado desempenho para o pior caso das características do canal. Isto faz que se utilize um número de bits de redundância desnecessário para a situação em que o canal está em boas condições de propagação.

2.3.1. CAPACIDADE DE CORREÇÃO DE ERROS DE UM CÓDIGO DE BLOCOS

A capacidade de correção de erro de um código de blocos é definida por um parâmetro do código denominado de distância mínima entre vetores códigos. A distância de Hamming entre dois vetores é definida como o número de posições em que estes vetores diferem (ou seja, mede o quanto estes vetores são parecidos, distância de Hamming pequena, ou diferentes, distância de Hamming grande). A distância mínima de um código é a menor distância de Hamming obtida comparando-se cada vetor código com todos os outros vetores códigos, ou seja, é a distância de Hamming entre os dois vetores códigos mais parecidos do código.

A capacidade de correção de erro do código é calculada diretamente a partir da distância mínima como [29]:

$$t = \left\lfloor \frac{d_{\min} - 1}{2} \right\rfloor$$

onde t é o número máximo de bits errados que podem ser corrigidos em um bloco, d_{\min} é a distância mínima do código e a notação $\lfloor X \rfloor$ significa o maior inteiro menor ou igual a X .

Uma vez que a capacidade de correção t de um determinado código é conhecida, pode-se calcular a probabilidade de um bloco recebido, contendo n bits, não conter erros ou conter um erro que possa ser corrigido. Por exemplo, para um canal sem memória, como um canal AWGN, esta probabilidade é dada pela distribuição binomial [31]:

$$P_c = \sum_{j=0}^t \binom{n}{j} p^j (1-p)^{n-j} \quad (2.4)$$

onde p é a probabilidade de erro de bit no canal.

Em muitas situações, deseja-se estimar o número de bits de paridade necessário no código para se obter uma determinada probabilidade de correção de erro. Para encontrar este número é necessário definir um tipo de código e, a partir do conhecimento da distância mínima desejada, investigar os diversos códigos de uma

família de códigos conhecida, em busca daquele que satisfaz o parâmetro fixado com menor número de bits de redundância. Essa tarefa muitas vezes não é simples, uma vez que há um número distinto de famílias de código e, mesmo em uma família, há um número de códigos diferentes possíveis de serem implementados. Para facilitar esta tarefa, vários limitantes foram desenvolvidos, dentre os quais se destaca, para o nosso objetivo, o limitante de Plotkin [32].

O limitante de Plotkin define o número mínimo de bits de redundância $(n - k)$ necessário para se obter uma distância mínima d_{\min} desejada e é dado pela inequação [32]:

$$n - k \geq 2(d_{\min} - 1) - \log_2 d_{\min} \quad (2.5)$$

2.3.2. CÓDIGOS BCH (Bose, Chaudhuri e Hocquenghem)

Assim como descrito anteriormente, o número de bits de paridade necessários para se obter uma dada capacidade de correção automática de erro pode ser determinado a partir de limitantes genéricos, como o limitante de Plotkin apresentado, ou a partir dos resultados obtidos para uma família de códigos em especial.

Nesta seção apresentam-se alguns resultados obtidos para os códigos BCH, que posteriormente serão utilizados nas análises apresentadas no Capítulo 4 deste trabalho. Os códigos BCH constituem uma família especial de códigos lineares com grande capacidade para correção de erros. Para quaisquer inteiros positivos m ($m > 2$) e t ($t < 2^{(m-1)}$), existe um código BCH binário com os seguintes parâmetros [33].

Comprimento do bloco	$n = 2^m - 1$
Número de bits de paridade	$n - k \leq mt$
Distância mínima	$d_{\min} \geq 2t + 1$

2.4. MODULAÇÃO DIGITAL

As modulações mais usadas nas redes sem fio, com ou sem modulação adaptativa, são as do tipo M-PSK e M-QAM, conforme definido nas bibliografias [2]-[5], [8]-[16] [34]. As modulações podem ser binárias, onde apenas dois símbolos são gerados no processo de modulação, cada um transportando um bit, ou M-árias, onde M símbolos podem ser gerados, cada um contendo $\log_2 M$ bits [33].

A probabilidade de erro de símbolo (ou probabilidade de erro de bit) em função da relação sinal-ruído e a eficiência de largura de faixa, definida como o número de bits que podem ser transmitidos para cada 1 Hz de largura de faixa disponível no canal, são dois parâmetros importantes considerados na análise de desempenho de modulações digitais [11]. Para as modulações M-PSK e M-QAM, a eficiência de largura de faixa e a probabilidade de erro de símbolo aumentam com o valor de M .

Considerando-se a filtragem de *Nyquist*, a eficiência de largura de faixa para as modulações M-PSK e M-QAM é dada por [33] :

$$\beta = \log_2 M \text{ bps} / \text{Hz} \quad (2.6)$$

Na modulação BPSK (*Binary PSK*), a probabilidade de erro de símbolo e a probabilidade de erro de bit assumem o mesmo valor. Considerando que o canal é AWGN e o uso de detecção coerente, a probabilidade de erro de bit para esta modulação é dada por [32]:

$$P_{bpsk} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_o}}\right) \quad (2.7)$$

onde $Q(X)$ é a função erro complementar, definida pela Equação (2.8) e E_b / N_o é a relação entre a energia de bit e a densidade de ruído, que se relaciona com a relação sinal-ruído da forma expressa pela Equação (2.9), na qual B é a largura de faixa do canal e R é a taxa de transmissão em bps. u é uma variável aleatória.

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du \quad (2.8)$$

$$\frac{E_b}{N_0} = SNR \frac{B}{R} \quad (2.9)$$

No caso das modulações M-PSK ($M > 2$), para um canal AWGN e detecção coerente, a probabilidade de erro de símbolo é dada por [33]:

$$P_{psk} = 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \cdot \text{sen} \frac{\pi}{M}\right) \quad (2.10)$$

onde $E_s = E_b (\log_2 M)$ é a energia de símbolo.

Para modulações M-QAM, a probabilidade de erro de bit depende da constelação utilizada. Para constelações retangulares, mais comuns, admitindo-se canal AWGN e recepção com filtro casado, a probabilidade de erro de bit pode ser calculada por: [33]

$$P_{Qam} = \frac{2(1-L^{-1})}{\log_2 L} \cdot Q\left[\sqrt{\left(\frac{3\log_2 L}{L^2-1}\right) \cdot 2 \frac{E_b}{N_0}}\right] \quad (2.11)$$

Onde L é o número de níveis de amplitude em uma dimensão ($L^2 = M$ para constelações quadradas).

Para modulações M-árias, a relação entre a probabilidade de erro de símbolo e a probabilidade de erro de bit, admitindo que os símbolos vizinhos na constelação difiram em apenas um bit, o que significa dizer que a alocação bit-para-símbolo segue um código Gray, pode se aproximada, para $P_e \ll 1$, por [33]:

$$p = \frac{P_e}{\log_2 M} \quad (2.12)$$

Onde P_e é a probabilidade de erro de símbolo da modulação considerada e p é a probabilidade de erro de bit correspondente.

Na Figura 2.3 apresenta-se o diagrama de constelação de uma modulação 16-QAM.

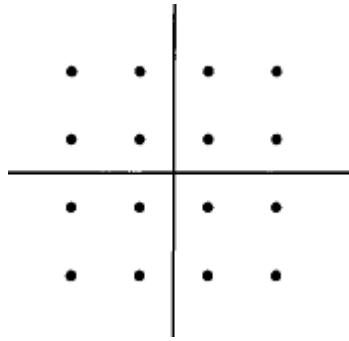


Figura 2.3 - Constelação da modulação 16-QAM.

CAPÍTULO 3: CÁLCULO DA PROBABILIDADE DE ERRO DE PACOTE

3.1. INTRODUÇÃO

A taxa de erro de bit (BER – *Bit Error Rate*) e a taxa de erro de pacote (PER – *Packet Error Rate*) são parâmetros importantes para avaliar a Qualidade de Serviço (QoS - *Quality of Service*) nas redes sem fio [35]. A maioria das pesquisas em QoS tem se dedicado à análise da BER, que dá uma visão do comportamento médio da rede sem fio [23]-[27]. O conhecimento da taxa de erros de pacotes (PER) em sistemas de comunicação é importante, uma vez que na maioria destes sistemas os dados são transmitidos e processados na forma de pacotes e não de bits isolados [36]. Além disso, o desempenho dos sistemas, em termos de vazão, é determinado pela PER ao invés da taxa de erros de bits ou de símbolos [35]-[37].

Há vários modelos propostos na literatura para o cálculo da PER em canais com desvanecimento. As referências [35]-[47] têm como objetivo principal ou secundário a análise e a apresentação de métodos para calcular a PER em canais de comunicação sem fios com desvanecimento Rayleigh. Tal cálculo é bastante complexo e não pode ser generalizado para um grande número de situações físicas reais. Devido à grande demanda de recursos computacionais, em vários casos são apresentadas formas analíticas ou empíricas aproximadas para a obtenção da PER [35] [36].

Nas literaturas [35]-[47], os canais de comunicação são modelados por uma cadeia de Markov, onde a faixa total da relação sinal-ruído é particionada em um número finito de estados, variando de dois (modelo Gilbert-Elliott) a vários. Usando o número provável de vezes que tais limiares são cruzados, o intervalo de tempo que as condições do canal permanecem em cada estado da cadeia de Markov e calculando a taxa de erros de bits destes estados, pode-se calcular a PER para o canal modelado.

As dificuldades com os modelos Markovianos residem em ajustar as probabilidades de transição dos estados de modo a refletir o comportamento real do canal considerado. A referência [36] apresenta um método que permite o cálculo da PER em função do SIR (*Signal-to-Interference Ratio* – Relação sinal interferência), de

maneira relativamente simples, por meio do uso de um limitante superior bastante preciso para o sistema considerado. Por outro lado, em [42] outra metodologia que permite o cálculo da PER em função da SNR média sem uso de nenhum limitante é apresentada. Esta será a metodologia adotada no restante deste trabalho.

3.2. MODELO DO CANAL DE GILBERT-ELLIOT

O desvanecimento Rayleigh é um fenômeno que afeta os sistemas de comunicações sem fio em zonas urbanas. Os modelos Markovianos com k estados têm sido propostos para modelar este tipo de desvanecimento com boa precisão. Porém, alguns trabalhos indicam que o uso de um modelo de Gilbert-Elliot (GE), com dois estados apenas, é suficiente para a análise do canal [39].

Na Figura 3.1 mostra-se o modelo de GE para modelar o desvanecimento do canal Rayleigh. Neste modelo o canal é representado por dois estados, denominados estado *Good* – G e estado *Bad* – B . Em cada estado considera-se que o canal é binário simétrico (BSC – *Binary Symetric Channel*).

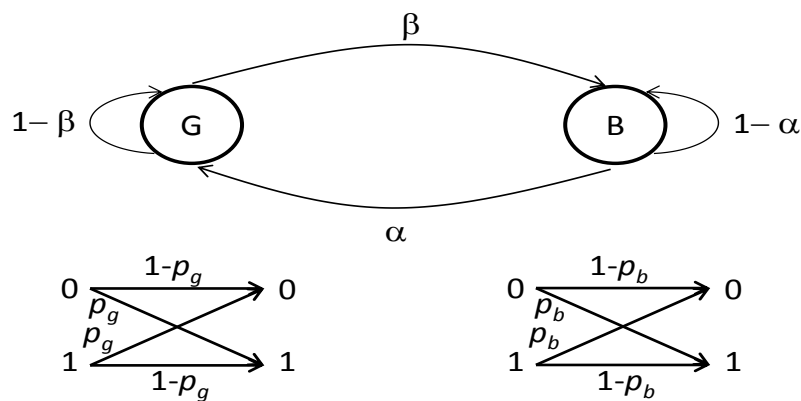


Figura 3. 1– Modelo do canal de Gilbert-Elliot.

As probabilidades de transição de um estado para outro são denominadas de α e β , como indicado na Figura 3.1. A probabilidade do canal estar em cada um destes estados é definido por p_g (o canal está no estado *Good* – G) e p_b (o canal está no estado *Bad* – B). Para a definição do estado do canal, certo limiar é sempre escolhido de acordo com o valor da relação sinal ruído. Quando a SNR está acima deste limiar,

considera-se que o canal está no estado bom, o que significa menor perda de pacote na rede; quando a SNR está abaixo deste limiar, o canal está no estado ruim.

3.3. CORRESPONDÊNCIA DO CANAL DE GILBERT-ELLIOT E PARA CANAL MÓVEL TERRESTRE E CÁLCULO DA PER

Considerando um canal com desvanecimento lento do tipo Rayleigh, a função densidade de probabilidade da relação sinal-ruído (SNR), τ , é dada pela equação: [29] [33]:

$$f(\tau) = \frac{1}{\lambda} \exp\left(-\frac{\tau}{\lambda}\right) \quad \tau > 0 \quad (3.1)$$

Onde λ representa a SNR média.

Um dado limiar, ψ , foi escolhido para definir o estado do canal. Assim, como dito acima, o canal está no estado bom quando a SNR é superior a ψ e está no estado ruim em caso contrário.

Como na introdução, as maiores dificuldades para utilizar o modelo de GE reside em como calcular as probabilidades de transição entre estados. Como proposto por [42], estas probabilidades podem ser calculadas, por meio da taxa de cruzamento, considerando um sistema de comunicação móvel, pelas seguintes equações [42]:

$$\alpha = \frac{f_d T \sqrt{2\pi\Gamma}}{\exp(\Gamma) - 1} \quad (3.2)$$

$$\beta = f_d T \sqrt{2\pi\Gamma} \quad (3.3)$$

onde T é o intervalo de símbolo, $\Gamma = \frac{\psi}{\lambda}$ e f_d é a velocidade máxima Doppler, dada por:

$$f_d = \frac{v f_c}{c}.$$

onde v é a velocidade do terminal móvel, f_c é a frequência da portadora e c é a velocidade da luz no vácuo ($3 \cdot 10^8 m/s$). O intervalo de símbolo é usualmente especificado em termos da taxa de símbolo, $R_s = \frac{1}{T}$.

A matriz de transição para o modelo escolhido é definida da seguinte forma:

$$M_t = \begin{pmatrix} 1-\beta & \beta \\ 1-\alpha & \alpha \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

A probabilidade de erro de bit para cada estado é dada pelas equações [42]:

$$p_g = \frac{\int_{\psi}^{\infty} BER \cdot f(\tau) d\tau}{\int_{\psi}^{\infty} f(\tau) d\tau} \quad (3.5)$$

$$p_b = \frac{\int_0^{\psi} BER \cdot f(\tau) d\tau}{\int_0^{\psi} f(\tau) d\tau} \quad (3.6)$$

onde BER é a taxa de erro de bit considerando um canal AWGN e $f(\tau)$ é a função densidade de probabilidade do desvanecimento Rayleigh, dada pela Equação (3.1).

A probabilidade de transmitir um pacote com erros é dada pela equação: [42]

$$PER = \pi_G P(p_g) + \pi_B P(p_b) \quad (3.7)$$

onde $\pi_G = \alpha / (\alpha + \beta)$ e $\pi_B = \beta / (\alpha + \beta)$, são as probabilidades em regime estacionário do canal estar no estado bom e ruim, respectivamente, e $P(p)$ representa a probabilidade de um pacote conter erro para uma probabilidade de erro de bit p .

Para um código composto de n bits no total e k bits de informação, (n, k) , com a sua capacidade de correção definida por t , $P(p_g)$ e $P(p_b)$ são calculadas pelas seguintes equações: [42]

$$P(p_g) = 1 - \sum_{i=0}^t \binom{n}{i} (1 - p_g)^{n-i} p_g^i \quad (3.8)$$

$$P(p_b) = 1 - \sum_{i=0}^t \binom{n}{i} (1 - p_b)^{n-i} p_b^i \quad (3.9)$$

As Figuras 3.2 e 3.3 ilustram o gráfico da probabilidade de erro de pacote usando as modulações M-QAM (M= 16, 32, 64, 128 e 256), BPSK, QPSK e 8-PSK todas sem consideração do código de correção automática de erro. Nestas figuras, considerou-se que o comprimento de cada pacote é de 424 bits. A escolha dos parâmetros Γ e $f_d T$ baseou-se nas referências [41] e [42] sendo utilizado $\Gamma = 0.1$, o que significa que uma SNR de 10 dB abaixo da SNR média representa a transição para o estado *Bad* e $f_d T = 0.001$. Com estes valores tem-se α e β , respectivamente, iguais a 0.0075 e 0.00079. Logo, as probabilidades em regime estacionário, π_G e π_B , são 0.905 e 0.095, respetivamente.

Das duas Figuras 3.2 e 3.3, percebe-se que, para uma dada relação Es/No a modulação com maior número de pontos no esquema da constelação possui maior taxa de erro de pacote (PER). Como a relação Es/No é mantida constante, quando as condições do canal são desfavoráveis, seria adequado usar modulação com menos pontos no esquema de constelação (reduzindo a taxa de transmissão) a fim de manter um alto desempenho do sistema no enlace sem fio.

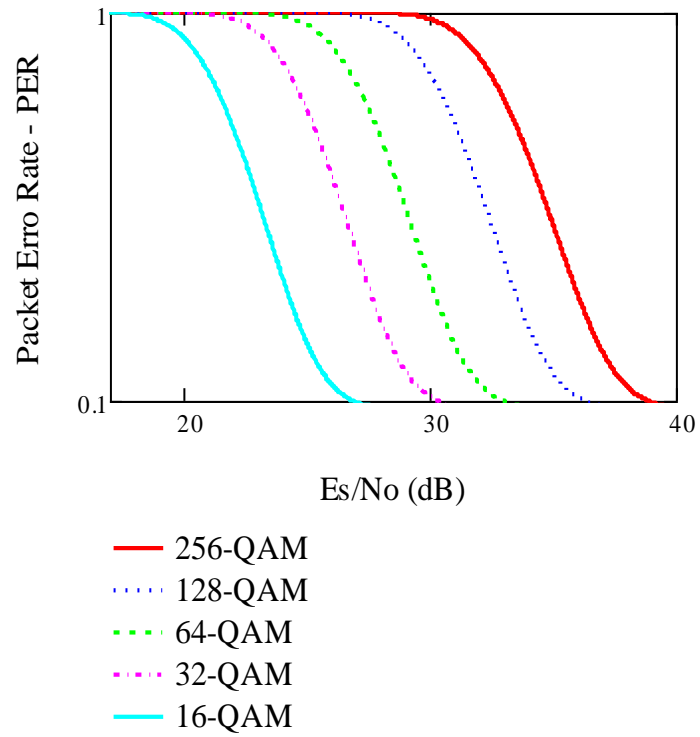


Figura 3.2 - Gráfico da probabilidade de erro de pacote em função da E_s/N_0 (dB) para as modulações QAM.

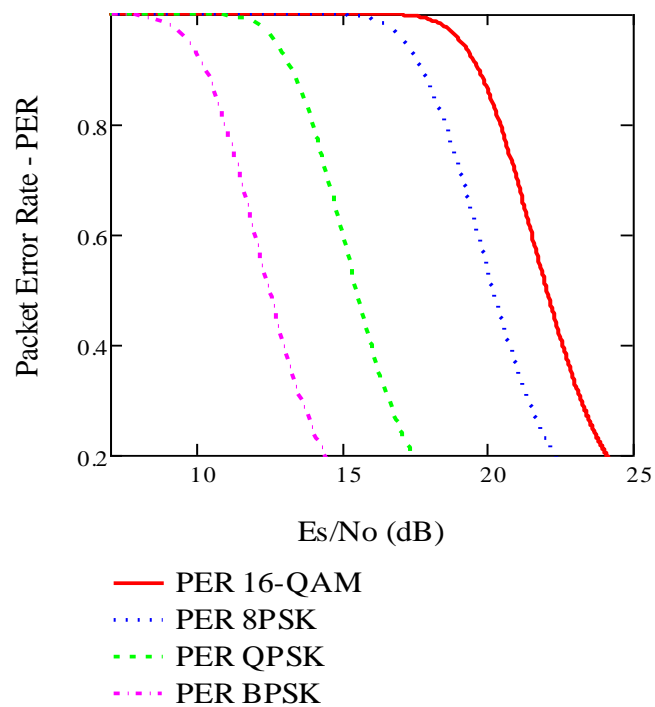


Figura 3.3 - Gráfico da probabilidade de erro de pacote em função da E_s/N_0 (dB) para as modulações 16-QAM, 8-PSK, QPSK e BPSK.

CAPÍTULO 4: ANÁLISE DE DESEMPENHO DE TÉCNICAS DE MODULAÇÃO ADAPTATIVA E FEC ADAPTATIVO EM RAYLEIGH

4.1. INTRODUÇÃO

As técnicas de modulação adaptativa e/ou codificação de canal adaptativa podem ser utilizadas para melhorar o desempenho das redes de comunicação sem fio, contribuindo para o aumento da vazão e diminuição do atraso médio para transmissão de um pacote nestas redes e, assim, ajudando a prover a QoS demandada pelas novas aplicações utilizadas nos sistemas de comunicações móveis e outras redes de comunicação sem fio.

Esquemas de modulação adaptativos (AMS – *Adaptive Modulation Schemes*) variam o número de bits transmitidos por símbolo como uma função das características do canal. Considerando um esquema TDMA (*Time Division Multiple Access* – Múltiplo Acesso por Divisão de Tempo) no enlace de rádio, a modulação pode ser definida a cada quadro.

O esquema de modulação adaptativo funciona da seguinte maneira: se a taxa de erro de bit no canal exceder um determinado limiar, o número de bits transmitidos por símbolo é reduzido (reduzindo a taxa de transmissão no canal) e, como a energia média por símbolo transmitido é mantida constante, a BER diminui. Portanto, o esquema de modulação utilizado é dependente da BER instantânea (ou relação sinal-ruído) no enlace sem fio. Os esquemas de modulação mais comumente utilizados são o M-PSK e M-QAM. [2]-[5], [8]-[16] [34].

Nos esquemas com FEC adaptativo, a redundância do código varia em função das características do canal. Considerando a utilização de TDMA no rádio enlace, o código pode ser definido a cada quadro.

O princípio de funcionamento é o seguinte: se a taxa de erro de bit no canal exceder um dado limiar, o número de bits de paridade no código é incrementado.

Como consequência, a capacidade de correção do código incrementa, reduzindo a probabilidade de um pacote conter erros que não possam ser corrigidos [11] [12].

Muitas técnicas foram abordadas, em diversos artigos, para melhorar o desempenho das redes sem fio usando as técnicas adaptativas [2] [3] [5] [11]-[15] [48] [49].

Em [3] os autores consideram que para atingir uma eficiência espectral elevada em canais com desvanecimento o uso das técnicas adaptativas é importante. Os resultados obtidos mostram que essas técnicas permitem satisfazer a questão de qualidade de serviço, resultando em maior vazão e menor probabilidade de erro de pacote.

YOO et al. [2] propuseram, utilizando técnicas adaptativas, uma estrutura matemática para a maximização da vazão de um único usuário em um canal sem fio usando a taxa de símbolo, o tamanho do pacote e o tamanho da constelação de modulações M-QAM como variáveis de otimização, considerando-se um canal AWGN e canal com desvanecimento Rayleigh. Os resultados que foram obtidos mostram que para valores altos da SNR, a máxima vazão é obtida adaptando juntamente o comprimento do pacote com o tamanho da constelação e, para valores baixos da SNR, só a taxa de símbolo é adaptada.

Nas redes de sensores sem fio uma das limitações é o consumo de energia. Com esta finalidade, em [48] um estudo sobre o efeito do FEC adaptativo em redes de sensores sem fio foi feito. Os resultados obtidos mostram que a técnica FEC adaptativo melhora a vazão com um baixo consumo de energia. Outras abordagens, tal como a combinação do FEC adaptativo com o protocolo ARQ podem incrementar a vazão.

Na tecnologia 4G uma técnica promissora é a modulação adaptativa OFDM. Neste contexto, o estudo realizado em [49] propõe um algoritmo que utiliza o valor médio da SNR instantâneo das subportadoras na sub-banda como o parâmetro de comutação. Os resultados alcançados mostram um melhor desempenho da vazão com considerável melhoria da BER.

Em qualquer sistema adaptativo, uma questão fundamental é definir os pontos de comutação ideais de uma modulação ou código de correção de erro para outra (o).

Os critérios mais comuns utilizados para a comutação entre modulações vizinhas (duas modulações são vizinhas se uma contém 2^i pontos na constelação e a outra possui 2^{i-1} ou 2^{i+1} pontos), ou códigos vizinhos (dois códigos são vizinhos se um tem capacidade de correção de erro $t = j$ e ou outro tem $t = j + v$ ou $t = j - v$, onde v é um inteiro positivo, usualmente feito igual a 1) são: comutar quando a BER (ou a taxa de erro de pacote ou a taxa de erro de símbolo) exceder um limiar fixo; e comutar quando a SNR exceder um dado limiar (calculado, com base em uma BER alvo) [2][23]-[27].

Estudos apresentados previamente na literatura mostram que estes critérios não são ótimos e que novos critérios precisam ser definidos com o propósito de melhorar o desempenho dos sistemas de comunicações sem fio [5] [11]-[15].

Em [5], [11]-[15], três critérios baseados em parâmetros de QoS foram propostos e investigados para uma rede ATM sem fio: a máxima vazão, o atraso para transmitir uma PDU correta, e o critério da CER. Os resultados apresentados mostram que os critérios baseados nos parâmetros de QoS resultam em melhor desempenho do que os que são baseados no limiar da BER ou da SNR.

No entanto, as análises apresentadas em [5], [11]-[15] consideraram que o canal é sem memória. Isso é apropriado para um canal AWGN ou para o caso em que um *interleaving* muito grande é utilizado, permitindo admitir que os erros em rajada sejam todos transformados em erros aleatórios isolados. Mas este tipo de canal pode não ser apropriado para o caso mais geral dos sistemas de comunicação sem fio, onde o canal é com memória.

Neste capítulo, como uma extensão dos resultados apresentados em [5], [11]-[15], investiga-se o ponto ótimo de comutação entre as modulações ou códigos vizinhos e compara-se, analiticamente, o desempenho das técnicas FEC adaptativos e modulação adaptativa, considerando um canal com desvanecimento Rayleigh. A seguir, analisa-se também o desempenho de uma técnica híbrida que envolve modulação e FEC adaptativos.

Os critérios utilizados para investigar o ponto ótimo de comutação e comparar o desempenho das diversas técnicas analisadas são: a máxima vazão e a máxima PER, para aplicações em tempo real, e o tempo médio para transmitir um pacote, para

aplicações em tempo não-real. Nos sistemas com modulação adaptativa, quando o sistema comuta de uma modulação para outra, a energia média por símbolo (ou potência de transmissão) é mantida constante e, portanto, a relação E_b / N_o muda no momento da comutação [5] [11]-[15]. Desta forma, o cálculo dos parâmetros de desempenho para os esquemas de modulação considerados deve ser feito em função da relação E_s / N_o .

O restante deste capítulo está organizado da seguinte forma: na Seção 2 define-se de forma breve o cenário de referência utilizado, na Seção 3 analisam-se os pontos de comutação e comparam-se as técnicas utilizando-se a vazão como critério; na Seção 4 o critério utilizado é o da máxima PER, enquanto na Seção 5 é o tempo médio para transmitir um pacote correto; finalmente, na Seção 6 uma técnica híbrida, utilizando modulação adaptativa e FEC adaptativo, é analisada.

4.2. CENÁRIO DE REFERÊNCIA

Seguindo as análises apresentadas em [11], para as análises envolvendo o cálculo de atraso para transmissão de um pacote, considerou-se aqui que uma técnica de múltiplo acesso do tipo TDMA/TDD (*Time Division Multiple Access/Time Division Duplex* – Múltiplo Acesso por divisão de tempo/ Divisão de tempo Duplex) com alocação por demanda é utilizada no enlace sem fio. Nesta técnica o tempo é dividido em quadros, com cada quadro sendo dividido em dois períodos: período de *downlink*, no qual a estação rádio base transmite para os terminais, e período de *uplink*, no qual os terminais transmitem para a estação rádio base. A Figura 4.1 ilustra a estrutura de quadro descrita.

Para facilitar as análises, sem prejuízo para as conclusões obtidas, alguns parâmetros não foram considerados, a saber:

- ❖ o tempo de propagação na rede;
- ❖ o tempo necessário para iniciar a transmissão no enlace sem fio (atraso de acesso do múltiplo acesso);

- ❖ os *overheads* da camada de enlace não relacionados diretamente ao processo de codificação de canal.

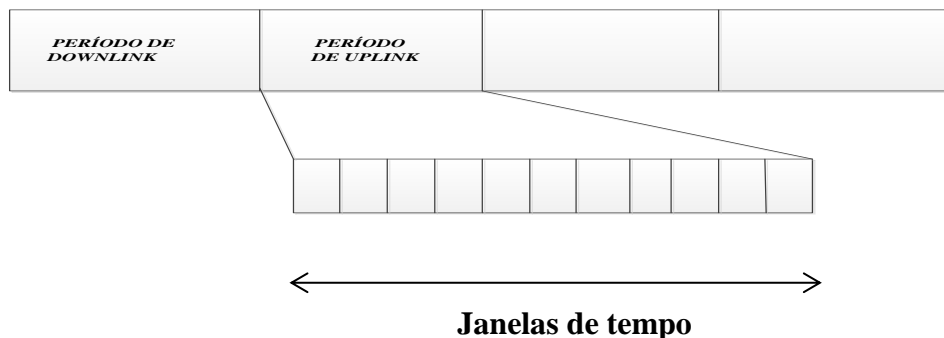


Figura 4. 1 - Estrutura de quadro no enlace sem fio.

4.3. CRITÉRIO DA VAZÃO

Para definir a vazão, consideramos três fatores [11]:

1. O *overhead* devido ao código de controle de erro, expresso pela relação entre o número de bits de informação e o número total de bits transmitidos no enlace sem fio;
2. O número de bits efetivamente transmitidos no enlace sem fio em relação ao número máximo possível expresso pela razão entre número de bits por símbolo na modulação corrente dividido pelo número de bits por símbolo de uma modulação de referência;
3. O percentual de pacotes corretos entregues à rede sem fio, significando que pacotes que saem do enlace sem fio com erro não são contabilizados na vazão (alguns autores denominam a vazão calculada desta forma como *goodput*).

Logo, a vazão é dada pela expressão:

$$Vazão = \frac{\log_2 M_i}{\log_2 M_r} \frac{K}{n_i} (1 - PER) \quad (4.1)$$

Onde: M_i é o número de pontos na constelação da modulação corrente, M_r é o número de pontos na constelação da modulação de referência, n_i é o número total de bits do

código corrente, k é o número de bits de informação e PER é a probabilidade de erro de pacote calculada pela Equação 3.7.

Para os sistemas FEC adaptativos tem-se $M_i = M_r$ e, para os sistemas com modulação adaptativa tem-se $n_i = k$.

A Figura 4.2 mostra a vazão obtida para um sistema com modulação adaptativa considerando-se a modulação 256-QAM como referência, em função da relação E_s / N_o no canal, para as modulações M-QAM (com $M = 256, 128, 64, 32$ e 16). Com o fim de comparar este trabalho com aquele apresentado em [11] o número de bits considerado foi $k=424$ bits.

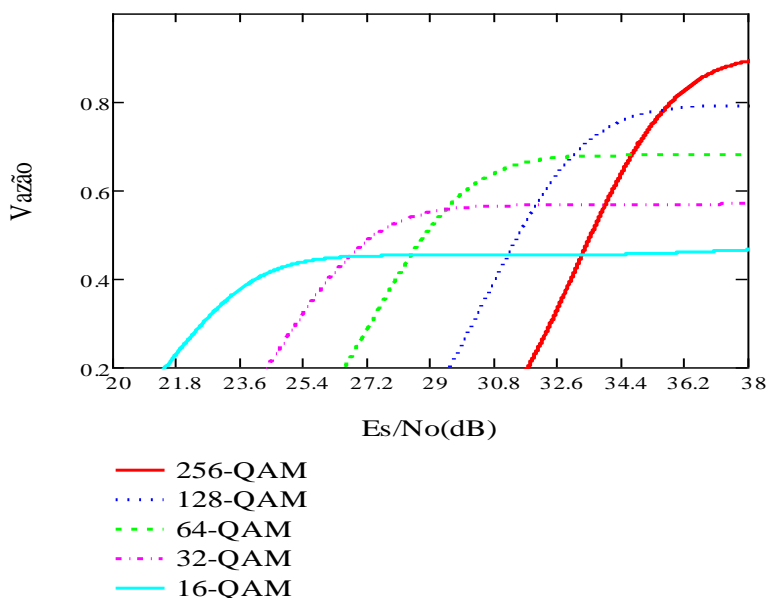


Figura 4.2 - Vazão para modulações M-QAM.

Da Figura 4.2 percebe-se que à medida que a relação Es/No diminui, a vazão para uma dada modulação também diminui, havendo um ponto no qual esta vazão fica menor do que a vazão obtida com uma modulação com menos pontos na constelação. Significa então, que é vantajoso trocar de modulação para manter a vazão em seu máximo valor possível. Assim, os pontos ótimos de comutação de uma modulação para sua vizinha é o ponto de cruzamento das curvas de vazão das duas modulações. Os diferentes pontos de cruzamentos entre modulações vizinhas são apresentados na Tabela 1.

A Figura 4.3 mostra a vazão, nas mesmas condições, para modulações BPSK, QPSK, 8-PSK e 16-QAM. De novo, o ponto de cruzamento entre as curvas define a relação E_s/N_0 ótima de comutação entre modulações vizinhas, com os resultados resumidos na Tabela 1.

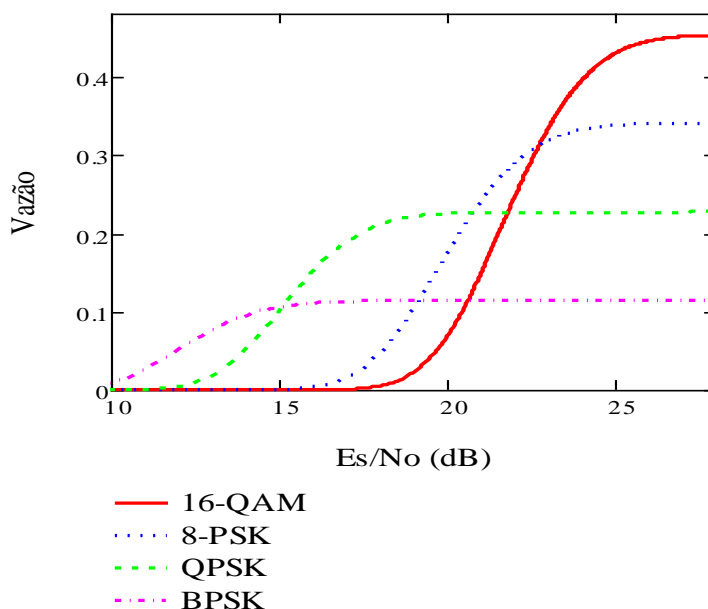


Figura 4.3 - Vazão para modulações 16-QAM e M-PSK.

A Tabela 1 resume o valor de E_s/N_0 nos pontos de comutação ótimo para as diversas modulações analisadas e mostra também o valor da PER obtido no ponto de comutação. Observa-se que se o gatilho do processo de comutação de uma modulação para outra for o valor da PER, o valor especificado para comutação depende do sentido da comutação (por exemplo, a PER para comutação de modulação 256 para 128-QAM é diferente da PER para comutação de 128-QAM para 256-QAM), além de depender das modulações vizinhas envolvidas na comutação. Por outro lado, se o gatilho do processo de comutação é o valor da relação E_s/N_0 , o mesmo valor é utilizado nos dois sentidos de comutação para dadas duas modulações vizinhas.

Com o objetivo de analisar o efeito do tamanho do pacote sobre os pontos ótimos de comutação, analisou-se novamente as vazões obtidas, em função da relação E_s/N_0 , para cada uma das modulações, considerando um pacote contendo 848 bits. As Figuras 4.4 e 4.5 mostram os resultados obtidos. Novamente considerou-se a modulação 256-QAM como modulação de referência.

A Tabela 2 compara o valor da relação E_s/N_0 no ponto de comutação ótimo para $k = 424$ bits e $k = 848$ bits, considerando desvanecimento Rayleigh. A título de comparação, a Tabela também mostra os resultados obtidos considerando $k = 424$ bits e canal AWGN. Observa-se que o ponto ótimo de comutação entre modulações vizinhas depende do modelo de canal considerado e, depende também do tamanho do pacote.

Comutação de	E_s/N_0 Limiar (dB)	PER no limiar	Comutação de	PER no limiar
256 to 128-QAM	35.65	0.218	128 to 256-QAM	0.106
128 to 64-QAM	33.04	0.228	64 to 128-QAM	0.099
64 to 32-QAM	29.47	0.258	32 to 64-QAM	0.11
32 to 16-QAM	26.70	0.282	16 to 32-QAM	0.101
16-QAM to 8-PSK	22.72	0.378	8-PSK to 16-QAM	0.17
8-PSK to QPSK	20.76	0.401	QPSK to 8-PSK	0.097
QPSK to BPSK	15.05	0.591	BPSK to QPSK	0.153

Tabela 1 - Pontos de comutação segundo o critério da vazão.

Comutação de	E_s/N_0 Limiar (dB) Canal Rayleigh com $k=424$ bits	E_s/N_0 Limiar (dB) Canal Rayleigh com $k=848$ bits	E_s/N_0 Limiar (dB) Canal AWGN com $k=424$ bits
256 to 128-QAM	35.65	36.51	29.4
128 to 64-QAM	33.04	33.88	26.6
64 to 32-QAM	29.47	30.33	23.3
32 to 16-QAM	26.70	27.57	20.5
16-QAM to 8-PSK	22.72	23.69	16.8
8-PSK to QPSK	20.76	21.70	14.8
QPSK to BPSK	15.05	16.13	9.4

Tabela 2 - Pontos de comutação para canal Rayleigh e AWGN com $k=424$ bits e 848 bits.

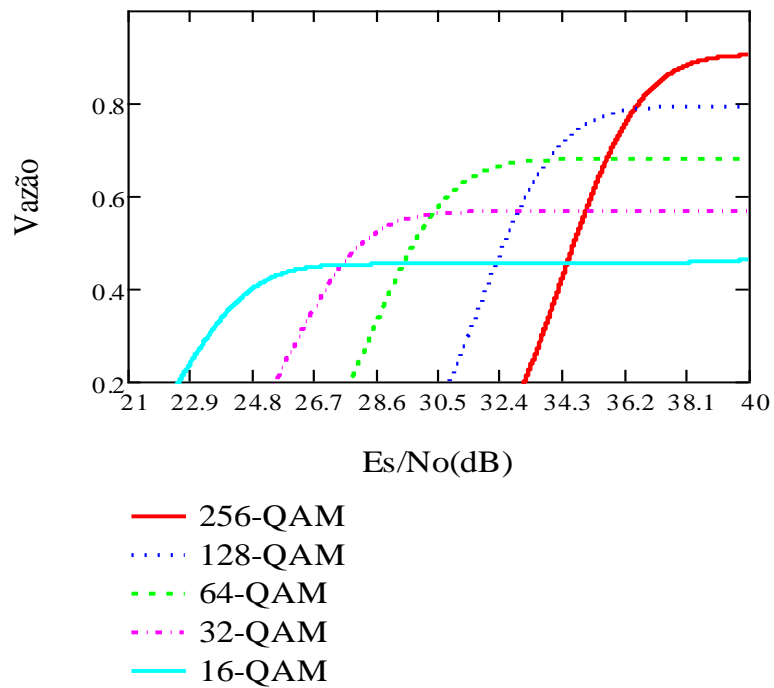


Figura 4.4 - Vazão para modulações M-QAM com $k = 848$ bits.

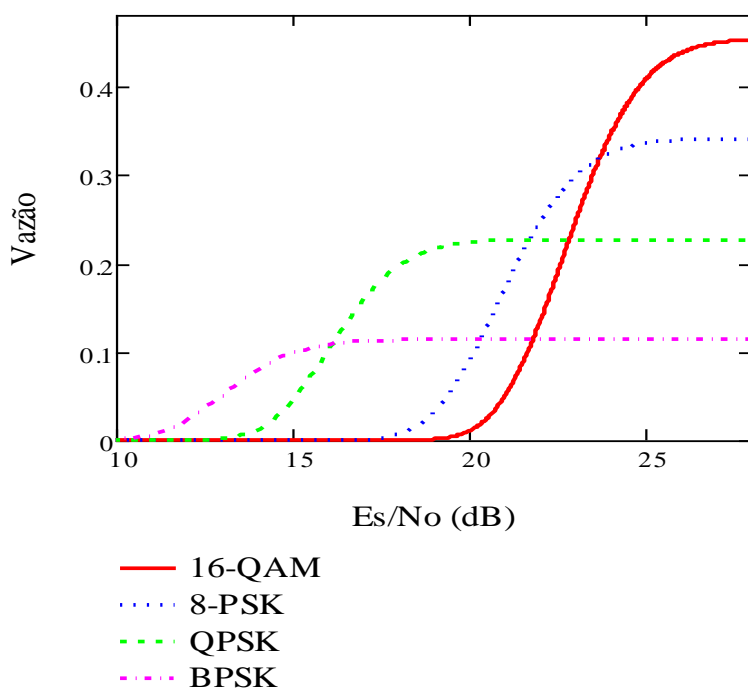


Figura 4.5 - Vazão para modulações 16-QAM e M-PSK com $k = 848$ bits.

Resumindo, dos resultados apresentados nas Tabelas 1 e 2, podem-se tirar as seguintes conclusões:

- ❖ Se a comutação entre duas modulações vizinhas ocorre com base em uma medida de E_s/N_0 (SNR), o valor ótimo de comutação independe do sentido da comutação.
- ❖ Se a comutação ocorre com base no valor da PER (ou taxa de erro de bit), o limiar de comutação depende de sentido da comutação e a definição de um limiar de comutação fixa, para qualquer sentido, não maximiza o desempenho do sistema, uma vez que o valor da PER limiar varia com a modulação corrente. Além disso, contrário ao apresentado na literatura, o valor da PER (ou BER) no limiar de comutação não deve ser fixo e sim variar em função do par de modulações vizinhas consideradas.
- ❖ Os pontos ótimos de comutação dependem do tamanho do pacote e também do tipo de canal.
- ❖ Com a comutação com base no critério da vazão, a PER no ponto ótimo de comutação pode atingir valores considerados elevados em termos de QoS, como $PER = 0,591$ para comutação de Q-PSK para B-PSK.

Uma vez analisada a influência do tamanho do pacote, no restante do trabalho considerar-se-á o número de bits de informação $k = 424$ bits, permitindo uma comparação direta com os resultados apresentados em [11].

A seguir, analisa-se a vazão obtida considerando o uso de códigos de correção automática de erro com diferentes capacidades de correção (t), de modo a obter o ponto ótimo de comutação de um código para outro em um sistema FEC adaptativo. Neste caso, considerou-se a modulação fixa em 256-QAM. A Figura 4.6 ilustra os resultados obtidos, na qual utilizou-se o limitante de Plotkin para determinar o número de bits de paridade necessários para cada valor de t definido.

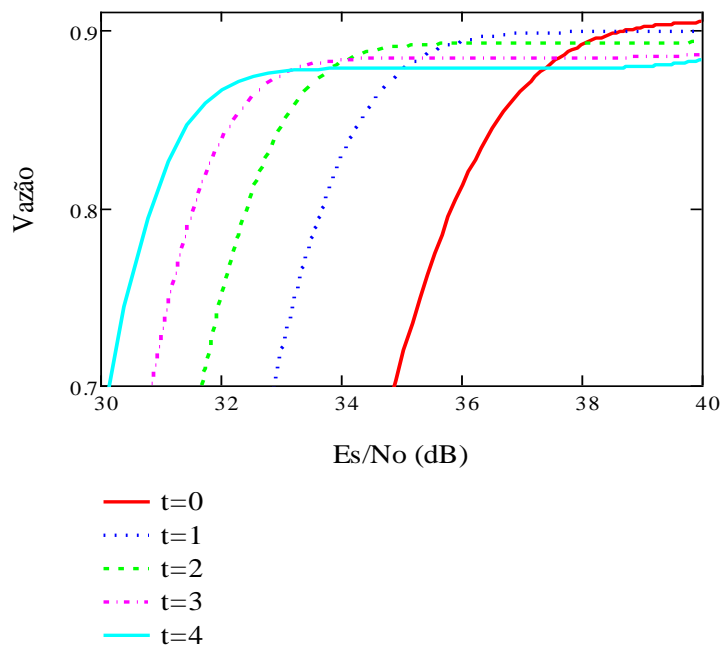


Figura 4.6 - Vazão para sistema FEC adaptativo utilizando o limitante de Plotkin.

Na Figura 4.7 mostra-se a vazão obtida para um sistema FEC adaptativo considerando o uso de códigos de bloco BCH, nos quais o número de bits de paridade foi calculado, para cada valor de t definido, por meio do limitante para os códigos BCH apresentado no Capítulo 2 deste trabalho.

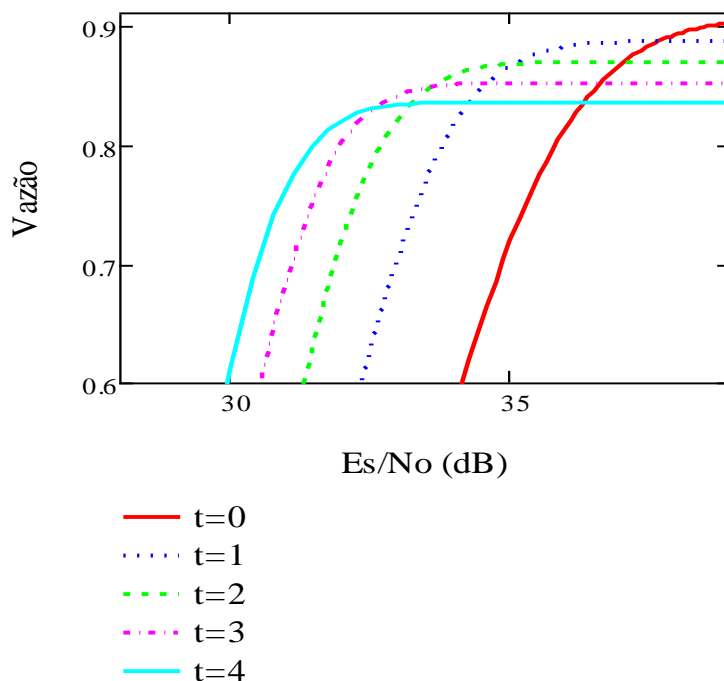


Figura 4.7 - Vazão para sistema FEC adaptativo considerando o código BCH.

A Tabela 3 resume os valores de E_s/N_0 nos pontos ótimos de comutação obtidos a partir das Figuras 4.6 e 4.7. Observa-se que o ponto ótimo de comutação se altera em função da abordagem utilizada para se determinar o número de bits de paridade para uma dada capacidade de correção de erro. Isso representa um indício de que o ponto ótimo de comutação depende da família de códigos implementada no sistema FEC adaptativo.

Comutação de	E_s/N_0 limiar (dB) para BCH	E_s/N_0 limiar (dB) para limitante de Plotkin
t=0 para t=1	37.74	38.63
t=1 para t=2	35.10	35.84
t=2 para t=3	33.62	34.10
t=3 para t=4	32.58	33.15
t=4 para t=5	31.77	32.12

Tabela 3 - Pontos ótimos de comutação segundo FEC adaptativos para limitante de Plotkin e o código BCH.

No restante deste trabalho, ao se analisar sistemas com FEC adaptativo, optou-se por considerar a implementação do sistema utilizando-se códigos BCH, ao invés de trabalhar com o limitante de Plotkin. Optou-se usar BCH em lugar do limitante de Plotkin com o objetivo de tornar a comparação entre modulação e FEC adaptativo mais realista uma vez que para os sistemas com modulação adaptativa as análises consideram o desempenho de modulações específicas.

A Figura 4.8 mostra a vazão obtida considerando a capacidade de correção do código variando de $t = 4$ a $t = 8$, nas mesmas condições da Figura 4.7. Os pontos de comutação para os dois gráficos são apresentados na Tabela 4. Observa-se que à medida que a capacidade de correção t cresce os pontos de comutação assumem valores muito próximos para valores vizinhos de t (por exemplo, a diferença entre o valor de E_s/N_0 no ponto de comutação de $t = 5$ para $t = 6$ e o valor no ponto de comutação de $t = 6$ para $t = 7$ é de apenas 0.47dB). A Tabela 4 resume os pontos ótimos de comutação considerando o uso de códigos BCH.

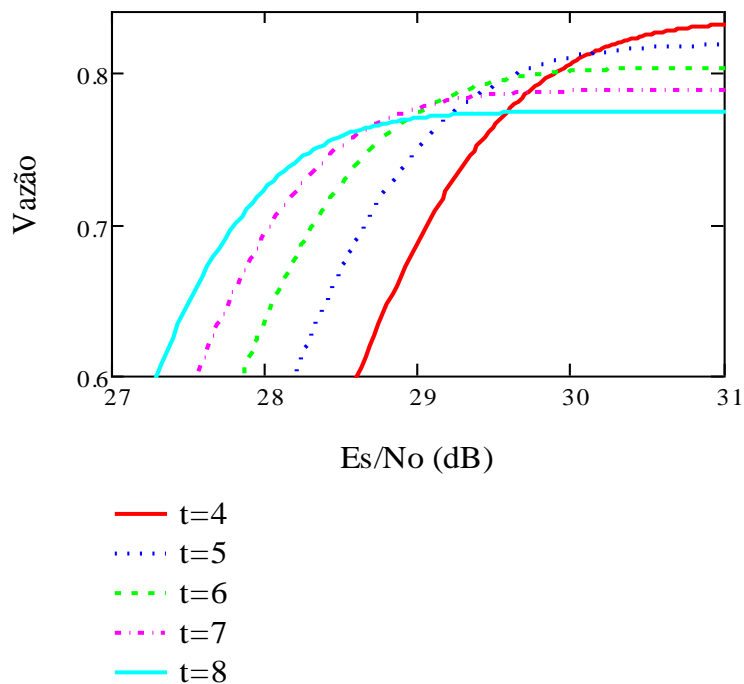


Figura 4.8 - Vazão para sistema FEC adaptativo com código BCH.

Comutação		Es/No limiar (dB)	PER no limiar
De	Para		
t=0	t=1	37.74	0.114
t=1	t=2	35.10	0.115
t=2	t=3	33.62	0.117
t=3	t=4	32.58	0.118
t=4	t=5	31.77	0.119
t=5	t=6	31.10	0.121
t=6	t=7	30.53	0.122
t=7	t=8	30.04	0.123

Tabela 4 - Pontos de comutação para sistema FEC adaptativo com código BCH.

Uma vez que se obteve os resultados da vazão considerando cada sistema adaptativo (Modulação e FEC), decide-se agora fazer uma comparação destes. A Figura 4.9 compara a vazão obtida nestes sistemas adaptativos considerando como

modulação de referência a 256-QAM e realizando a comutação com base no critério da máxima vazão. Observa-se que a técnica modulação adaptativa tem desempenho igual ou superior à técnica de FEC adaptativo para $Es/No \leq 22.88\text{dB}$ e pior em caso contrário. A probabilidade de erro do pacote para $Es/No = 22.88\text{dB}$ é a $PER = 0.031$.

A Figura 4.10 compara as duas técnicas considerando-se agora a modulação 64-QAM como referência. A técnica FEC adaptativo possui um desempenho superior ou igual à técnica de modulação adaptativa para $Es/No \geq 17.56\text{dB}$ e pior desempenho em caso contrário. A probabilidade de erro de pacote da modulação de referência no ponto de cruzamento é $PER = 0.029$.

Os resultados apresentados nas Figuras 4.9 e 4.10 mostram a influência da modulação de referência sobre o ponto de cruzamento das vazões para as duas técnicas, com o ponto de cruzamento assumindo valor menor quando a modulação de referência possui menos pontos na constelação.

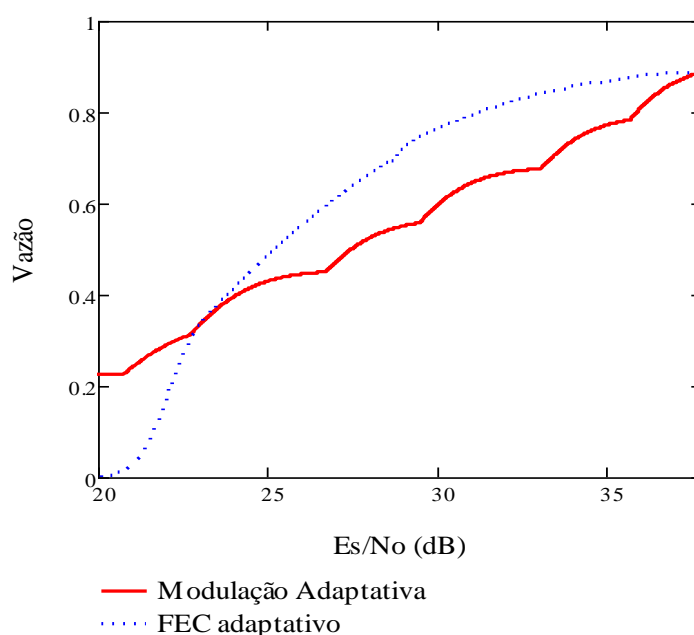


Figura 4.9 - Vazão das técnicas modulação adaptativa e FEC adaptativo, com a modulação 256-QAM como referência.

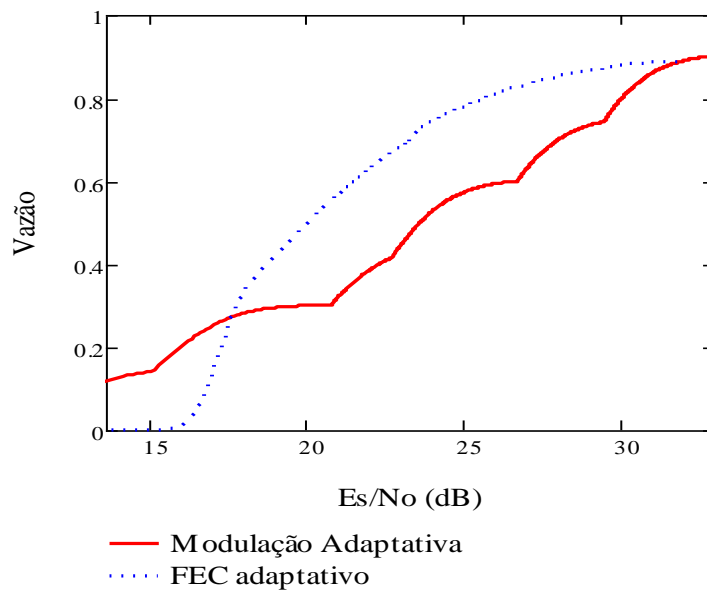


Figura 4.10 - Vazão das técnicas modulação adaptativa e FEC adaptativo, com a modulação 64-QAM como referência.

4.4. CRITÉRIO DA MÁXIMA PER

O critério da vazão não considera qualquer restrição quanto à QoS, podendo resultar em valores elevados para o parâmetro PER particularmente na vizinhança do ponto de comutação de uma modulação mais complexa (com mais pontos de comutação na constelação) para sua vizinha menos complexa. As Figuras 4.11 e 4.12 mostram o comportamento da PER para as técnicas de modulação adaptativa e FEC adaptativo, quando o critério da máxima vazão é utilizado para definir os pontos de comutação, considerando-se as modulações 256-QAM e 64-QAM como referência, respectivamente.

Verifica-se que o uso do critério da máxima vazão pode resultar em valores elevados para o parâmetro PER, podendo tornar necessária à utilização de outro critério para definir os pontos de comutação entre modulações ou códigos vizinhos. Nesta seção, analisa-se a utilização de um valor máximo para a PER como critério para definir os pontos de comutação. Ou seja, haverá a comutação de uma modulação (ou código) para outra (o) sempre que a PER atingir o valor máximo especificado.

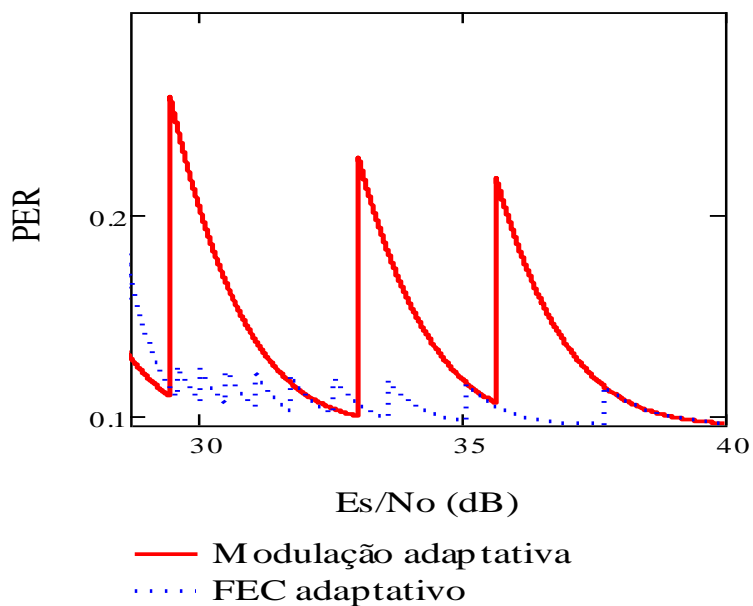


Figura 4.11 - PER para as técnicas modulação adaptativa e FEC adaptativo, com modulação 256-QAM como referência.

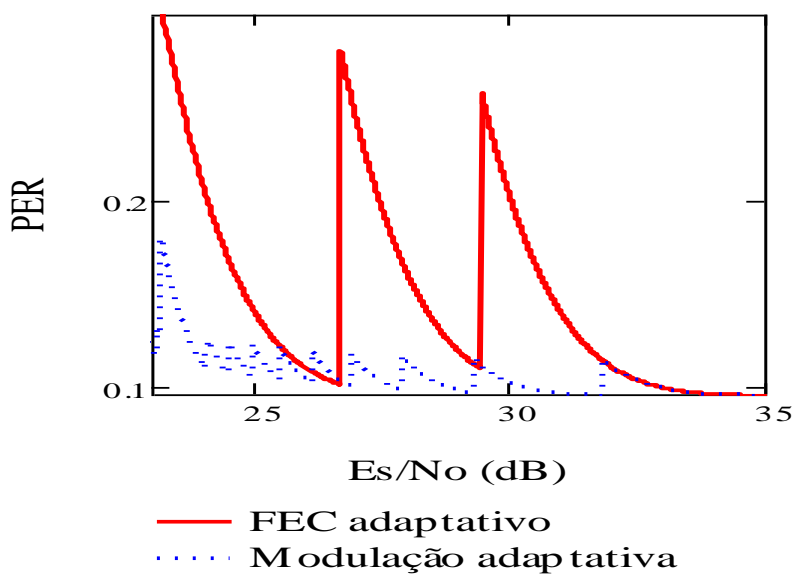


Figura 4.12 - PER para as técnicas modulação adaptativa e FEC adaptativo, com modulação 64-QAM como referência.

As Figuras 4.13 e 4.14 ilustram o comportamento da máxima PER, em função de E_s/N_0 , para as modulações M-QAM e M-PSK, respectivamente. O ponto de comutação de uma modulação para outra é definido pelo ponto de cruzamento da PER da modulação corrente com a reta definida pelo valor máximo permitido para o parâmetro, por exemplo, $PER_{m\acute{a}x} = 0.15$.

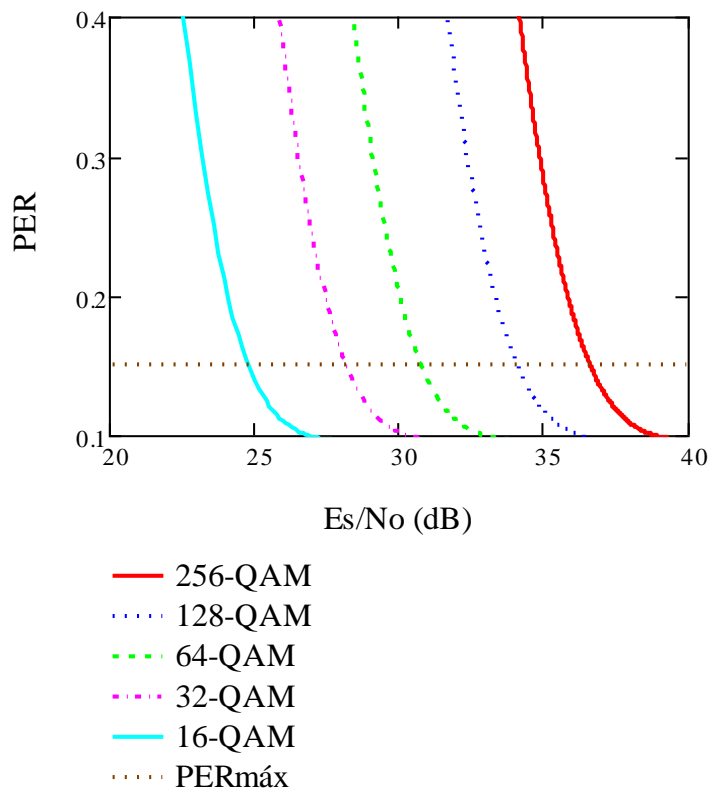


Figura 4.13 - Parâmetro *PER* para modulações *M-QAM*.

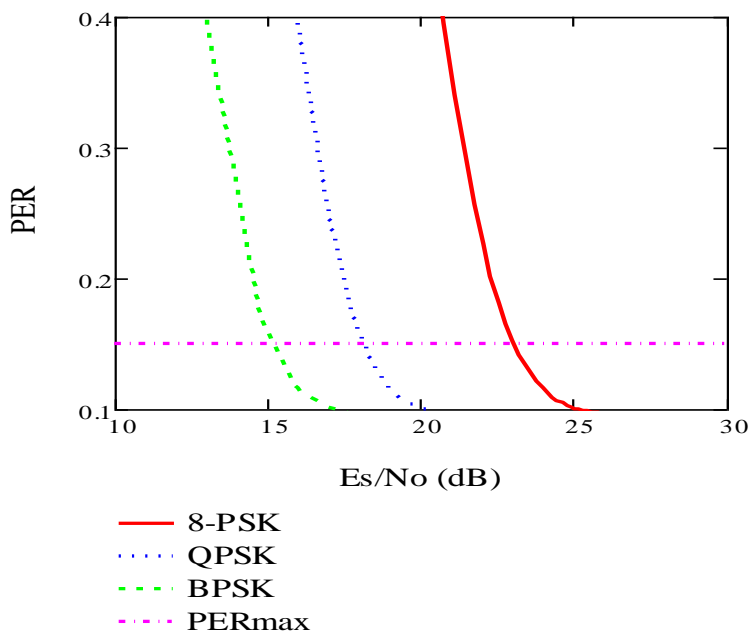


Figura 4.14 – Parâmetro *PER* para a modulação *M-PSK*.

A Figura 4.15 mostra o comportamento da *PER* como função de *Es/No* para um sistema FEC adaptativo com códigos com $t = 0, 1, 2, 3$ e 4 , considerando a modulação 256-QAM como referência. O ponto de comutação de um código para

outro é definido pelo ponto de cruzamento da curva da PER do código corrente com a reta definida pelo valor máximo permitido para o parâmetro, por exemplo, $PER_{m\acute{a}x} = 0.15$.

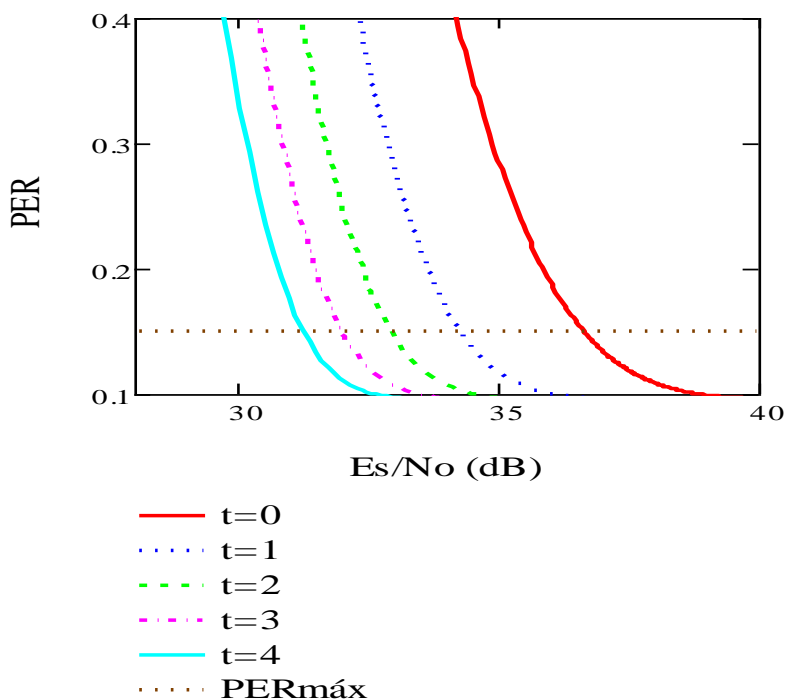


Figura 4.15 - PER para técnica FEC adaptativo considerando a modulação 256-QAM como referência.

Os pontos de comutação entre modulações vizinhas e códigos vizinhos, considerando uma PER limite igual a 0.15, estão apresentados na Tabela 5. A última linha para o esquema de modulação adaptativa mostra o valor mínimo admissível para Es/No , abaixo do qual não é possível alcançar a PER especificada.

A Tabela 6 mostra os resultados para uma máxima PER igual a 0.10. Observa-se que os valores de Es/No de comutação são diferentes daqueles obtidos considerando PER máxima igual a 0.15. Para as duas técnicas, modulação adaptativa ou FEC adaptativo, a probabilidade de erro de pacote no ponto de comutação é constante e igual ao valor da máxima PER escolhido.

Comparando os resultados obtidos neste critério com aqueles apresentados em [11], onde o canal é sem memória, pode-se verificar que os pontos de comutação são totalmente diferentes. Assim, conclui-se que, novamente, os pontos de comutação dependem do tipo de canal.

Comutação de	Es/No Limiar (dB)	PER no limiar	Comutação de	Es/No Limiar(dB)	PER no limiar
256 para 128-QAM	36.65	0.15	t=0 para t=1	36.65	0.15
128 para 64-QAM	34.12	0.15	t=1 para t=2	34.28	0.15
64 para 32-QAM	30.80	0.15	t=2 para t=3	32.94	0.15
32 para 16-QAM	28.21	0.15	t=3 para t=4	31.99	0.15
16-QAM para 8- PSK	24.83	0.15	t=4 para t=5	31.25	0.15
8-PSK para QPSK	23.05	0.15	t=5 para t=6	30.63	0.15
QPSK para BPSK	18.06	0.15	t=6 para t=7	30.11	0.15
BPSK para indisp	15.05	0.15	t=7 para t=8	29	0.15

Tabela 5 - Pontos de comutação para modulação adaptativa com PER limite igual a 0.15.

Comutação de	Es/No Limiar (dB)	PER no limiar	Comutação de	Es/No Limiar(dB)	PER no limiar
256 para 128-QAM	38.84	0.1	t=0 para t=1	38.84	0.1
128 para 64-QAM	36.29	0.1	t=1 para t=2	36.06	0.1
64 para 32-QAM	32.93	0.1	t=2 para t=3	34.51	0.1
32 para 16-QAM	30.30	0.1	t=3 para t=4	33.44	0.1
16-QAM para 8-PSK	26.88	0.1	t=4 para t=5	32.61	0.1
8-PSK para QPSK	25.13	0.1	t=5 para t=6	31.93	0.1
QPSK para BPSK	20.04	0.1	t=6 para t=7	31.35	0.1
BPSK para indisp	17	0.1	t=7 para t=8	30.85	0.1

Tabela 6 - Pontos de comutação para modulação adaptativa com PER limite igual a 0.10

Comparando os pontos de comutação ótimos obtidos com o critério da máxima PER com os obtidos com o critério da máxima vazão, percebe-se que o valor ótimo de E_s/N_0 para comutação depende do critério considerado.

A comutação com base no critério da máxima PER resultará em uma perda de vazão no enlace sem fio em relação à comutação com base no critério da vazão. As Figuras 4.16 e 4.17 ilustram estas perdas para sistemas com modulação adaptativa e FEC adaptativo, respectivamente, e modulação 256-QAM como referência. Verifica-se que a perda da vazão aumenta à medida que o valor limite fixado para a PER diminui.

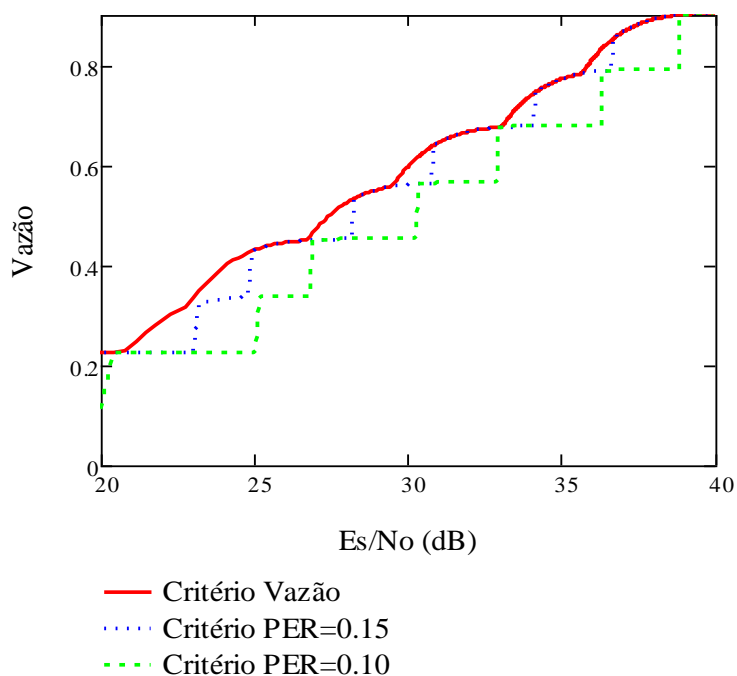


Figura 4.16 - Perda de vazão para sistema com modulação adaptativa e modulação 256 QAM como referência.

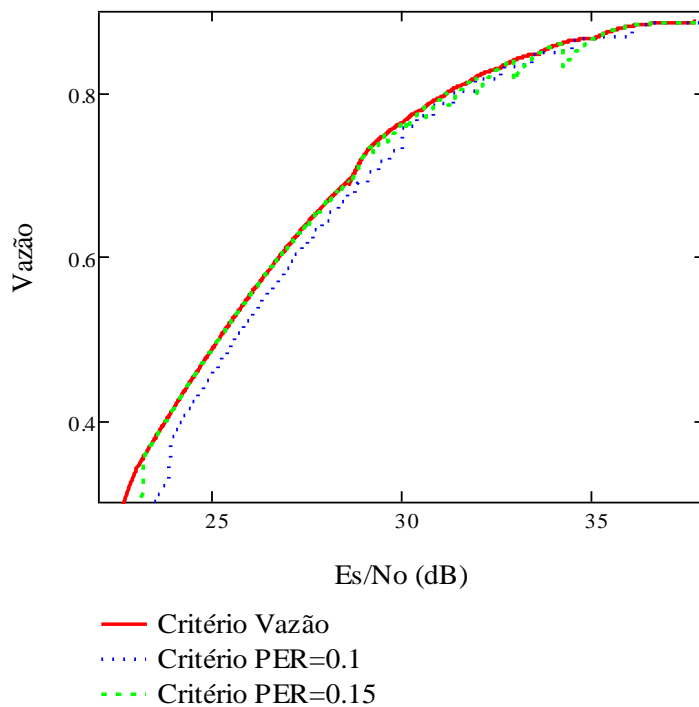


Figura 4.17 - Perda de vazão para sistema com FEC adaptativo e modulação 256-QAM como referência.

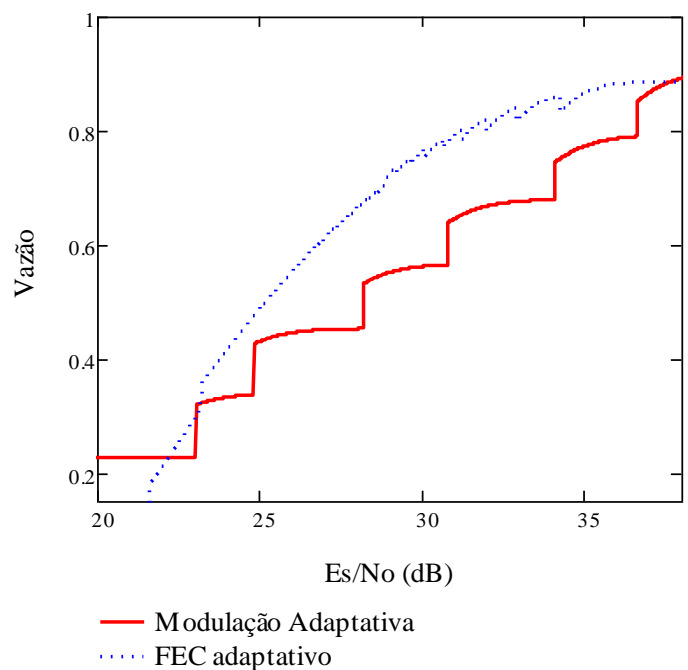


Figura 4.18 - Vazão nas técnicas FEC adaptativo e modulação adaptativa, com comutação baseada no critério $PER \leq 0.15$.

A Figura 4.18 compara a vazão das técnicas modulação adaptativa e FEC adaptativo quando o critério da PER é utilizado para comutação entre modulações ou

códigos vizinhos. A técnica FEC adaptativo tem desempenho melhor ou igual à técnica de modulação adaptativa para $Es/No \geq 23.20$ dB e desempenho pior para caso contrario. Este valor da relação Es/No obtido depende da modulação de referência.

A perda da vazão nos sistemas com modulação adaptativa pode ser diminuída sem ultrapassar o limite máximo definido para a PER utilizando um sistema híbrido (combinação das duas técnicas), onde o ponto de comutação é definido com base no critério da vazão e um código FEC adaptativo é acrescentado de modo a garantir que o critério da máxima PER seja satisfeito.

A Figura 4.19 compara a vazão do sistema com comutação baseada na vazão com a do sistema híbrido proposto, considerando o valor limite de 0.15 para a máxima PER. Verifica-se que o sistema híbrido proposto tem vazão similar à do sistema com comutação baseada no critério da vazão, satisfazendo o limite máximo definido para a PER. A Figura 4.20 mostra a capacidade t do código FEC adaptativo utilizado, em função de Es/No .

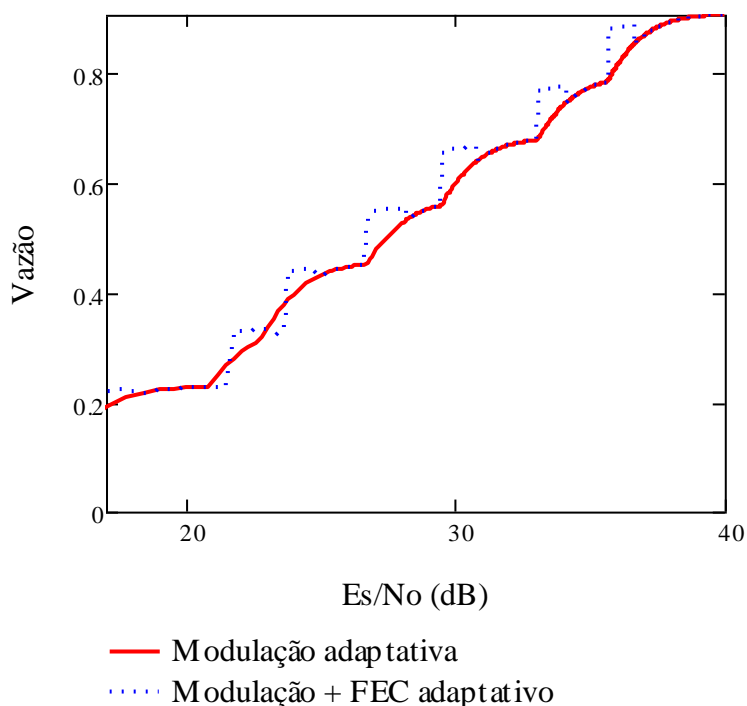


Figura 4.19 - Vazão para modulação adaptativa e sistema híbrido.

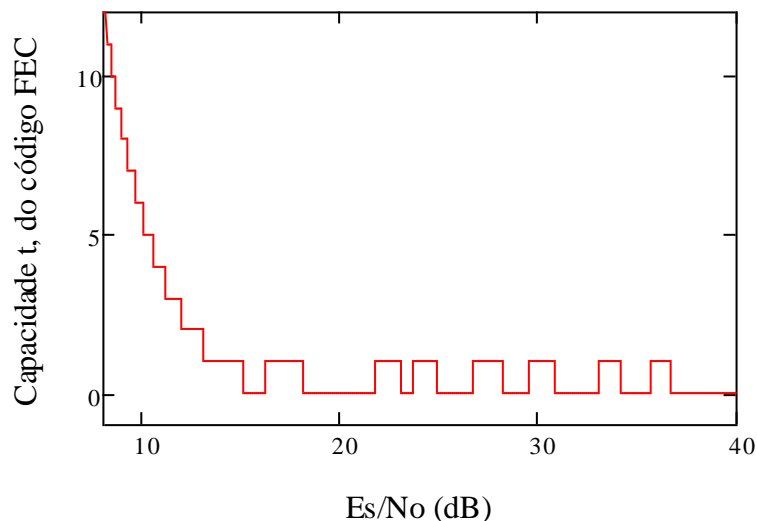


Figura 4.20 - Capacidade de correção do código FEC.

4.5. CRITÉRIO DO ATRASO

Para aplicações em tempo não real, às quais permitem a retransmissão dos pacotes, o tempo médio necessário para transmitir um pacote sem erro é um critério de desempenho importante. Nestas aplicações, um pacote recebido com erro é descartado e uma retransmissão é solicitada.

Nas análises realizadas a seguir, seguindo [11], para calcular o tempo médio para transmitir um pacote correto considerou-se o seguinte cenário:

- ❖ A rede utiliza a técnica de múltiplo acesso TDMA, com X janelas de tempo em um quadro (incluindo janelas para transmissão no uplink e downlink, quando um sistema TDD (*Time Division Duplexing*) for utilizado, com n_s bits sendo transmitidos em cada janela;
- ❖ cada pacote é transmitido sobre Z quadros (um pacote precisa de X janelas de tempo para ser transmitido);
- ❖ cada pacote é retransmitido até que seja recebido corretamente (considera-se que o número de retransmissão é ilimitado), não há retransmissão dos bits transmitidos em cada janela de tempo e sim do pacote inteiro;
- ❖ o desvanecimento no canal é lento (a duração do desvanecimento é muito maior que a duração da transmissão do pacote).

4.5.1. CRITÉRIO DO ATRASO PARA FEC ADAPTATIVO

Para o cenário definido acima, em um sistema com FEC adaptativo os n_s bits transmitidos em cada janela de tempo são protegidos por um código de correção automática de erro que tentará corrigir eventuais erros que ocorrerem na transmissão dos bits. Neste caso, o tempo médio para transmissão de um pacote sem erros, desprezando o efeito dos erros que não podem ser detectados pelo código, é calculado pela Equação 4.2 [11]:

$$T_{fec} = \frac{n_s \cdot [(Z-1)X + 1]}{(1 - PER) \cdot B \cdot \log_2 M} \quad (4.2)$$

Onde n_s é o número total de bits transmitidos em uma janela (que depende do código que está sendo utilizado para correção de erro), B é a largura de faixa do canal sem fio, Z é o número de quadros necessários para transmitir um pacote, X é o número de janelas em cada quadro, M é o número de símbolos na constelação da modulação de referência. Como os códigos FEC são aplicados em cada janela de tempo, precisam-se modificar as Equações 3.8 e 3.9 para poder calcular as novas probabilidades de erro de pacote associadas a cada estado *Good* e *Bad*. As novas equações destas probabilidades para cada estado são calculadas nas Equações 4.3 e 4.4 respectivamente.

$$P(p_g) = 1 - \left(\sum_{i=0}^t \binom{n_s}{i} (1 - p_g)^{n_s - i} p_g^i \right)^Z \quad (4.3)$$

$$P(p_b) = 1 - \left(\sum_{i=0}^t \binom{n_s}{i} (1 - p_b)^{n_s - i} p_b^i \right)^Z \quad (4.4)$$

onde p_g e p_b são as probabilidades de erro de bits do canal em cada estados *Good* e *Bad* dadas pelas equações 3.5 e 3.6 respectivamente.

Com as Equações (4.3) e (4.4), a probabilidade de erro de pacote é calculada por meio da Equação (3.7). Para determinar o ponto ótimo de comutação entre códigos vizinhos, define-se um fator de desempenho como a relação entre o tempo médio para se transmitir um pacote considerando o uso de um código com $t = j$ e o mesmo tempo considerando um código com $t = j+1$, com $j = 0, 1, 2, 3, \dots$. Este fator está expresso na Equação 4.5 [11].

$$\Delta_j = \frac{n_j}{n_{j+1}} \cdot \left(\frac{1 - PER_{j+1}}{1 - PER_j} \right) \quad (4.5)$$

O ponto ótimo de comutação de um código para o seu vizinho é obtido pelo ponto de cruzamento da curva de Δ_j com a reta $\Delta = 1$. Note que Δ_j igual a 1 indica que o atraso obtido utilizando o código com capacidade j é igual ao atraso obtido com a utilização do código $j + 1$. Se Δ_j se torna maior do que 1, o atraso obtido utilizando o código com capacidade j fica superior ao atraso obtido com a utilização do código $j + 1$ e, portanto, o sistema deve comutar do código com capacidade j para o código com capacidade $j + 1$.

O ponto ótimo de comutação é fortemente dependente do valor do parâmetro Z , que é diretamente proporcional ao tamanho do pacote. Para ilustrar esta dependência, mostra-se na Figura 4.21 o fator de desempenho para $j = 0$ e $j = 1$, considerando diversos valores de Z . Na Figura 4.21 considerou-se a modulação 256-QAM como modulação de referência. Os demais parâmetros utilizados, para efeito de comparação, são idênticos aos utilizados em [11], a saber: $X = 10$ e $k = 424$ bits. Os valores de n foram definidos, em função da capacidade do código, considerando o limitante para o código BCH apresentado no Capítulo 2.

Como pode-se observar na Figura 4.21, o parâmetro Z tem grande influência na definição dos pontos ótimos de comutação. Este parâmetro depende do tamanho do pacote, que por sua vez depende do tipo de aplicação, e pode variar significativamente.

Na Figura 4.22 foram definidos os pontos de comutação para vários códigos, considerando a modulação 256-QAM como referência e sendo $Z = 5$. Os pontos ótimos de comutação estão resumidos na Tabela 7.

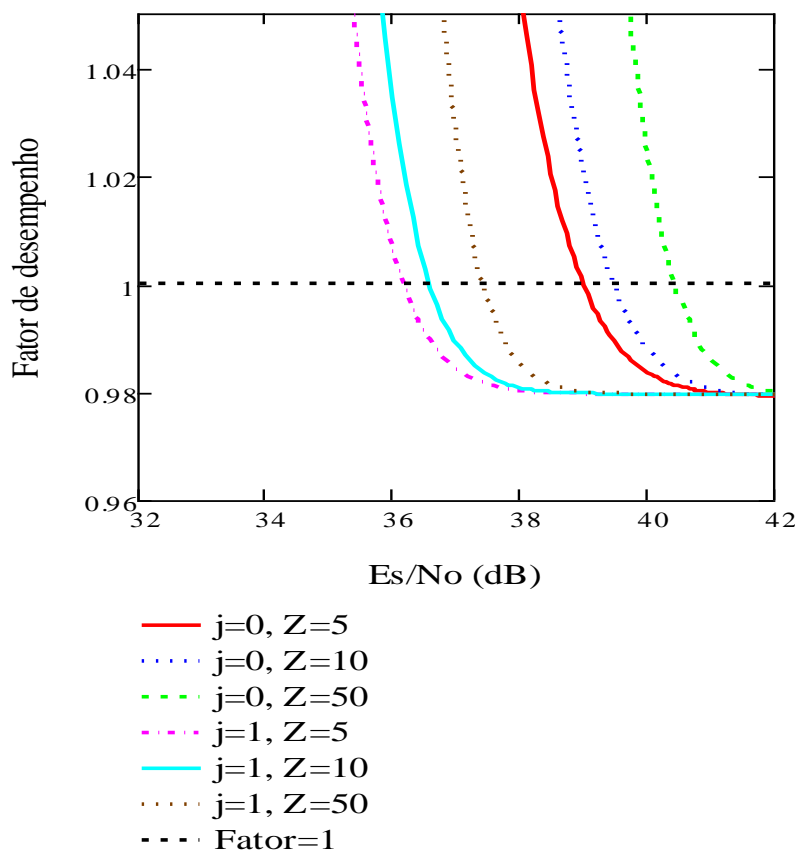


Figura 4.21- *Influência de Z no ponto de comutação entre códigos vizinhos para a técnica FEC adaptativo.*

Uma análise comparativa dos resultados obtidos, apresentados nas Tabelas 3, 4, 5, 6 e 7, permite concluir que o ponto ótimo de comutação entre códigos vizinhos em um sistema FEC adaptativo depende do critério utilizado. Concluindo, pode-se afirmar que para os critérios de máxima vazão e do atraso, se a comutação é baseada em uma estimativa de PER, o valor no ponto de comutação não é fixo, e varia conforme o código corrente, porém para o critério da máxima PER a comutação ocorre na PER fixada e é constante.

Os resultados obtidos usando a técnica de FEC adaptativo para qualquer critério neste trabalho são totalmente diferentes daqueles obtidos em [11] onde o canal é sem memória. Pode-se afirmar então que os pontos ótimos de comutação entre códigos vizinhos dependem do tipo do canal e do critério considerado. Em todos os critérios estudados usando as técnicas de FEC adaptativo percebe-se que os valores de Es/No nos pontos de comutação são mais altos para canal com memória do que para canal sem memória.

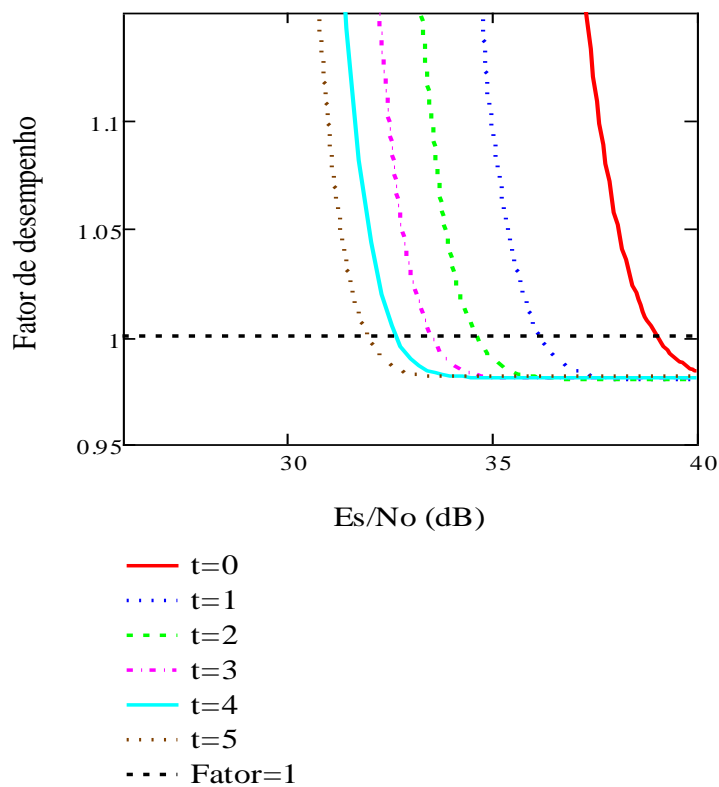


Figura 4.22 – Fator de desempenho entre códigos vizinhos para a técnica FEC adaptativo.

Comutação		Es/No (dB)	PER no limiar
De	Para		
t=0	t=1	39.02	0.113
t=1	t=2	36.16	0.114
t=2	t=3	34.62	0.115
t=3	t=4	33.51	0.116
t=4	t=5	32.66	0.117
t=5	t=6	31.96	0.118

Tabela 7 - Pontos de comutação para técnica FEC adaptativo.

4.5.2. CRITÉRIO DO ATRASO PARA MODULAÇÃO ADAPTATIVA

No contexto de um sistema com modulação adaptativa, o tempo médio para se transmitir um pacote, para uma dada modulação, considerando que as retransmissões são feitas em nível de pacote (ou seja, o pedido de retransmissão é feito para o pacote completo e não para os fragmentos transmitidos em cada janela de tempo), pode ser calculado pela seguinte equação [11]:

$$T_{mod} = \frac{n_s \cdot [(Z-1)X + 1]}{(1 - PER) \cdot B \cdot \log_2 M} \quad (4.6)$$

onde B é a largura de faixa do canal, M é o número de símbolos na constelação da modulação corrente, PER é a probabilidade de erro de pacote e n_s é o número de bits transmitidos em cada janela de tempo. Como a retransmissão é feita a nível de pacote, precisam-se modificar as Equações 3.8 e 3.9 para pode calcular a probabilidade de erro de pacote associada a cada estado *Good* e *Bad*. As novas equações destas probabilidades para cada estado são calculadas nas Equações 4.7 e 4.8 respectivamente.

$$P(p_g) = 1 - (1 - p_g)^{n_s \cdot Z} \quad (4.7)$$

$$P(p_b) = 1 - (1 - p_b)^{n_s \cdot Z} \quad (4.8)$$

onde p_g e p_b são as probabilidades de erro de bits do canal em cada estados *Good* e *Bad* dadas pelas equações 3.5 e 3.6 respectivamente. Com as equações (4.7) e (4.8), a probabilidade de erro de pacote é calculada por meio da equação (3.7).

Para definir o ponto ótimo de comutação entre duas modulações vizinhas i e j , respectivamente, utiliza-se novamente o conceito de fator de desempenho, definido aqui como a relação entre o tempo médio para se transmitir um pacote para a modulação (i), com 2^i símbolos na constelação, e o mesmo tempo para a modulação j , com 2^j símbolos, calculado pela expressão [11]:

$$\Delta_{i,j} = \frac{\log_2 M_j}{\log_2 M_i} \cdot \left(\frac{1 - PER_i}{1 - PER_j} \right) \quad (4.9)$$

Onde M_i e M_j são os números de pontos na constelação das modulações i e j , respectivamente, e PER_i e PER_j são as probabilidades de um pacote conter erro para as modulações i e j , respectivamente.

A Figura 4.23 mostra a influência do valor de Z no ponto de comutação, que é definido pelo cruzamento da curva do fator de desempenho com a reta $\Delta = 1$, para a comutação da modulação 256-QAM para 128-QAM. Como no caso do sistema com FEC adaptativo, as mesmas conclusões são obtidas, ou seja, o valor de Z influencia fortemente nos pontos ótimos de comutação e, portanto, estes devem ser calculados como uma função de Z . Os parâmetros utilizados na Figura 4.23 foram $Z=5, 10$ e 100 , $X = 10$ e $k = 424$ bits.

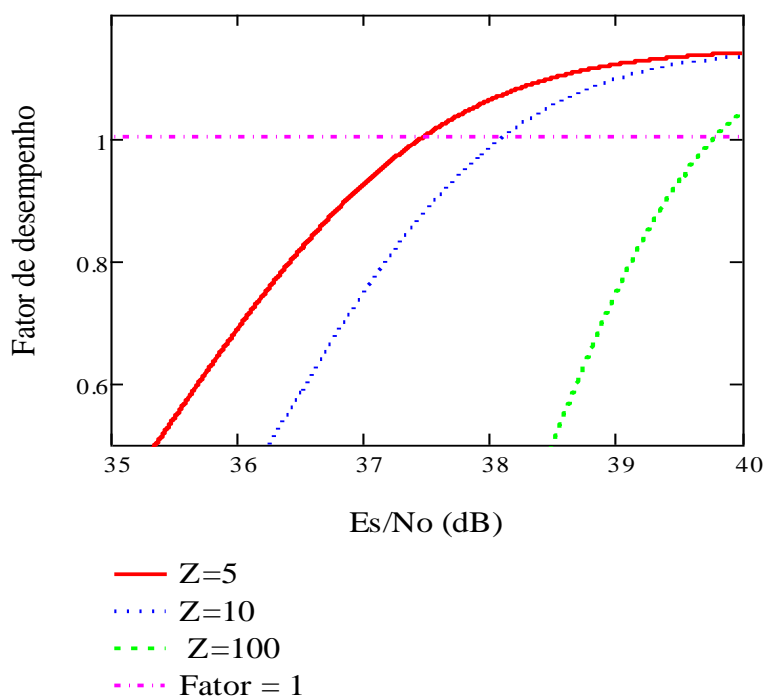


Figura 4.23 - Influência do valor de Z no ponto de comutação em sistema com modulação adaptativa.

As Figuras 4.24 e 4.25 mostram, respectivamente, o fator de desempenho para as modulações M-QAM e M-PSK, considerando $Z = 5$ e $X = 10$.

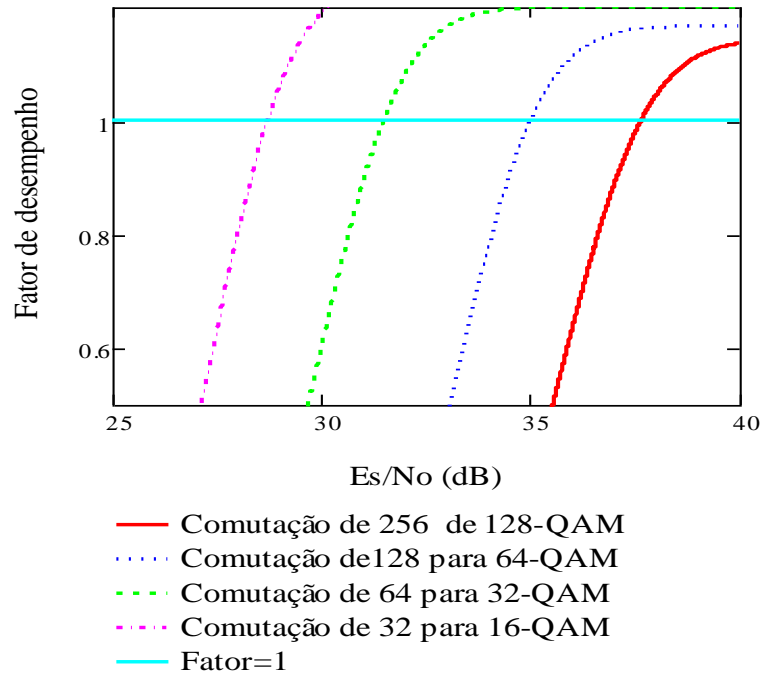


Figura 4.24 - Fator de desempenho entre modulações M-QAM.

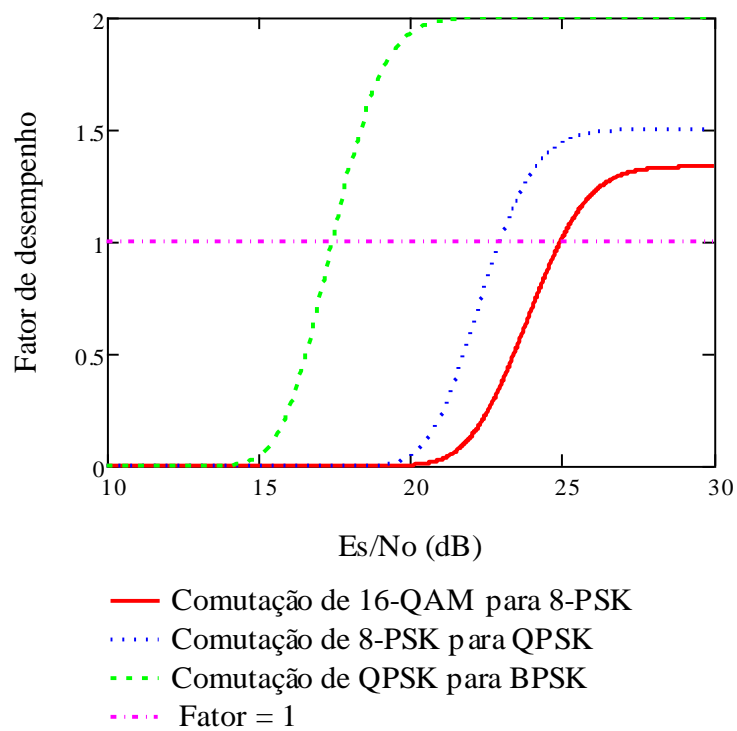


Figura 4.25 - Fator de desempenho entre modulação 16-QAM e 8-PSK e entre modulações M-PSK.

Os pontos ótimos de comutação entre modulações vizinhas estão resumidos na Tabela 8.

Comutação de	Es/No Limiar (dB)	PER no limiar	Comutação de	PER no limiar
256 para 128-QAM	37.47	0.21	128 para 256-QAM	0.099
128 para 64-QAM	34.83	0.23	64 para 128-QAM	0.096
64 para 32-QAM	31.31	0.25	32 para 64-QAM	0.101
32 para 16-QAM	28.54	0.28	16 para 32-QAM	0.097
16-QAM para 8-PSK	24.76	0.35	8-PSK para 16-QAM	0.14
8-PSK para QPSK	22.77	0.40	QPSK para 8-PSK	0.095
QPSK para BPSK	17.24	0.57	BPSK para QPSK	0.11

Tabela 8 - Pontos de comutação para sistema com modulação adaptativa e critério de comutação baseado em atraso.

Uma análise da Tabela 8 permite concluir que se a comutação é feita em base da PER o valor da PER no limiar depende do sentido da comutação e também depende da modulação vizinha. Tal conclusão é foi obtida no critério da vazão e é válida independentemente do modelo do canal.

Comparando-se os resultados apresentados nas Tabelas 1, 2, 5, 6 e 8, verifica-se que o ponto ótimo de comutação entre modulações vizinhas em um sistema com modulação adaptativa depende do tamanho do pacote e critério escolhido. As maiores diferenças estão entre o critério que busca a maximização da vazão e o critério que estabelece um valor limite igual a 0.15 para a PER (diferença entre 3.19 e 9.63 dB no Es/No de comutação, dependendo da modulação corrente).

Nos critérios da vazão e do atraso, se a comutação é baseada em uma estimativa de PER, o valor no ponto de comutação não é fixo, mas varia com a modulação corrente e com o sentido da comutação. Porém, para o critério da máxima PER a comutação entre modulações vizinhas ocorre sempre para a PER fixada.

Uma análise comparativa das presentes conclusões obtidas com aquelas apresentadas em [11], permite afirmar que o ponto ótimo de comutação entre modulações vizinhas depende do tipo do canal e do critério considerado. Em todos os critérios estudados usando as técnicas de modulação adaptativa percebe-se que os valores dos pontos de comutação são mais altos para canal com desvanecimento Rayleigh.

Agora, com o intuito de comparar o desempenho da técnica com modulação adaptativa com o desempenho da técnica com FEC adaptativo, vamos definir um novo fator de desempenho como a relação entre o tempo médio para se transmitir um pacote sem erros no sistema com modulação adaptativa e o mesmo tempo no sistema com FEC adaptativo. Os resultados são apresentados na Figura 4.26. Esta Figura permite concluir que o tempo médio para transmitir um pacote utilizando a técnica de FEC adaptativo é maior do que o tempo médio para transmitir um pacote fazendo uso da técnica de modulação adaptativa para um determinado intervalo de E_s/N_0 e menor em outro intervalo. Assim, Uma técnica híbrida que resulta da combinação destas duas técnicas pode melhorar o desempenho do sistema.

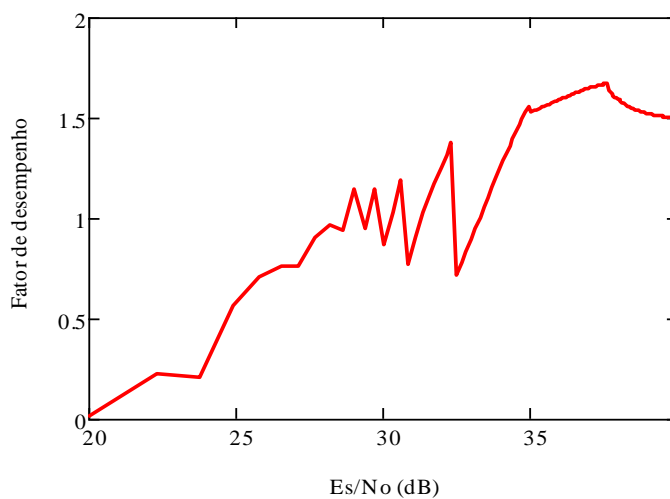


Figura 4.26 - Fator de desempenho entre modulação adaptativa e FEC adaptativo.

4.6. TÉCNICA HÍBRIDA- MODULAÇÃO ADAPTATIVA e FEC ADAPTATIVO

Os resultados obtidos nas seções precedentes mostram que o FEC adaptativo tem melhor desempenho que a modulação adaptativa quando a relação E_s/N_0 tem valores altos e pior desempenho quando E_s/N_0 é baixo. Este comportamento é similar ao obtido nas análises feitas para canais sem memória e apresentados em [11], onde um sistema híbrido foi proposto com o objetivo de melhorar o desempenho do sistema.

Na técnica híbrida apresentada em [11], um código de correção de erro é acrescentado de modo a se obter um dado desempenho em termos de CER. Ou seja, para cada modulação considerada, calcula-se, em função da relação E_s/N_0 , a capacidade t necessária para que a CER fique abaixo de um patamar fixado, garantindo portanto a QoS do sistema no que diz respeito a este parâmetro. Definidos os códigos necessários, aplica-se então os critérios da máxima vazão e do atraso médio para se definir os pontos ótimos de comutação.

Nesta seção vamos investigar o desempenho do sistema híbrido proposto em [11] considerando um canal com desvanecimento Rayleigh, com a alteração de que, em nossas análises, a capacidade do código é estabelecida para que a PER fique abaixo de um patamar fixado (e não, CER, como nas análises realizadas em [11]). Os critérios de desempenho utilizados para fixar os pontos ótimos de comutação são os mesmos utilizados em [11], ou seja, máxima vazão e mínimo atraso médio para transferência de um pacote sem erros.

4.6.1. CRITÉRIOS DA MÁXIMA VAZÃO

As Figuras 4.27 e 4.28 mostram a vazão, calculada pela Equação 4.1, obtida para as modulações M-QAM e M-PSK, respectivamente, quando um código FEC adaptativo é acrescentado para se manter a PER abaixo de um limiar fixado em 0.1. Os pontos de comutação são obtidos pelo cruzamento das curvas de vazão das modulações vizinhas e estão resumidos na Tabela 9.

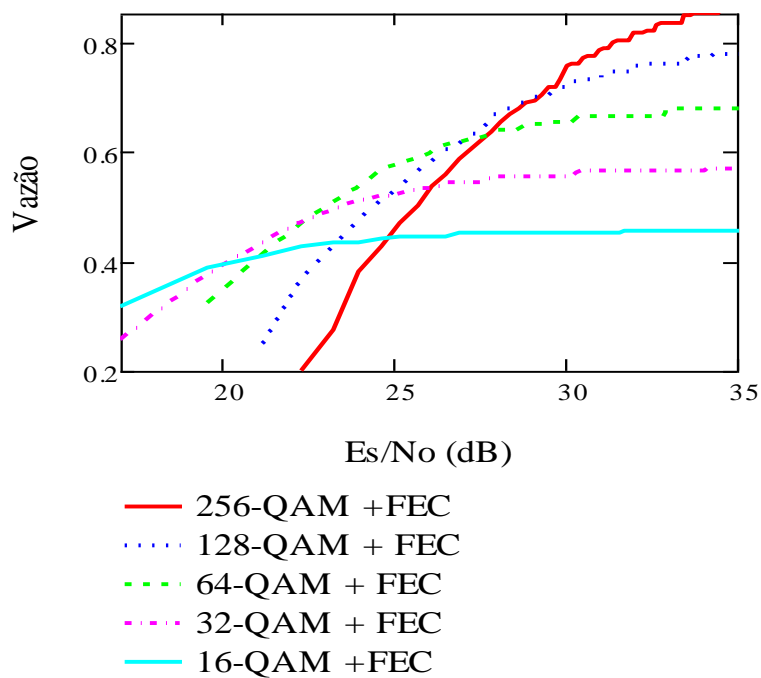


Figura 4.27 - Vazão para modulações M -QAM associadas com FEC adaptativo.

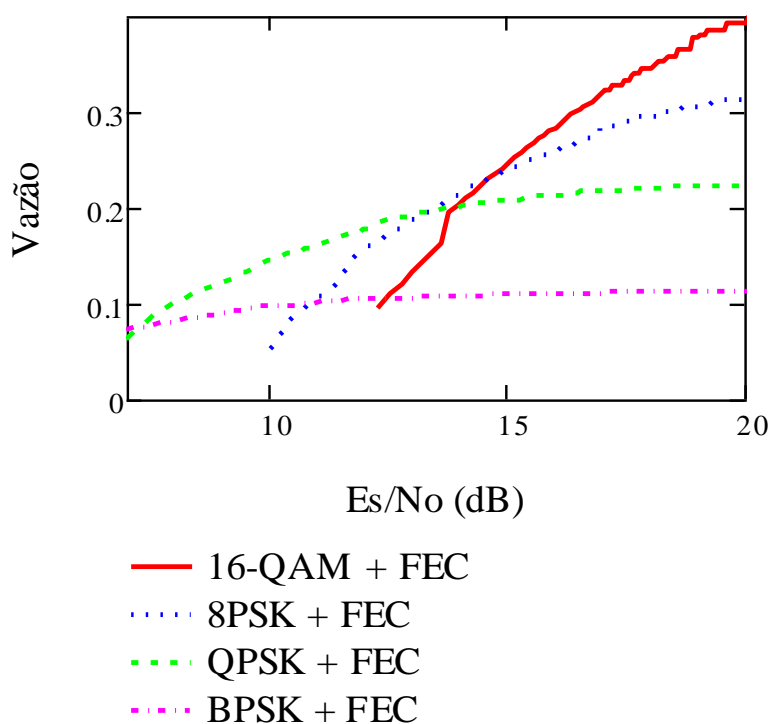


Figura 4.28 - Vazão para modulação 16-QAM e modulações M -PSK associadas com FEC adaptativo.

A Figura 4.29 compara a vazão da técnica híbrida analisada nesta seção com as técnicas modulação adaptativa (sem código) e FEC adaptativo (com modulação fixa). A modulação de referência é a 256-QAM. Os pontos de comutação para as técnicas de

modulação adaptativa e FEC adaptativo foram obtidos seguindo-se o procedimento descrito na Seção 2, de modo a se obter $PER \leq 0.1$ e também estão resumidos na Tabela 9. Verifica-se que a técnica híbrida proposta tem desempenho superior em toda a faixa de E_s/N_0 considerada.

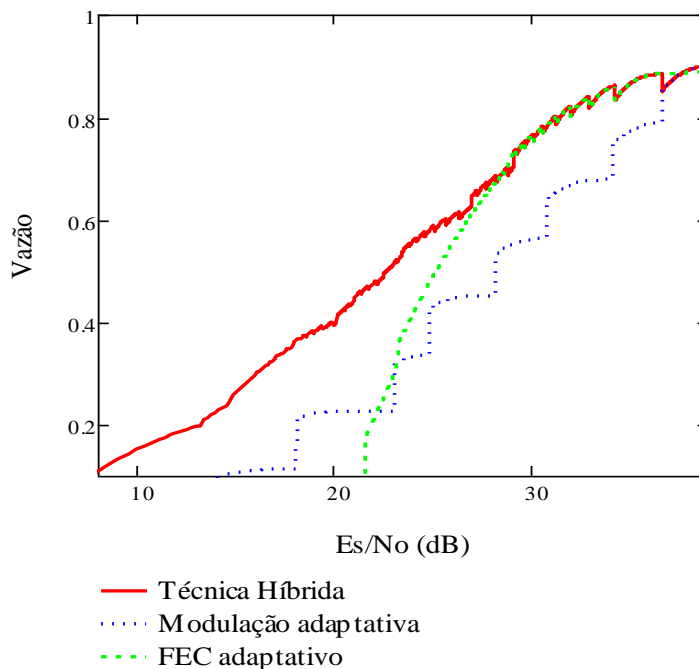


Figura 4.29 - Vazão para as técnicas híbrida, modulação adaptativa e FEC adaptativo.

Comutação de	Técnica híbrida E_s/N_0 (dB)	Modulação adaptativa E_s/N_0 (dB)	Comutação de		FEC adaptativo E_s/N_0 (dB)
			De $t=$	Para $t=$	
256 para 128-QAM	29.10	36.65	0	1	36.65
128 para 64-QAM	27.02	34.12	1	2	34.28
64 para 32-QAM	22.53	30.80	2	3	32.94
32 para 16-QAM	20.13	28.21	3	4	31.99
16-QAM para 8-PSK	14.63	24.83	4	5	31.25
8-PSK para QPSK	13.22	23.05	5	6	30.63
QPSK para BPSK	6.99	18.06	6	7	30.11

Tabela 9 - Pontos de comutação para critério da vazão.

4.6.2 TEMPO MÉDIO PARA TRANSMITIR UM PACOTE

O tempo médio para transmitir um pacote no sistema híbrido é dado pela Equação 4.10, derivada diretamente da Expressão 4.6, lembrando-se que um código FEC é acrescentado para que a PER fique abaixo de um limiar especificado (0.1) e, portanto, o número total de bits, n_i , varia com a relação E_s/N_0 no canal [11].

$$T_{hib} = \frac{n_s \cdot [(Z-1)X + 1]}{(1 - PER_i) \cdot B \cdot \log_2 M_i} \quad (4.10)$$

onde B é a largura de faixa da modulação corrente, n_s é o número total de bits transmitidos em uma janela, M_i é o número de pontos na constelação da modulação i e PER_i é a probabilidade de um pacote conter erro para a modulação i . Como cada código FEC é transmitido em uma janela de tempo, precisam-se modificar as Equações 3.8 e 3.9 para poder calcular a probabilidade de erro de pacote associada a cada estado *Good* e *Bad*. As novas equações destas probabilidades para cada estado são aquelas calculadas nas Equações 4.3 e 4.4.

O fator de desempenho, definido como a relação entre o tempo médio para se transmitir um pacote para a modulação $(j-1)$, com 2^{j-1} símbolos na constelação, e o mesmo tempo para a modulação j , com 2^j símbolos, é definido pela expressão [11]:

$$\Delta_{hibij} = \frac{n_{j-1}}{n_j} \cdot \left(\frac{\log_2 M_j}{\log_2 M_{j-1}} \right) \quad (4.11)$$

onde M_{j-1} e M_j são os números de pontos nas constelações das modulações $j-1$ e j , respectivamente e $n_{j,j-1}$ é o número total de bits do código FEC, variável com a E_s/N_0 , para as modulações j e $j-1$, respectivamente.

As Figuras 4.30 e 4.31 ilustram o fator de desempenho entre as modulações M-QAM e M-PSK para $Z = 5$ e $X = 10$, tendo a modulação 256-QAM como referência. Os pontos de comutação são resumidos na Tabela 10 e são definidos pelo cruzamento das curvas com a reta de fator de desempenho igual a 1. Observa-se que os pontos de comutação para o critério de atraso são diferentes dos obtidos para o critério da vazão. Porém, quando o canal é sem memória os pontos de comutação para a técnica híbrida considerando os critérios da vazão e do atraso são iguais [11].

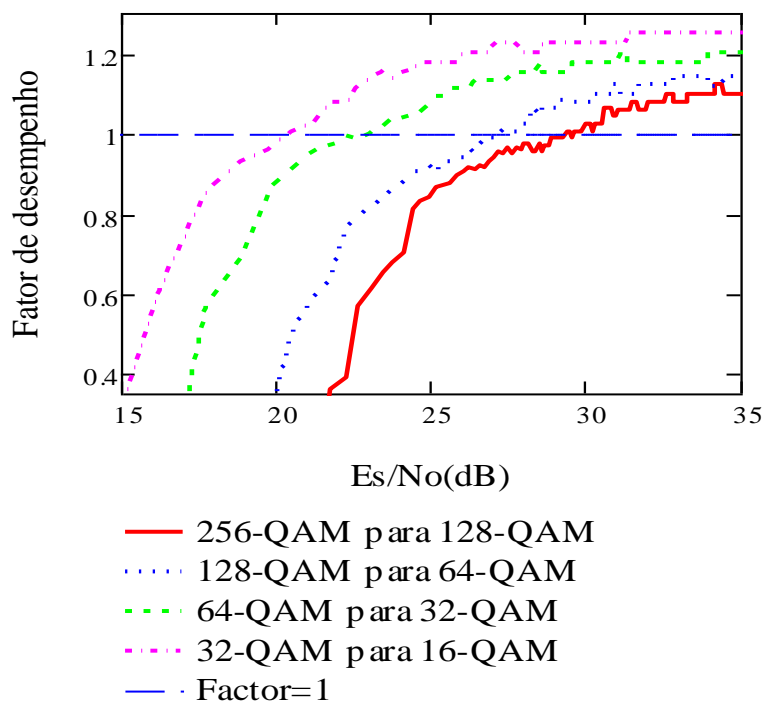


Figura 4.30 - Fator de desempenho entre modulações M -QAM, considerando-se FEC associado.

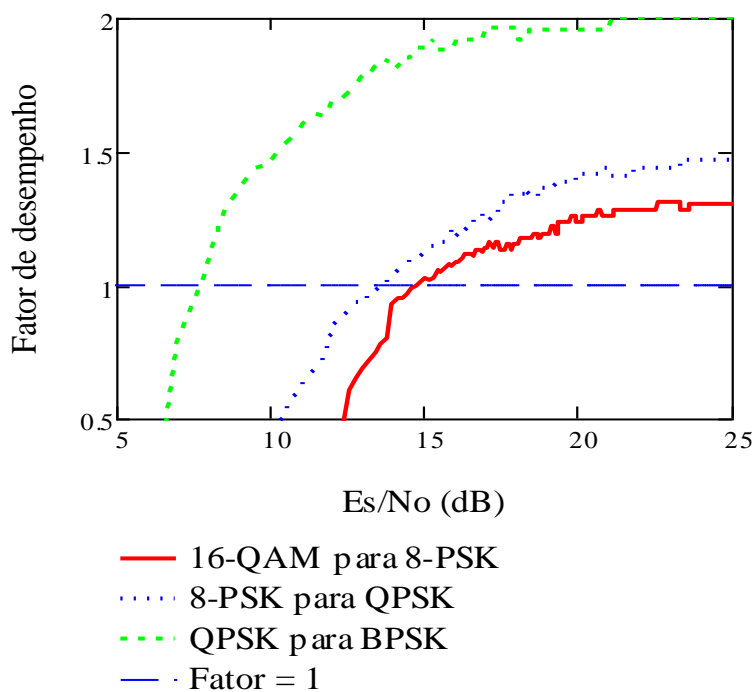


Figura 4.31 - Fator de desempenho entre modulações 16-QAM e 8-PSK e entre modulações M -PSK considerando-se FEC associado.

Comutação		Es/No de comutação(dB)
De	Para	
256-QAM	128-QAM	29.64
128-QAM	64-QAM	27.26
64-QAM	32-QAM	22.99
32-QAM	16-QAM	20.37
16-QAM	8-PSK	15.68
8-PSK	QPSK	14.77
QPSK	BPSK	13.62

Tabela 10 - Pontos de comutação para técnica híbrida e critério de atraso.

Para avaliar o desempenho da técnica híbrida, seguindo [11], vamos definir dois novos fatores de desempenho: o primeiro, denominado Fator 1, é a relação entre o tempo médio para se transmitir um pacote na técnica híbrida e o mesmo tempo na técnica de modulação adaptativa (sem código); o segundo, denominado Fator 2, é a relação entre o tempo médio para se transmitir um pacote na técnica híbrida e o mesmo tempo na técnica FEC adaptativo (com modulação fixa). Os resultados obtidos para estes fatores, considerando a modulação 256-QAM como referência, estão apresentados na Figura 4.32. Os pontos de comutação das técnicas de modulação adaptativa e FEC adaptativo foram definidos de modo a se obter $PER \leq 0.1$ e estão apresentados na Tabela 10. Verifica-se que a técnica híbrida proposta tem um desempenho maior ou igual que as duas outras técnicas (modulação adaptativa e FEC adaptativo) em toda a faixa de Es/No .

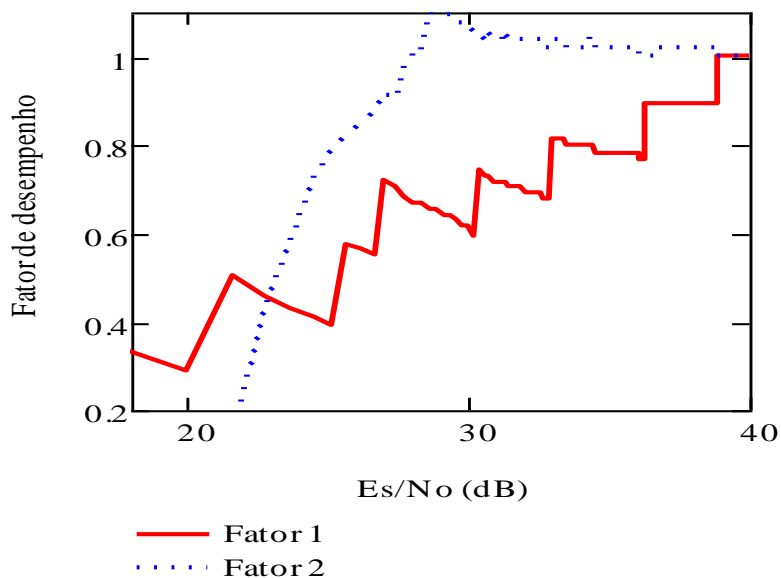


Figura 4.32 - Fator de desempenho comparando a técnica híbrida com as técnicas modulação adaptativa (sem código) e FEC adaptativo (com modulação fixa).

4.6.3 CAPACIDADE DE CORREÇÃO DE ERRO

O objetivo desta seção é fazer um estudo comparativo da capacidade de correção de erro, t , necessária aos códigos, de modo a se obter $PER \leq 0.1$, nas técnicas híbridas e FEC adaptativos. Na Figura 4.33 apresentam-se as curvas da capacidade de correção de erro para a técnica híbrida e FEC adaptativo. Pode-se perceber que para valores baixos da Es/No a utilização da técnica híbrida resulta em menor capacidade de correção de erro do código e para valores altos ambas técnicas são iguais. Este resultado permite concluir que para um mesmo pacote precisar-se-ia de códigos com menos bits de paridade na técnica híbrida do que na técnica com FEC adaptativo. Conclusões similares foram atingidas quando o canal é considerado sem memória [11]; portanto, com a técnica híbrida precisar-se-ia menos capacidade de correção de erro independentemente do modelo de canal.

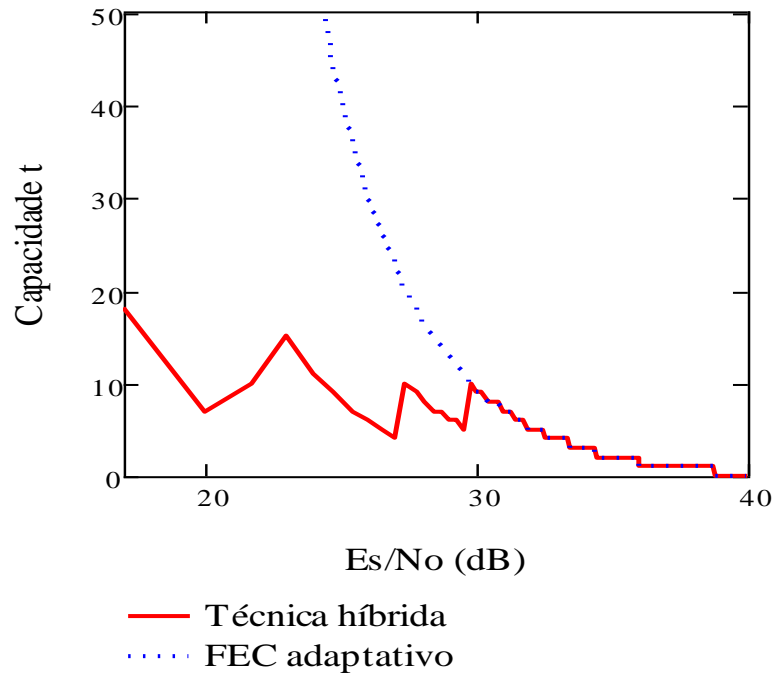


Figura 4.33 - Capacidade de correção de erro, t , dos códigos FEC.

CAPÍTULO 5: CONCLUSÕES

As técnicas de modulação adaptativa, FEC adaptativo e técnicas híbridas são importantes para a melhoria do desempenho das redes sem fio e são, praticamente, mandatórias nas próximas gerações deste tipo de rede.

O ponto ótimo de comutação entre modulações vizinhas e/ou códigos vizinhos é uma questão chave para maximizar o desempenho de técnicas adaptativas. Esta questão foi largamente analisada nas referências [5] [11]-[15], nas quais considerou-se um canal sem memória. No entanto, o canal em uma rede sem fio, em geral, é um canal com memória, no qual os erros tendem a ocorrer em rajadas.

No presente trabalho estenderam-se as análises realizadas em [5] [11]-[15], comparando-se, agora, o desempenho das técnicas de modulação adaptativa, FEC adaptativo e técnicas híbridas considerando um canal com desvanecimento Rayleigh.

Os pontos ótimos de comutação para o canal Rayleigh foram determinados utilizando três diferentes critérios: máxima vazão, valor limite máximo para a PER e atraso médio para a transmissão de um pacote correto.

Com base nas análises realizadas concluiu-se que os pontos ótimos de comutação dependem: do modelo de canal utilizado, do critério utilizado para definir estes pontos e do tamanho do pacote.

Verificou-se, também, que a técnica híbrida proposta em [11] possui desempenho superior às técnicas modulação adaptativa e FEC adaptativo, também em um canal com desvanecimento Rayleigh.

REFERÊNCIAS

- [1] SHARMA, D. and SINGH, R., *“QoS & QoE management in wireless communication system,”* International Journal of Engineering Science and Technology (IJEST), vol. 3, no. 3, pp. 2385–2391, 2011.
- [2] YOO, T., LAVERY, R. J., GOLDSMITH, A. and GOODMAN, D. J., *“Throughput Optimization Using Adaptive”*, IEEE Conference on Communications, Letters 2006.
- [3] SHATARASI,K., REDDI,S. and AMRU,M., *“Throughput and Error State Performance of AMC Scheme in 3G Wireless Systems”*, International Journal of Computer Science and Network Security, VOL.14, No.3, pp. 89–92, 2014.
- [4] SALIH,S. and SULIMAN,M. *“Implementation of Adaptive Modulation and Coding Technique using”*, International Journal of Scientific Engineering, vol. 2, no. 5, pp. 2–5, 2011.
- [5] BRITO, J. M. C. and BONATTI, I. S., *“Threshold levels for adaptive modulation with channel coding in the wireless ATM networks”* 5th IEEE International Conference on High Speed Networks and Multimedia Communication, pp. 187–191, 2002.
- [6] TAKI,M. and LAHOUTi, F. , *“Spectral efficiency optimization for an interfering cognitive radio with adaptive modulation and coding”*, IEEE International Conference Communications , CogNet,pp.1-6, 2009
- [7] SHE,J.,MEI,J.,HO,J.,HO,P. and JI,H., *“Layered adaptive modulation and coding for 4G wireless networks”*, A thesis presented to the University of Waterloo in fulfillment of the thesis requirement for the degree of Master on Applied Science, 2011.
- [8] ALAM,I.,SRIVASTVA,V. and PRAKASH, A., *“Performance Evaluation of Adaptive Modulation Based MC-CDMA System”* Wireless Engineering and Technology, 2013, vol.4, pp. 54–58, 2013.

- [9] FAEZAH, J. and SABIRA, K., "*Adaptive Modulation for OFDM systems*" International Journal of Communication Networks and Information Security (IJCNIS), v. 1, n. 2, pp: 1-8, 2009.
- [10] SAAD, W. and MAHAMOD, I. "*Throughput Performance of Adaptive Modulation and Coding Scheme with Link Adaptation for Mimo-Wimax Downlink Transmission*" Journal of Asian Scientific Research, vol. 2, no. 11, pp. 641–650, 2012.
- [11] BRITO, J. M. C., "*Controle de erro em redes ATM sem fio*" Tese de doutorado apresentado na universidade de campinas (Unicamp), 2003.
- [12] BRITO, J.M.C. and BONATTI, I. S., "*An analytical comparison among adaptive modulation, adaptive FEC, adaptive ARQ and Hybrid System for wireless ATM networks*" the 5th international symposium on wireless personal multimedia communications, Waikiki, Honolulu, Hawaii, pp: 1034-1038, October 27-30, 2002.
- [13] BRITO, J.M.C. and BONATTI, I. S., "*analysing the switching points in wireless ATM networks that use adaptive FEC schemes*" , Proc. 2nd Int. Symp. Communcations Inf. Technol., pp. 305–308, 2002.
- [14] BRITO, J.M.C. and BONATTI, I. S., "*Analysing the optimal Threshold level for adaptive modulation in the wireless ATM networks*" ,Proc. teh IASTED Int. Conf., pp. 510–515, 2002.
- [15] BRITO, J.M.C. and BONATTI, I. S., "*A combined modulation and FEC adaptive scheme to wireless Multiaccess ATM networks,*" Int. Telecommun. Symp. (ITS 2002), pp. 1–6, 2002.
- [16] GOLDSMITH, A. and CHUA, S., "*Adaptive Coded Modulation for Fading Channels*" IEEE Transaction on Communication, vol. 46, no. 5, pp. 595–602, 1998.

- [17] KIM, Y. M. and LINDSEY, W. C. , “**Adaptive coded-modulation in multipath fading channels**” in IEEE Vehicular Technology Conference, vol. 50, pp. 1795–1799, 1999.
- [18] VISHWANATH, S. and GOLDSMITH, A., “*Adaptive turbo-coded modulation for flat-fading channels*” IEEE Transaction Communication, vol. 51, pp. 964–972, 2003.
- [19] TORRANCE, J. M., DIDASCALOU, D. and HANZO, L., “*The Potential and Limitations of Adaptive Modulation over Slow Rayleigh Fading Channels*” IEE Colloq. Futur. Mob. Multimed. Commun., pp. 10–10, 1996.
- [20] ØIEN, G. E., HOLM, H., and K. J. HOLE, “*Impact of channel prediction on adaptive coded modulation performance in Rayleigh fading*” IEEE Transaction Vehicular Technology, vol. 53, pp. 758–769, 2004.
- [21] CARR,S., YEE, S. and L. BIH, “*Adaptive Modulation with Moments based Signal-to-Noise Ratio Estimator*” International Journal of Simulation Systems, Science & Technology, vol. 13, no. 3, pp. 12–18, 2012.
- [22] Kavitha,K. and Saravanan, K. “*Effective Channel Estimation Technique With Adaptive Modulation For Mimo-Ofdm System*” Journal of Theoretical and Applied Information Technology, vol. 54, no. 2, pp. 313–319, 2013.
- [23] TANG, J., and WANG, J. “*Adaptive Modulation for Fading Channels*” Proc. Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS 2000), pp. 58-61,2000.
- [24] ALOUINI,M., and TANG, X., “*An Adaptive Modulation Scheme for Simultaneous Voice and Data Transmission over Fading Channels*”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 17, No 5, pp.837-850, May, 1999.
- [25] TORRANCE, J.M. and HANZO, L., “*Latency Consideration for Adaptive Modulation in an Interference-Free Slow Rayleigh Fading Channel,*”PROC.

- IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE (VTC 97), PP.1204-1208, 1999.*
- [26] KIM, Y. M., and LINDSEY, W. C. ***“A Class of Adaptive Hybrid ARQ Schemes for Wireless Links,”*** IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol.50, No 3, pp.777-790, May 2001.
- [27] AKHAVAN,K., FARAHVASH,S., KAVEHRAD, M. and MEHRAVARI, N. ***“Qos Provisioning For Wireless ATM By Variable-Rate Coding”*** ,Proc. IEE Wirelss Communications and Networking Conference (WCNC 99), 5 pages, New Orleans, USA, September, 1999.
- [28] BABU,A., and RAO, K., ***“Evaluation of BER for AWGN, Rayleigh and Rician Fading Channels under Various Modulation Schemes”*** , International Journal of Computer Applications, vol. 26, no. 9, pp. 23–28, 2011
- [29] GUIMARAES,D.A.,***“ Digital Transmission”***, Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2009.
- [30] MENDONÇA, L. D. A. ***“Análise da propagação de ondas eletromagnéticas em canais com desvanecimento”*** Dissertação do mestrado apresentado no Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL), 2002.
- [31] RYAN, W. E. and LIN, S. H. U., ***“Channel Codes: Classical and Modern”***, Published in the United States of America by Cambridge University Press, New York, p. 710, 2009.
- [32] PROAKIS,J., ***“Digital Communications”*** ,2nd Edition, McGraw-Hill, p. 1002, 1989.
- [33] SKLAR,B., ***“Digital communications: fundamentals and applications,”*** 2nd Edition, Prentice-Hall, p. 1079, 2001.
- [34] ARMANIOUS, E., FALCONER, D. D. and YANIKOMEROGLU, H., ***“Adaptive modulation, adaptive coding, and power control for fixed cellular broadband wireless systems: some new insights”***, IEEE Wireless. Communication. Networking, 2003. WCNC 2003., vol. 1, pp. 238–242.

- [35] BISCHL, H. and LUTZ, E., "***Packet error rate in the non-interleaved Rayleigh channel***", IEEE Transaction. Communication., vol. 43, no. 2/3/4, pp. 1375–1382, Feb. 1995.
- [36] XI,Y., BURR, A., WEI, J. and GRACE, D., "***A General Upper Bound to Evaluate Packet Error Rate over Quasi-Static Fading Channels***" ,IEEE Transaction Wireless Communication, vol. 10, no. 5, pp. 1373–1377, May 2011.
- [37] FUKAWA,K., SUZUKI, H. and TATEISHI,Y., "***Packet-Error-Rate Analysis Using Markov Models of the Signal-to-Interference Ratio for Mobile Packet Systems***" , IEEE Transaction Vehicular Technologie, vol. 61, no. 6, pp. 2517–2530, Jul. 2012.
- [38] VISWANATHAN,H., LI, X. L. X., and KRISHNAMOORTHY, R., "***Adaptive coded modulation over slow frequency-selective fading channels***" , 1999 IEEE 49th Vehicular Technology Conference (Cat. No.99CH36363), vol. 3, pp. 2388 – 2392 vol.3, 1999.
- [39] TAN,C. and BEAULIEU, N. "***On first-order Markov modeling for the Rayleigh fading channel***" , IEEE Communication Transaction, vol. 48, no. 12, pp. 2032–2040, 2000.
- [40] ANNAVAJJALA,R., "***First-order Markov Models for Packet Transmission on Rayleigh Fading Channels with DPSK/NCFSK Modulation***", Information Theory, 2006 IEEE International Symposium, pp. 2864-2868., pp. 2864–2868, 2006.
- [41] SEDDIKI,A. AND DJEBBARI,A., "***Performance evaluation of BCH correcting codes on a fading channel using OFDM modulation***", Proc. of the 11th WSEAS International Conference on COMMUNICATIONS, pp. 340–346, 2007.
- [42] SHARMA,G., DHOLAKIA, and HASSAN,A., "***Simulation of Error Trapping Decoders on a Fading Channel***", Proc. IEEE Vehicular Technology Conference,vol. 2, pp. 1361-1365, May 1996.

- [43] JIAO, C., SCHWIEBERT, L. and XU, B., ***“On modeling the packet error statistics in bursty channels”*** Proc. IEEE Conf. Local Computer Networks, LCN 2002 , pp : 534 – 541, 2002.
- [44] LABIOD, H., ***“Performance of Reed Solomon error-correcting codes on fading channels”***, *IEEE International Conference Personal Wireless Communication*, pp. 259 – 263, 1999.
- [45] BAI,H. and ATIQUZZAMAN,M., ***“Error modeling schemes for fading channels in wireless communications: A survey”***, IEEE Commun. Surv. Tutorials, vol. 5, pp: 2-9, 2003
- [46] FRITCHMAN, B.D., ***“A Binary Channel Characterization Using Partitioned Markov Chains”***. IEEE Transactions on Information Theory, v.13, n.2, p.221-227, 1967
- [47] YEE, J.R. and WELDON, E.J. ***“Evaluation of the Performance of Error-Correcting Codes on a Gilbert Channel”***, IEEE Transactions on Communications, v.43, n.6, p.2316-2323, 1995
- [48] JEBARANI, E.J. E and JAYANTHY, T., ***“An Analysis of Various Parameters in Wireless Sensor Networks Using Adaptive”*** International Journal of Ad hoc, Sensor & Ubiquitous Computing (IJASUC) Vol.1, No.3, pp. 33–43, September 2010.
- [49] MISHRA, L. and PATWARDHAN, M. ***“Review Of Various Adaptive Modulation and Coding Techniques In Wireless Network”***, International Journal of Research in Engineering and Technology, pp. 2319–2322, 2014