



**Universidade Estadual de Campinas**  
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação  
Departamento de Comunicações

# Controle de Erro em Redes ATM sem Fio

**José Marcos Câmara Brito**

**Orientador**

**Prof. Dr. Ivanil S. Bonatti**  
DT-FEEC-Unicamp

Tese submetida ao Departamento de Comunicações da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas – **Unicamp**, como requisito parcial para a obtenção do título de **Doutor em Engenharia Elétrica**.

## **Banca examinadora**

Prof. Dr. **Anilton Salles Garcia** – UFES, ES.

Prof. Dr. **Geraldo Gil Ramundo Gomes** – INATEL, MG.

Prof. Dr. **Ivanil Sebastião Bonatti** – *Orientador* – DT – FEEC - UNICAMP, SP.

Prof. Dr. **Michel Daoud Yacoub** – DECOM – FEEC - UNICAMP, SP.

Prof. Dr. **Paulo Cardieri** – DECOM – FEEC - UNICAMP, SP.

Prof. Dr. **Shusaburo Motoyama** – DT – FEEC – UNICAMP, SP.

**Campinas, SP, junho de 2003**

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA  
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

B777 Brito, José Marcos Câmara  
Controle de erro em redes ATM sem fio / José Marcos  
Câmara Brito. --Campinas, SP: [s.n.], 2003.

Orientador: Ivanil S. Bonatti.  
Tese (doutorado) - Universidade Estadual de  
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de  
Computação.

1. Telecomunicações. 2. Sistemas de comunicação  
sem fio. 3. Códigos de controle de erros (Teoria da  
informação). 4. Modulação digital. I. Bonatti, Ivanil S.  
II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de  
Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

## Resumo

As redes ATM (Asynchronous Transfer Mode) foram concebidas considerando-se a utilização de meios de transmissão ópticos, que apresentam taxa de erro de bit pequena. Um dos principais problemas de se utilizar o ATM em redes com enlace sem fio está relacionado à taxa de erro neste tipo de enlace, que é variável e pode assumir valores elevados. Para reduzir os efeitos da taxa de erro, podem-se utilizar mecanismos adicionais de controle de erro, como a correção por retransmissão (ARQ – Automatic Repeat Request) ou a correção automática no receptor do enlace sem fio (FEC – Forward Error Correction), ou reduzir o número de símbolos na constelação do esquema de modulação. O uso destes mecanismos resulta na diminuição da taxa de erro de bit – taxa residual no caso dos mecanismos de controle de erro – no aumento do atraso para transmissão dos pacotes de informação e na diminuição da vazão. Nesta tese comparam-se, analiticamente, estes mecanismos no ambiente das redes ATM sem fio, considerando-se sistemas adaptativos, nos quais uma estimativa da qualidade do canal está disponível, e não-adaptativos. Os critérios de comparação utilizados são: o tempo médio para se transmitir uma PDU (Protocol Data Unit), a vazão e a razão de células erradas (CER – Cell Error Ratio). Ainda, para melhorar o desempenho da rede, propõem-se técnicas híbridas adaptativas ARQ-FEC, para sistemas nos quais a estimativa da qualidade do canal não está disponível, e técnicas híbridas envolvendo modulação adaptativa e FEC adaptativo, quando a estimativa da qualidade do canal está disponível.

## Abstract

*ATM networks are designed considering an optical link in the physical layer. The main problem to implement a wireless ATM network is the high and variable bit error rate (BER) in the radio link. To reduce the BER effects, one can use an additional error control mechanism, such as correction by retransmission (Automatic Repeat Request - ARQ) or automatic correction at the receiver (Forward Error Correction - FEC), or reduce the number of symbols in the transmitted constellation of the modulation scheme. Using these mechanisms result in smaller bit error rate – residual bit error rate, in error control mechanisms – in a bigger delay to transmit an information packet and in smaller throughput. In this thesis we have analytically compared these mechanisms in the wireless ATM network environment, considering adaptive systems, in which an estimate of the channel quality is available, and non-adaptive systems. The criteria used in comparisons are: the delay to transmit a correct PDU (Protocol Data Unit), the throughput and the Cell Error Ratio (CER) parameter. Besides, to improve the performance, we have proposed hybrid adaptive ARQ-FEC schemes, for systems in which the estimate of the channel quality is not available, and hybrid techniques in which adaptive modulation and adaptive FEC are used together, for systems in which the estimate of the channel quality is available.*



*Aos meus pais, Nisia e Francisco (in  
memorian), e ao meu filho, Felipe.*



*“Achava-me com tantas dúvidas e indecisões, que me parecia não ter obtido outro proveito, ao procurar instruir-me, senão o de ter revelado cada vez mais a minha ignorância”.*

René Descartes  
em Discurso do Método



## **Agradecimentos**

Ao meu orientador e amigo, prof. Ivanil S. Bonatti, pelo total apoio e envolvimento neste trabalho.

À minha namorada, Rosanna, pela compreensão e incentivo.

Aos meus colegas do Inatel, particularmente aos professores Dayani Adionel Guimarães, Geraldo Gil R. Gomes, José Santo Guiscafre Panaro, Júlio César Tibúrcio e Maria Helena Brusamolin.

Ao Inatel, que viabilizou a realização deste trabalho através de seu Programa de Capacitação Docente.



# Conteúdo

<b>Lista de Acrônimos</b>	<b>xiii</b>
<b>Lista Parcial de Símbolos</b>	<b>xvii</b>
<b>Capítulo I – Introdução</b>	<b>01</b>
1.1. Resumo das contribuições e publicações geradas	02
<b>Capítulo II – Conceitos Iniciais</b>	<b>05</b>
2.1. Introdução ao ATM	05
2.1.1. Qualidade de Serviço em Redes ATM	08
2.2. Redes ATM sem Fio	10
2.3. Mecanismos de Controle de Erro	12
2.3.1. Códigos de Bloco Lineares	13
2.3.1.1. Capacidade de Detecção e de Correção de Erros	14
2.3.1.1.1. Limitantes para o Cálculo da Capacidade de Detecção e Correção de Erros	15
2.3.1.2. Alguns Códigos Bem Conhecidos	17
2.3.1.2.1. Códigos BCH	17
2.3.1.2.2. Códigos Reed-Solomon	17
2.3.1.2.3. Códigos CRC	18
2.3.1.3. Códigos Encurtados	19
2.3.2. Protocolos de Retransmissão	19
2.3.3. Controle de Erro em Redes ATM	20
2.4. Modulação Digital	21
2.5. Conclusões	26
<b>Capítulo III – Uma Comparação Analítica entre FEC e ARQ</b>	<b>27</b>
3.1. Cenário de Referência	29
3.2. Escolha dos Códigos nas Técnicas ARQ e FEC	31
3.2.1. Escolha do Código na Técnica ARQ	35
3.2.1.1. Aplicações em Tempo Real	37
3.2.2. Escolha do Código na Técnica FEC	40
3.3. Comparando ARQ e FEC para Aplicações Não Tempo Real	43
3.3.1. Tempo Médio para se Transmitir uma PDU no Sistema FEC	43
3.3.2. Tempo Médio para se Transmitir uma PDU no Sistema ARQ	45
3.3.2.1. Tempo Médio para o Protocolo SW-ARQ	45
3.3.2.2. Tempo Médio para o Protocolo GBN-ARQ	46
3.3.2.3. Tempo Médio para o Protocolo SR-ARQ	50
3.3.3. FEC versus ARQ em Sistemas Não Adaptativos	52

3.3.3.1. Fator de Desempenho entre FEC e SW-ARQ	53
3.3.3.2. Fator de Desempenho entre FEC e GBN-ARQ	55
3.3.3.3. Fator de Desempenho entre FEC e SR-ARQ	60
3.3.4. FEC versus ARQ em Sistemas Adaptativos	63
3.4. Comparando ARQ e FEC para Aplicações em Tempo Real	64
3.4.1. Análise do Sistema ARQ	64
3.4.2. Análise do Sistema FEC	65
3.4.3. Comparando as Técnicas ARQ e FEC	65
3.5. Sistemas Híbridos ARQ-FEC	70
3.5.1. Sistema Híbrido com Decisão Majoritária	71
3.5.2. Sistema Híbrido ARQ-FEC	76
3.5.3. Variante do Sistema Híbrido ARQ-FEC	84
3.5.4. Técnica Híbrida Tipo 1	89
3.6. Conclusões	93
3.6.1. Principais Contribuições	95
3.6.2. Trabalhos Futuros	95
<b>Capítulo IV – Comparação Analítica entre FEC Adaptativo e Modulação Adaptativa</b>	<b>97</b>
4.1. Critério da Vazão	100
4.2. Critério da CER	106
4.3. Critério do Atraso	113
4.4. Técnica Híbrida – Modulação Adaptativa e FEC Adaptativo	121
4.4.1. Vazão	122
4.4.2. Tempo Médio para Transmitir uma PDU	124
4.4.3. Capacidade de Correção de Erro	127
4.5. Conclusões	127
4.5.1. Principais Contribuições	128
4.5.2. Trabalhos Futuros	128
<b>Capítulo V – Conclusões Finais</b>	<b>131</b>
5.1. Trabalhos Futuros	133
<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>135</b>
<b>Apêndice 1 – Contribuições Publicadas</b>	<b>141</b>

## **Lista de Acrônimos**

AAL – ATM Adaptation Layer.

ABR – Available Bit Rate.

APK – Amplitude Phase Keying.

ARQ – Automatic Repeat Request.

ASK – Amplitude Shift Keying.

ATM – Asynchronous Transfer Mode.

AWGN – Additive White Gaussian Noise.

BCH – Bose, Chaudhuri and Hocquenghem.

BER – Bit Error Rate.

BPSK – Binary Phase Shift Keying.

BSC – Binary Symmetric Channel.

CBR – Constant Bit Rate.

CDMA – Code Division Multiple Access.

CDV – Cell Delay Variation.

CER – Cell Error Ratio.

CLP – Cell Loss Priority.

CLR – Cell Loss Ratio.

CMR – Cell Misinsertion Rate.

CPFSK – Continuous-Phase Frequency Shift Keying.

CRC – Cyclic Redundancy Check.

CSI – Channel State Information.

CTD – Cell Transfer Delay.

EGPRS – Enhanced GPRS.

FEC – Forward Error Correction.

FSK – Frequency Shift Keying.

GBN-ARQ – Go-Back-N, Automatic Repeat Request.

GFC – Generic Flow Control.

GFR – Guaranteed Frame Rate.

GPRS – General Packet Radio Service.

HEC – Header Error Control.

HSDPA – High Speed Downlink Packet Access.

IP – Internet Protocol

ITU-T – International Telecommunication Union, Telecommunication Standardization Sector.

Max-CDV – Maximum Cell Delay Variation.

Max-CTD – Maximum Cell Transfer Delay.

MBS – Maximum Burst Size.

MCR – Minimum Cell Rate.

MFS – Maximum Frame Size.

MSK – Minimum Shift Keying.

NNI – Network-Network Interface.

OQPSK – Offset Quaternary Phase Shift Keying.

PCR – Peak Cell Rate.

PDU – Protocol Data Unit.

PSK – Phase Shift Keying.

PTI – Payload Type Identifier.

QAM – Quadrature Amplitude Modulation.

QoS – Quality of Service.

RDSI-FL – Redes Digitais de Serviços Integrados em Faixa Larga.

RS – Reed-Solomon

SCR – Sustained Cell Rate.

SECBR – Severely Errored Cell Block Ratio.

SNR – Signal-to-Noise Ratio.

SR-ARQ – Selective Repeat, Automatic Repeat Request.

SW-ARQ – Stop-and-Wait, Automatic Repeat Request.

TDD – Time Division Duplex

TDMA – Time Division Multiple Access

UBR – Unspecified Bit Rate.

UMTS – Universal Mobile Telecommunications Service.

UNI – User-Network Interface

WCDMA – Wideband CDMA.

VBR – Variable Bit Rate.

VBR-nrt – Variable Bit Rate, Non-Real Time.

VBR-rt – Variable Bit Rate, Real Time.

VCI – Virtual Channel Identifier.

VPI – Virtual Path Identifier.



## Lista Parcial de Símbolos

A seguir apresenta-se uma lista parcial dos símbolos utilizados nesta tese. Apenas os parâmetros utilizados frequentemente são listados, os demais estão definidos localmente onde aparecem no texto.

Vários sub-índices (como  $a$ ,  $f$ ,  $g$ ,  $g_{bn}$ ,  $sr$ ,  $sw$ , etc.) foram utilizados para colocar o parâmetro em um contexto local. O significado dos sub-índices mais frequentes são:  $a$ , para indicar que o parâmetro se refere à técnica ARQ;  $f$ , para indicar que o parâmetro se refere à técnica FEC;  $g$  ou  $g_b$ , para indicar que o parâmetro se refere à técnica GBN-ARQ;  $s$  ou  $sr$ , para indicar que o parâmetro se refere à técnica SR-ARQ;  $sw$ , para indicar que o parâmetro se refere à técnica SW-ARQ. Os demais sub-índices estão definidos localmente.

### LISTA DE SÍMBOLOS

$B$  – largura de faixa do canal.

$d_{min}$  – 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.

$k$  – número de bits de informação na palavra código de um código de bloco.

$L$  – número de enlaces ópticos no cenário de referência.

$M$  – número de símbolos na constelação de uma modulação digital.

$n$  – número total de bits (informação + redundância) na palavra código de um código de bloco.

$N$  – número de células ATM transmitidas em uma janela do período de transmissão do *uplink*.

$N_0$  – densidade de ruído no canal.

$p$  – probabilidade de erro de bit no canal.

$P_c$  – probabilidade de uma célula (ou pacote) não conter erros, considerando-se ou não a operação prévia do HEC.

$P_{cco}$  – probabilidade de uma célula sair de um enlace óptico sem conter erros, considerando-se a operação do HEC do cabeçalho ATM.

$P_{ccf}$  – probabilidade do decodificador de um código de bloco conseguir corrigir os eventuais erros presentes na palavra recebida.

$P_e$  – probabilidade de erro de símbolo de uma modulação digital ou probabilidade de uma célula conter um erro detectável pelo código de detecção de erro.

$P_{ue}$  – probabilidade do decodificador de um código de bloco não conseguir detectar um erro presente na palavra recebida.

$Q$  – número médio de quadros necessários para se transmitir uma PDU

$R, R_s, R_o$  – taxa de transmissão em bits por segundo; os sub-índices  $s$  e  $o$  indicam que a taxa se refere ao enlace sem fio e aos enlaces ópticos, respectivamente.

$t$  – capacidade de correção de erro de um código de bloco.

$T_q$  – tempo de quadro.

$V$  – número de janelas em um quadro, incluindo janelas dos períodos do *uplink* e *downlink*.

$Z$  – número de células em uma PDU.

$\beta$  – eficiência de largura de faixa para modulações  $M$ -PSK e  $M$ -QAM.

$\delta$  - fator de desempenho.

$\gamma$  - número médio de transmissões necessárias para se receber uma PDU correta no destino.

$\eta$  - vazão.

$\rho$  - limite de retransmissões do protocolo ARQ para aplicações em tempo real.

$\tau$  – número total de bits na janela de transmissão do *uplink*.

$\xi$  – tempo de decodificação do código de controle de erro.

## CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO

As redes de faixa larga e as redes sem fio são, atualmente, as duas principais impulsionadoras da indústria de telecomunicações. O Modo de Transferência Assíncrono (Asynchronous Transfer Mode - ATM) é o padrão do ITU-T (International Telecommunication Union – Telecommunication Standardization Sector) para a RDSI-FL (Redes Digitais de Serviços Integrados em Faixa Larga) e vem sendo adotado pelas operadoras de telecomunicações como solução para implementação de seus *backbones*. Uma das principais vantagens do ATM é a possibilidade de se transportar tráfegos de diferentes perfis (voz, dados e vídeo) com qualidade de serviço (Quality of Service – QoS) garantida.

As redes ATM sem fio combinam as vantagens das redes sem fio tradicionais com a alocação de banda flexível e qualidade de serviço garantida das redes ATM. Além disso, o uso do ATM na rede de acesso sem fio facilita o processo de integração desta rede com o *backbone* das operadoras de telecomunicações.

Um dos principais desafios para prover uma rede de faixa larga sem fio com QoS garantida é o ambiente ruidoso e variante no tempo do rádio-enlace. Três importantes parâmetros de qualidade de serviço, atraso, vazão e CER (Cell Error Ratio), são significativamente afetados pela taxa de erro de bit (Bit Error Rate – BER) no enlace sem fio. Para reduzir os efeitos da BER na qualidade de serviço pode-se utilizar correção de erro por retransmissão (Automatic Repeat Request - ARQ) ou correção de erro direta no receptor (Forward Error Correction – FEC), ou reduzir o número de símbolos na constelação do esquema de modulação utilizado, ou ainda utilizar técnicas híbridas que contemplem mais de uma das técnicas anteriores.

O uso de FEC ou ARQ no enlace sem fio da rede ATM tem as seguintes características: diminuição da taxa de erro de bit residual (taxa de erro de bit após a aplicação do mecanismo de controle de erro); aumento do atraso para transmissão dos pacotes de informação (células, na nomenclatura ATM) e diminuição da vazão, devido ao *overhead* dos mecanismos de controle de erro. A redução no número de símbolos da constelação do esquema de modulação resulta na

diminuição da taxa de erro de bit e da vazão e no aumento do atraso para transmissão dos pacotes de informação.

Vários trabalhos propondo a utilização de mecanismos de controle de erro e/ou modulação adaptativa em redes ATM sem fio, ou comparando o desempenho, através de simulação, destas técnicas foram publicados (uma revisão bibliográfica é apresentada nos capítulos seguintes). O objetivo desta tese é comparar, analiticamente, o desempenho destas técnicas e propor novas soluções considerando ambientes adaptativos, onde o terminal é capaz de estimar a qualidade do canal, e não-adaptativos, onde o terminal não tem esta capacidade.

No capítulo II faz-se uma revisão dos conceitos básicos utilizados nos capítulos seguintes, incluindo: redes ATM, redes ATM sem fio, mecanismos de controle de erro e modulação digital.

No capítulo III comparam-se sistemas que utilizam as técnicas ARQ ou FEC, em ambientes adaptativos e não-adaptativos. Esquemas híbridos utilizando ARQ e FEC são propostos e analisados.

No capítulo IV faz-se um estudo comparativo entre FEC adaptativo e modulação adaptativa. Um sistema híbrido que utiliza FEC adaptativo em conjunto com modulação adaptativa é proposto e seu desempenho analisado.

Finalmente, apresentam-se as conclusões no capítulo V.

## **1.1 RESUMO DAS CONTRIBUIÇÕES E PUBLICAÇÕES GERADAS**

Apresenta-se a seguir um resumo das principais contribuições desta tese e as publicações geradas.

No capítulo III propôs-se um fator de desempenho para comparar as técnicas ARQ e FEC. Este fator foi definido, para sistemas não tempo real, como a relação entre os tempos médios necessários para transmitir uma unidade de dados de protocolo (Protocol Data Unit – PDU) em

sistemas utilizando ARQ e FEC. Computou-se este fator, para sistemas adaptativos e não-adaptativos, considerando-se os protocolos ARQ *Stop-and-Wait*, *Go-Back-N* e *Selective-Repeat*. Quatro sistemas adaptativos híbridos, mas que não necessitam da estimativa da qualidade do canal, foram propostos e analisados. Finalmente, compararam-se as técnicas ARQ e FEC em sistemas em tempo real, considerando-se os parâmetros: vazão (ou *throughput*), atraso médio e atraso máximo. Os resultados apresentados neste capítulo foram publicados nos seguintes artigos:

- J. M. C. Brito and I. S. Bonatti, “A Comparison of End-to-End Delay in Wireless ATM Networks using FEC and Go-Back-N ARQ in the Wireless Link”, 5th IEEE Malaysia International Conference on Communications (MICC 2001), pp. 84-89, Kuala Lumpur, Malaysia, 21-24 October, 2001.
- J. M. C. Brito and I. S. Bonatti, “A Comparison of End-to-End Delay in Wireless ATM Networks using FEC and Selective Repeat ARQ in the Wireless Link”, Third IEEE International Conference on Information, Communications and Signal Processing (ICICS 2001), 5 pages, Singapore, 15-18 October, 2001.
- J. M. C. Brito e I. S. Bonatti, “Uma Comparação entre FEC e ARQ para Tráfego em Tempo Real em Redes ATM sem Fio”, 19º Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT 2001), 6 páginas, Fortaleza, Brasil, 03-06 de Setembro de 2001.
- I. S. Bonatti e J. M. C. Brito, “A Simple Hybrid ARQ-FEC Scheme to Control Errors in the Wireless Link in Wireless ATM Networks”, III Workshop de Comunicação sem Fio e Computação Móvel (WCSF 2001), pp. 63-70, Recife, Brasil, 14 e 15 de agosto de 2001.
- J. M. C. Brito and I. S. Bonatti, “A Simple Adaptive Error Control Scheme for Wireless ATM Networks”, IEEE International Symposium on Telecommunications (IST 2001), pp. 333-336, Tehran, Iran, 1-3 September, 2001.
- J. M. C. Brito and I. S. Bonatti, “An Improvement in a Simple Adaptive Error Control Scheme for Wireless ATM Networks”, aceito para publicação na IASTED International Conference on Communication Systems and Networks (CSN 2003), 6 pages, Benalmadena, Spain, 8-10 September 2003.

No capítulo IV novas abordagens foram propostas, visando a otimização do desempenho, para definir o ponto de comutação em sistemas utilizando FEC ou modulação adaptativa. A seguir,

comparou-se o desempenho, no que diz respeito à vazão e ao tempo para se transmitir uma PDU, das técnicas FEC adaptativo e modulação adaptativa. Com base nos resultados obtidos, propôs-se um esquema híbrido utilizando modulação adaptativa em conjunto com FEC adaptativo. Os resultados apresentados neste capítulo foram publicados nos seguintes artigos:

- J. M. C. Brito and I. S. Bonatti, “Analysing the Optimal Threshold Level for Adaptive Modulation in the Wireless ATM Networks”, IEEE/IASTED International Conference on Wireless and Optical Communications (WOC 2002), pp 510-515, Banff, Canada, 17-19 July, 2002.
- J. M. C. Brito and I. S. Bonatti, “Analysing the Switching Points in Wireless ATM Networks that Use Adaptive FEC Schemes”, IEEE International Symposium on Communications and Information Technology (ISCIT 2002), pp 305-308, Pattaya, Thailand, 23-25 October, 2002.
- J. M. C. Brito and I. S. Bonatti, “Threshold Levels for Adaptive Modulation with Channel Coding in the Wireless ATM Networks”, 5<sup>th</sup> IEEE International Conference on High-Speed Networks and Multimedia Communications (HSNMC 2002), pp. 187-191, Jeju Island, Korea, 3-5 July, 2002.
- J. M. C. Brito and I. S. Bonatti, “A Combined Modulation and FEC Adaptive Scheme to Wireless Multiaccess ATM Networks”, IEEE International Telecommunications Symposium (ITS 2002), 6 pages, Natal, Brazil, 8-12 September, 2002.
- J. M. C. Brito and I. S. Bonatti, “An Analytical Comparison among Adaptive Modulation, Adaptive FEC, Adaptive ARQ and Hybrid Systems for Wireless ATM Networks”, 5<sup>th</sup> IEEE International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC 2002), pp. 1034-1038, Honolulu, USA, 27-30 October, 2002.

## CAPÍTULO II – CONCEITOS INICIAIS

Neste capítulo apresentam-se alguns conceitos básicos utilizados nos capítulos seguintes. Inicia-se fazendo-se uma breve descrição da tecnologia ATM e, a seguir, descrevem-se as redes ATM sem fio. Na seção 2.3 apresentam-se algumas definições e conceitos sobre mecanismos de controle de erro. Na seção 2.4 mostram-se algumas características importantes das modulações utilizadas no capítulo IV.

### 2.1. INTRODUÇÃO AO ATM

Nesta seção faz-se um breve resumo das características da tecnologia ATM, descrições e análises detalhadas podem ser encontradas em diversos livros específicos sobre o assunto, tais como [1][2].

O ATM começou a ser pesquisado na primeira metade da década de 80 e foi padronizado pelo ITU-T, em 1987, como a tecnologia de rede para as Redes Digitais de Serviços Integrados em Faixa Larga (RDSI-FL).

As principais características das redes ATM são:

- Operação orientada à conexão: as redes ATM são do tipo circuito virtual, o que significa que uma conexão lógica (circuito virtual) deve ser estabelecida entre os terminais de origem e destino antes que a troca de informações seja iniciada.
- Não há controle de erro e de fluxo dentro da rede: um dos pressupostos na concepção do ATM foi que o meio de transmissão possui taxa de erro de bit pequena (meio óptico). Os comutadores ATM fazem controle de erro apenas no cabeçalho da célula, utilizando um código com capacidade para corrigir erros de um bit. A recuperação de erros para tráfego de dados pode ser implementada de modo fim-a-fim, na camada AAL (ATM Adaptation Layer).

- As células são de tamanho fixo: a unidade de dados nas redes ATM é denominada de célula e possui um tamanho fixo de 53 *bytes*, sendo 48 *bytes* de carga útil (*payload*) e 5 *bytes* de cabeçalho. O cabeçalho possui funcionalidade reduzida, como é mostrado na seqüência.

A arquitetura do protocolo ATM, ilustrada na Figura 2.1, contempla quatro camadas:

- Camada física: define a interface ao meio físico sobre o qual as células são transmitidas. Dentre suas funções estão: transmissão dos bits, sincronismo a nível de bit, delimitação das células e controle de erro no cabeçalho.
- Camada ATM: responsável pela geração da célula ATM e pelo roteamento das mesmas em cada comutador.
- Camada de adaptação: esta é a primeira camada fim-a-fim na arquitetura ATM. Ela é responsável pela adaptação dos dados do usuário à rede ATM, adaptando as características de temporização do fluxo de dados à rede e segmentando a PDU para sua transmissão em células (no destino, o processo é de remontagem da PDU original). Quatro diferentes camadas AAL são especificadas: AAL1, AAL2, AAL 3/4 e AAL 5.
- Camadas superiores: nas quais residem a aplicação do usuário e eventuais outros protocolos associados a outras tecnologias de rede, como por exemplo o protocolo IP (Internet Protocol), em um cenário de IP sobre ATM, ou o protocolo *Frame Relay*, em um cenário de *Frame Relay* sobre ATM.

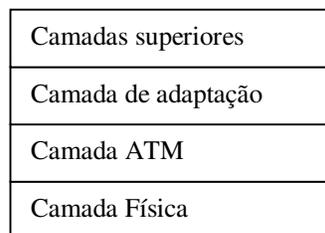


Figura 2.1 – Arquitetura do protocolo ATM.

O cabeçalho da célula ATM é composto de seis campos na interface UNI (User-Network Interface) e de cinco campos na interface NNI (Network-Network Interface), que são brevemente descritos a seguir:

- GFC (Generic Flow Control): campo de quatro bits, presente apenas na UNI, para controle de fluxo entre o terminal e a rede.
- VCI (Virtual Channel Identifier): um circuito virtual nas redes ATM é identificado pelos campos VCI e VPI (Virtual Path Identifier). O VCI identifica o canal virtual e o VPI identifica o caminho virtual (um caminho virtual pode ser visto como a aglomeração de diversos canais virtuais). O VCI possui oito bits na interface UNI e doze bits na interface NNI (onde um maior número de circuitos virtuais é necessário).
- VPI (Virtual Path Identifier): possui dezesseis bits utilizados para indicar o caminho virtual ao qual o circuito virtual pertence.
- PTI (Payload Type): três bits que identificam o tipo de tráfego associado à célula ATM (dados do usuário ou tráfego de gerência) e indicam se a célula passou ou não por um nó em congestionamento e se a célula contém o último segmento de uma PDU (esta última especificamente quando a camada de adaptação AAL 5 é utilizada).
- CLP (Cell Loss Priority): um bit que identifica se a célula é prioritária para descarte em caso de congestionamento na rede.
- HEC (Header Error Control): oito bits utilizados para controlar erros no cabeçalho. O código utilizado permite a correção automática de erros de um bit. Células que contenham erros não corrigíveis no cabeçalho são descartadas pelo comutador. O HEC pode operar no modo correção ou no modo detecção, a transição do modo correção para o modo detecção é resultado do recebimento de uma célula contendo erro no cabeçalho, enquanto a transição de volta é causada por uma célula sem erro no cabeçalho. Esta operação pode ser representada por uma cadeia de Markov com dois estados, onde o estado correspondente ao modo correção tem probabilidade igual à probabilidade de não haver erro no cabeçalho da célula e o estado correspondente ao modo detecção tem probabilidade igual à probabilidade de haver erro no cabeçalho da célula.

### 2.1.1. QUALIDADE DE SERVIÇO EM REDES ATM

Nas redes ATM as aplicações negociam um contrato de tráfego com a rede para cada conexão virtual estabelecida. O contrato de tráfego inclui os seguintes componentes: a categoria do serviço, a qualidade de serviço requerida, as características do tráfego da conexão e a definição de como o tráfego deve se comportar (definição de conformidade). [3]

As categorias de serviço previstas são: CBR (Constant Bit Rate), VBR (Variable Bit Rate), ABR (Available Bit Rate), GFR (Guaranteed Frame Rate) e UBR (Unspecified Bit Rate). A categoria VBR é dividida em duas sub-categorias, VBR-rt (VBR - real time) e VBR-nrt (VBR – non real time), sendo cada uma delas dividida ainda em outras três sub-categorias, de acordo com a forma que se define a conformidade, VBR1, VBR2 e VBR3.

A qualidade de serviço é definida por um conjunto de seis parâmetros que caracterizam o desempenho requerido para a conexão. Estes parâmetros especificam o desempenho fim-a-fim na camada ATM, ou seja, incluindo-se todos os elementos da rede. Os parâmetros de QoS são: CLR (Cell Loss Ratio), CTD (Cell Transfer Delay), CDV (Cell Delay Variation), CER (Cell Error Ratio), SECBR (Severely Errored Cell Block Ratio) e CMR (Cell Misinsertion Rate). Os três primeiros parâmetros são negociados como parte do contrato de tráfego e os três últimos não o são.[3]

A seguir apresenta-se uma breve descrição dos parâmetros utilizados nos estudos realizados nos capítulos posteriores e, a título de informação, alguns objetivos fixados pelo ITU-T na recomendação I.356: [3][4]

- CLR: é definido como a relação entre o número de células perdidas e o número total de células transmitidas. As células podem ser perdidas, por exemplo, devido a *overflow* nos *buffers* dos comutadores ou a erros não corrigíveis no cabeçalho da célula. O ITU-T especifica os valores de  $3 \times 10^{-7}$ , para tráfegos CBR e VBR-rt, e  $10^{-5}$  para tráfego VBR-nrt.
- CTD: é definido como o tempo transcorrido entre a partida de uma célula da origem e sua chegada ao destino. Este atraso é composto pelos tempos de transmissão e

propagação em todos os enlaces da rede, atrasos internos dos comutadores e tempo de enfileiramento das células nos comutadores. O ITU-T define o limite superior do valor médio do CTD em 400 ms, para tráfegos CBR, VBR-rt e ABR, o que corresponde a um Max-CTD (Maximum-CTD), na nomenclatura do ATM-Fórum, de 550 ms.

- CDV: devido à natureza estatística do ATM, as células não experimentam atrasos de enfileiramento idênticos, criando uma variação no atraso sofrido pelas células. O ITU-T define este parâmetro em 3 ms, para tráfegos CBR e VBR1-rt, e 6 ms para tráfegos VBR2-rt, VBR3-rt e ABR. Estes valores correspondem, na nomenclatura do ATM-Fórum, a 4 e 6 ms, respectivamente, para o parâmetro Max-CDV (Maximum-CDV).
- CER: é definido como a relação entre o número de células recebidas com erro (no cabeçalho ou carga útil) e o número de células total (células transferidas com sucesso mais células com erro). Este parâmetro é especificado, pelo ITU-T, em  $4 \times 10^{-6}$  para qualquer categoria de serviço (com exceção da UBR, para a qual não há especificação). A recomendação I.356 sinaliza que um novo valor para este parâmetro,  $4 \times 10^{-7}$ , está em estudo.

As características do tráfego da conexão são definidas pelos parâmetros PCR (Peak Cell Rate), para todas as categorias de serviço, SCR (Sustained Cell Rate), para a categoria de serviço VBR, MBS (Maximum Burst Size), para as categorias de serviço VBR e GFR, MCR (Minimum Cell Rate), para a categoria de serviço GFR e opcionalmente para a categoria ABR, e MFS (Maximum Frame Size), para a categoria GFR.

Finalmente, a definição de conformidade estabelece, para cada conexão, o tipo de fluxo de células (CLP = 0 ou CLP = 1) que é policiado, e que deve se comportar conforme a especificação para a conexão, e o tipo de fluxo de células cuja especificação de QoS é garantida pela rede. Por exemplo, a categoria VBR1 indica que todas as células (CLP = 0 e CLP = 1) devem cumprir as especificações de tráfego (PCR, SCR e MBS) e que as células que não cumprem o contrato de tráfego são descartadas pela rede; ainda, a categoria VBR1 especifica que a rede garante os parâmetros de QoS para todas as células (CLP = 0 e CLP = 1). A categoria VBR2 define que todas as células devem obedecer ao parâmetro PCR, mas que apenas as células com CLP = 0 devem seguir os parâmetros SCR e MBS, que as células que descumprem o contrato de tráfego

são descartadas e, finalmente, que apenas as células com  $CLP = 0$  têm garantia de QoS por parte da rede. [3]

## 2.2. REDES ATM SEM FIO

Os cenários de uso das redes ATM sem fio incluem redes locais, redes internas residenciais, redes de acesso com terminais fixos e redes de acesso com terminais móveis. Vários projetos de pesquisa e desenvolvimento sobre este tipo de rede vêm sendo desenvolvidos nos últimos anos. Alguns exemplos são: WATMnet, desenvolvido pela NEC, para redes de comunicação pessoal multimídia em ambiente microcelular com terminais fixos e móveis [5]; projeto Magic WAND (Wireless ATM Network Demonstrator), desenvolvido pela European Union ACTS (Advanced Communications Technologies and Services), para ambiente interno com terminais com mobilidade limitada em termos de velocidade [6]; projeto BAHAMA [7], desenvolvido pelos laboratórios Bell, para um ambiente de rede local *ad hoc* com terminais móveis; projeto SWAN (Seamless Wireless ATM Network) [8], desenvolvido pelos laboratórios Bell, para ambiente interno com pico-células e terminais com mobilidade; projeto ATMmobil, desenvolvido por um conjunto de universidades e empresas na Alemanha, que considera quatro cenários de aplicação: rede local sem fio, rede celular móvel em faixa larga, rede interna residencial sem fio e rede de acesso fixa ponto-multiponto [9].

Em geral, pode-se dizer que o objetivo de uma rede ATM sem fio é estender as características das redes ATM tradicionais, de forma transparente, através de um enlace sem fio, para terminais fixos ou móveis. Ou seja, as redes ATM sem fio devem ter capacidade de integrar diversos tipos de tráfego com qualidade de serviço garantida. Os principais problemas a serem resolvidos para viabilizar as redes ATM sem fio estão relacionados às seguintes áreas de pesquisa [7][10][11]: gerenciamento de mobilidade (incluindo gerenciamento de localização, gerenciamento de conexão, roteamento e *handoff*), protocolo de múltiplo acesso e controle de erro no enlace sem fio.

A arquitetura das redes ATM sem fio é ilustrada na Figura 2.2. Os terminais ATM, fixos ou móveis, comunicam-se com uma estação rádio-base através de um enlace sem fio compartilhado utilizando-se um protocolo de múltiplo acesso. A estação rádio-base faz a interface entre o enlace sem fio e a rede ATM tradicional com fio.

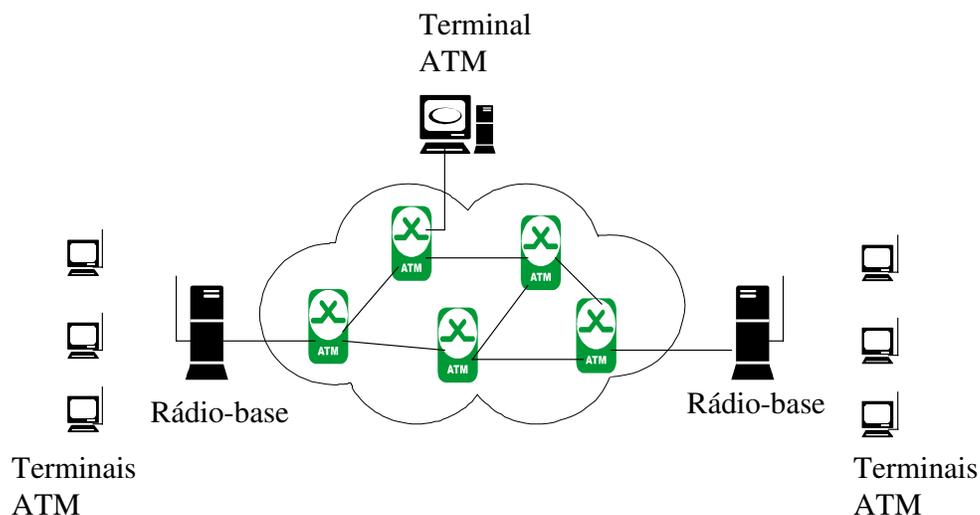


Figura 2.2 – Arquitetura das redes ATM sem fio.

A arquitetura de protocolos típica para as redes ATM sem fio é ilustrada na Figura 2.3. A camada física possui características adaptadas ao meio de transmissão sem fio; a camada de acesso ao meio é responsável pela implementação do protocolo de múltiplo acesso e a camada de controle do enlace é responsável por implementar os mecanismos de controle de erro. A camada ATM deve ser estendida, se comparada à arquitetura mostrada na Figura 2.1, para incluir funções de gerenciamento de mobilidade [5][6][9][11].

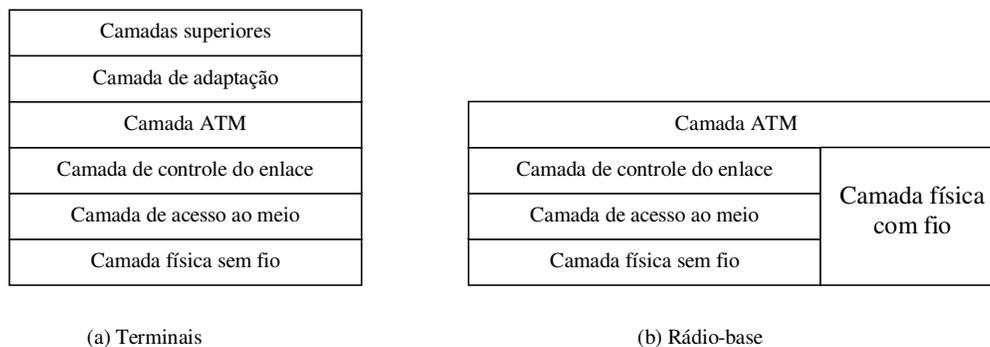


Figura 2.3 – Arquitetura de protocolos das redes ATM sem fio.

Um dos principais problemas para a viabilização das redes ATM sem fio é o comportamento do rádio-enlace no que diz respeito à taxa de erro de bit. Uma taxa de erro de bit elevada resulta em valores inaceitáveis para os parâmetros de QoS CER e CLR (erros não corrigíveis no cabeçalho resultam no descarte da célula ATM), tornando necessária a utilização de mecanismos adicionais de controle de erro. O uso destes mecanismos, por sua vez, reduz a vazão no enlace sem fio e aumenta o tempo necessário para transmitir uma célula, afetando o parâmetro CTD e, possivelmente, o parâmetro CDV.

Na próxima seção faz-se um breve resumo das técnicas de controle de erro tradicionalmente utilizadas em redes de telecomunicações.

### **2.3. MECANISMOS DE CONTROLE DE ERRO**

O controle de erro no canal pode ser feito através de detecção de erro e retransmissão, denominado de ARQ (Automatic Repeat Request), ou através de correção automática de erro no receptor, denominado de FEC (Forward Error Correction). Em qualquer caso, é necessária a utilização de um código de controle de erro (codificação de canal) onde símbolos de redundância são acrescentados aos símbolos de informação para permitir a detecção ou correção dos erros. O codificador de canal transforma a seqüência de símbolos de informação em uma seqüência de símbolos codificada chamada palavra-código. Para os códigos binários os símbolos possuem um único bit. No restante deste trabalho estaremos sempre considerando a utilização de códigos binários, a menos que explicitado o contrário.

Os códigos de controle de erro podem ser divididos em duas famílias principais: códigos de bloco e códigos convolucionais. Uma comparação de desempenho apresentada em [12] mostra que os códigos de bloco, particularmente o código Reed-Solomon, possuem desempenho superior aos códigos convolucionais se a taxa de erro de bit for inferior a  $10^{-2}$ . Outro argumento contrário aos códigos convolucionais, apresentado em [9], é a grande profundidade de *interleaving* necessária

para espalhar os erros em rajada. Portanto, nesta tese considera-se a utilização de códigos de bloco para controle de erro.

### 2.3.1. CÓDIGOS DE BLOCO LINEARES

Em um código de bloco  $(n,k)$ , o codificador transforma, segundo regras específicas para cada tipo de código, um bloco contendo  $k$  bits de informação (vetor-mensagem) em uma palavra-código (ou vetor-código) contendo  $n$  bits, sendo portanto acrescentados  $n - k$  bits de redundância (também denominados de bits de paridade). A relação  $k/n$  é chamada de taxa do código. Na implementação de forma sistemática, os  $k$  bits de informação estão presentes de forma inalterada nos  $n$  bits da palavra-código. Como há  $2^k$  vetores-mensagem possíveis, haverá  $2^k$  diferentes palavras-código.

Uma propriedade desejável para um código de bloco é a linearidade. Um código de bloco é dito linear se o conjunto de seus vetores-código contém o vetor nulo e se e somente se a soma em módulo-2 de duas palavras-código quaisquer resultar em uma outra palavra-código. A regra de codificação de um código de bloco linear é definida pela sua matriz geradora,  $\mathbf{G}$ , que tem dimensão  $k \times n$ . [13]

Uma sub-classe importante dos códigos de bloco são os códigos cíclicos. Um código de bloco linear  $(n,k)$  é chamado de código cíclico se cada deslocamento cíclico nos bits de uma palavra-código gerar outra palavra-código. Estes códigos são atrativos por duas razões : primeiro, porque a codificação e o cálculo da síndrome no processo de decodificação podem ser implementadas com registros de deslocamento com conexões realimentadas (ou circuitos seqüenciais lineares), facilitando sua implementação em *hardware*; e segundo, porque eles possuem uma estrutura algébrica que torna possível que vários métodos eficientes de decodificação sejam encontrados. A regra de codificação de um código cíclico é definida pelo seu polinômio gerador, que possui a forma  $\mathbf{G}(\mathbf{X}) = g_0 + g_1\mathbf{X} + g_2\mathbf{X}^2 + \dots + g_{n-k}\mathbf{X}^{n-k}$ , onde  $g_0$  e  $g_{n-k}$  são iguais a um e os demais coeficientes assumem os valores 0 ou 1, de acordo com a regra de codificação. [13]

### 2.3.1.1. CAPACIDADE DE DETECÇÃO E DE CORREÇÃO DE ERROS

O peso de Hamming de um vetor-código é definido como sendo o número de bits iguais a 1 no vetor e a distância de Hamming entre dois vetores binários é definida como o número de posições nas quais os vetores diferem. Por exemplo, a distância de Hamming entre os vetores  $\mathbf{U} = [100101101]$  e  $\mathbf{V} = [011110100]$  é  $d(\mathbf{U}, \mathbf{V}) = 6$ .

A distância mínima de um código é a menor distância de Hamming no conjunto de distâncias calculadas tomando-se todos os pares de palavras-código. Ou seja, se a distância mínima de um código é  $d_{min}$ , a distância de Hamming entre quaisquer duas palavras-código é pelo menos igual a  $d_{min}$ . Observa-se que, pela propriedade da linearidade, a distância mínima do código é igual ao mínimo peso de Hamming das palavras-código. A distância mínima é uma característica de cada código e define sua capacidade de detecção e correção de erros. [13]

Um código com distância mínima  $d_{min}$  é capaz de corrigir todos os padrões de erro que afetem até  $t$  bits no bloco de  $n$  bits, com  $t = \lfloor (d_{min} - 1)/2 \rfloor$ , onde o símbolo  $\lfloor \cdot \rfloor$  denota o maior inteiro inferior ao argumento. O parâmetro  $t$  é denominado de capacidade (de correção de erro) do código. Deve-se observar que usualmente o código é também capaz de corrigir alguns padrões de erro que afetem  $t + 1$  (ou mais) erros. [13]

Assim, para um código de bloco com capacidade  $t$ , desprezando-se os eventuais padrões de erro corrigíveis que afetam mais de  $t$  bits, a probabilidade de um bloco de  $n$  bits conter erros que podem ser corrigidos automaticamente é dada pela distribuição binomial

$$P_{ccf} = \sum_{i=0}^t \binom{n}{i} p^i (1-p)^{n-i} \quad (2.1)$$

onde  $p$  é a probabilidade de erro de bit no canal, suposto sem memória e simétrico.

No decodificador, há a possibilidade de se receber  $2^n$  vetores diferentes, uma vez que o vetor-código transmitido pode ser alterado no canal. O vetor recebido,  $\mathbf{U}'$ , pode ser visto como a soma do vetor-código transmitido,  $\mathbf{U}$ , com um vetor que represente o erro no canal,  $\mathbf{E}$  (se  $\mathbf{E} = 0$  então não houve erro no canal). O vetor recebido é detectado como contendo erro se ele difere de um dos  $2^k$  vetores-código possíveis. Devido à propriedade da linearidade do código conclui-se que o código não é capaz de detectar o erro apenas se o padrão do erro coincidir com uma das  $2^k - 1$  palavras-código não-nulas. Ainda, pode-se afirmar que o código será capaz de detectar todos os padrões de erro que afetem  $d_{min} - 1$  ou menos bits.

A probabilidade de um erro não ser detectado no decodificador é igual a probabilidade de ocorrer um padrão de erro igual a uma palavra-código. Se  $A_j$  é o número de palavras-código com peso de Hamming  $j$  no código, os números  $A_0, A_1, A_2, \dots, A_n$  são chamados de distribuição de peso do código, e a probabilidade de ocorrer um erro não-detectável, admitindo-se um canal BSC (Binary Symmetric Channel), é dada por [13]

$$P_{ue} = \sum_{j=1}^n A_j p^j (1-p)^{n-j} \quad (2.2)$$

### 2.3.1.1.1. LIMITANTES PARA O CÁLCULO DA CAPACIDADE DE CORREÇÃO E DETECÇÃO DE ERROS

Em muitas situações deseja-se estimar o número de bits de paridade necessário ao código para se obter uma determinada probabilidade de detecção ou correção de erro. Para se obter o número de bits de paridade necessário para se obter uma dada probabilidade de detecção de erro é preciso conhecer a distribuição de peso do código. Para se calcular o número de bits de paridade necessário para se obter uma dada probabilidade de correção de erro é preciso conhecer a distância mínima do código (ou sua capacidade de correção de erro,  $t$ ) e, se o código é não-perfeito, os padrões de erro com mais de  $t$  bits errados elegíveis para correção. Esta tarefa nem sempre é simples, uma vez que as informações nem sempre estão disponíveis; por exemplo, a distribuição de peso (e mesmo a distância mínima) para vários códigos cíclicos não é conhecida [21]. Para facilitar esta tarefa, vários limitantes foram desenvolvidos.

Para estimar o número de bits de paridade necessário para se obter uma dada probabilidade de não se detectar um erro pode-se utilizar o limitante de Korzhik ou o limitante de Kasami-Klove-Lin [16][19]. O limitante de Korzhik estabelece que existe um código de bloco  $(n, k)$  cuja probabilidade de erro não-detectável satisfaz a seguinte inequação [16]

$$P_{ue} \leq 2^{-(n-k)} \left(1 - (1-p)^n\right) \quad (2.3)$$

Se o parâmetro de desempenho fixado é a probabilidade de correção de erro de bit, que é refletida na distância mínima necessária ao código, diversos limitantes podem ser utilizados. O limitante de Varsharmov-Gilbert permite calcular, dados os valores de  $n$  e  $d_{min}$ , qual o máximo valor de  $n - k$ , e é dado por [18]

$$n - k \leq \log_2 \sum_{i=0}^{d_{min}-2} \binom{n}{i} \quad (2.4)$$

que, para  $n$  grande, pode ser escrito como [18]

$$n - k \leq n H\left(\frac{d_{min} - 2}{n}\right) \quad (2.5)$$

onde  $H(\cdot)$  é a função entropia, definida por

$$H(x) = -x \log_2 x - (1-x) \log_2 (1-x) \quad (2.6)$$

Os limitantes de Plotkin, Hamming, Elias e McEliece-Rodemich-Rumsey-Welch permitem calcular, dados os valores de  $n$  e  $d_{min}$ , qual o mínimo valor de  $n-k$  [15][16][18][21]. O limitante de Plotkin é dado por [15]

$$n - k \geq 2(d_{min} - 1) - \log_2 d_{min} \quad (2.7)$$

### 2.3.1.2. ALGUNS CÓDIGOS BEM CONHECIDOS

O número de códigos já concebidos e analisados na literatura é significativamente grande e a apresentação exaustiva destes códigos extrapola o escopo deste trabalho. No entanto, para ilustrar alguns dos temas abordados, apresentam-se as principais características de alguns códigos utilizados em redes ATM com e sem fio.

#### 2.3.1.2.1. CÓDIGOS BCH

Os códigos BCH (Bose, Chaudhuri, e Hocquenghem) formam uma grande classe de códigos de bloco cíclicos com grande capacidade de correção de erros aleatórios. Diversos algoritmos de decodificação para os códigos BCH foram propostos, sendo o algoritmo iterativo de Berlekamp e o algoritmo de busca de Chien os mais eficientes.[13]

Para quaisquer inteiros positivos  $m$  ( $m > 2$ ) e  $t$  ( $t < 2^{m-1}$ ), existe um código BCH binário com os seguintes parâmetros: [13]

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

Esta família de códigos foi extensivamente analisada e diversos códigos foram encontrados e apresentados na literatura. Uma tabela com  $t$  variando de 1 a 255 pode ser encontrada em [13].

#### 2.3.1.2.2. CÓDIGOS REED-SOLOMON (RS)

A família de códigos Reed-Solomon é a mais importante sub-classe de códigos BCH não-binários. Em um código não-binário as operações de codificação e decodificação são realizadas sobre símbolos de  $b$  bits. Um valor comum para  $b$  é oito, o que significa que o código codifica e decodifica bytes.

Um código Reed-Solomon com capacidade para corrigir erros de  $t$  símbolos tem os seguintes parâmetros: [13]

- Comprimento do bloco:  $n = 2^b - 1$
- Número de bits de paridade:  $n - k = 2t$
- Distância mínima:  $d_{min} = 2t + 1$

Estes códigos são particularmente úteis para correção de erros em rajada, que são característicos de canais com memória. Por exemplo, um código RS (255,247) opera com  $b = 8$  e é capaz de corrigir até 4 símbolos errados. Se um erro em rajada ocorre no canal e afeta 25 bits seguidos, esta rajada afetará exatamente 4 símbolos e, portanto, poderá ser corrigida pelo código. [14]

### 2.3.1.2.3. CÓDIGOS CRC

Os códigos CRC (Cyclic Redundancy Check) são os mais utilizados para detecção de erros em redes de dados (embora eles tenham capacidade de correção automática de erro). Eles são derivados de códigos cíclicos, por um processo de encurtamento, mas em geral não são mais cíclicos, embora mantenham as propriedades e facilidades de implementação destes. [21]

Vários códigos CRC foram padronizados para diferentes aplicações, sendo normalmente caracterizados pela nomenclatura CRC-y, onde y é igual a  $n - k$  ou igual à sigla do órgão padronizador ou do protocolo que o utiliza. Os mais comuns são: CRC-4, CRC-7, CRC-8, CRC-12, CRC-ANSI (com  $n - k = 16$  bits), CRC-SDLC (com  $n - k = 16$ ), CRC-ITU (com  $n - k = 16$ ), CRC-24, CRC-32a, CRC-32b [21][16]. Deve-se observar que estes códigos não especificam o valor de k, que normalmente é limitado apenas pela aplicação que utiliza o código.

Os códigos CRC possuem grande capacidade para detecção de erro, incluindo-se erros em rajada, que está resumida a seguir: [16][17][21]

1. Todos os erros em rajada com comprimento  $n - k$  ou menor.
2. Uma fração igual a  $1 - 2^{-(n-k-1)}$  dos erros em rajada com comprimento igual a  $n - k + 1$ .

3. Uma fração igual a  $1 - 2^{-(n-k)}$  dos erros em rajada com comprimento maior que  $n - k + 1$ .
4. Todos os erros que afetem  $d_{min} - 1$  (ou menos) erros.
5. Todos os padrões de erro que afetem um número ímpar de bits, desde que o polinômio gerador do código tenha um número par de coeficientes não-nulos.
6. Todos os padrões de erro que não forem iguais a palavras-código.

### 2.3.1.3. CÓDIGOS ENCURTADOS

No projeto de sistemas nem sempre é possível encontrar um código conhecido com valores adequados de  $n$  e  $k$ . Por exemplo, suponha que se desejasse proteger um bloco com 424 bits utilizando-se um código BCH com capacidade para corrigir até 10 bits errados. Das propriedades do código BCH, o primeiro valor de  $n$  superior a 424 é 511. Consultando-se uma tabela de códigos BCH descobre-se que o código (511,421) tem capacidade  $t = 10$ , mas não pode ser utilizado pois deseja-se  $k = 424$ . O valor de  $n$  imediatamente superior é  $n = 1023$  e o código (1023,923) possui capacidade  $t = 10$ , mas novamente não se adequa ao valor de  $k$  desejado. Uma forma de implementar o sistema é trabalhar com uma versão encurtada do código (1023,923).

Dado um código de bloco  $(n,k)$ , é sempre possível gerar um código encurtado da forma  $(n-i,k-i)$  omitindo-se as primeiras  $i$  linhas e  $i$  colunas da matriz geradora do código. O código encurtado tem distância mínima igual ou maior do que o código original, garantindo-se portanto a capacidade de correção de erro desejada. Assim, no exemplo do parágrafo anterior, uma solução seria utilizar o código BCH encurtado (524,424). [13][19]

### 2.3.2. PROTOCOLOS DE RETRANSMISSÃO

Na técnica de correção de erro por retransmissão (ARQ) utiliza-se um código para detecção do erro e solicita-se a retransmissão do bloco errado ao transmissor. Três protocolos básicos, descritos resumidamente a seguir, podem ser utilizados (uma descrição detalhada pode ser obtida em [13][21]):

- Protocolo *Stop-and-Wait* (SW-ARQ): o transmissor envia um bloco e interrompe a transmissão, à espera do reconhecimento do bloco. Se o reconhecimento é positivo, indicando que não houve erro detectável na transmissão, um novo bloco é enviado; se o reconhecimento é negativo, o bloco é retransmitido.
- Protocolo *Go-Back-N* (GBN-ARQ): o transmissor envia seus blocos de dados continuamente (usualmente há um limite, imposto pelo protocolo da camada de controle do enlace, no número de blocos que podem ser enviados sem que um reconhecimento seja recebido). Quando o receptor recebe um bloco errado, este envia uma mensagem de reconhecimento negativo indicando o número do bloco que continha erro (usualmente o receptor é obrigado a enviar um reconhecimento, mesmo que nenhum bloco tenha sido recebido com erro, para não ultrapassar os limites do protocolo da camada de controle do enlace). Ao receber o reconhecimento negativo, o transmissor volta ao bloco que foi recebido com erro e retransmite todos os blocos a partir daquele. O protocolo GBN-ARQ garante que o receptor não precisa reordenar os blocos.
- Protocolo *Selective-Repeat* (SR-ARQ): Este protocolo é semelhante ao GBN-ARQ. A diferença reside no fato de que no SR-ARQ o transmissor reenvia apenas o bloco que foi detectado como errado (e não todos os blocos a partir do errado). Este protocolo obriga que o receptor reordene os blocos recebidos.

### 2.3.3. CONTROLE DE ERRO EM REDES ATM

Nas redes ATM tradicionais só há controle de erro, dentro da rede, no cabeçalho das células. Para tal utiliza-se um código CRC-8, cujo polinômio gerador é derivado de um código BCH. Este código possui capacidade para corrigir automaticamente erros de um bit, e é utilizado para tal. Ou seja, erros de um bit no cabeçalho podem ser corrigidos automaticamente no receptor.

As camadas de adaptação utilizam CRC para proteção do cabeçalho, nas camadas AAL 1 e AAL 2, e para proteção do cabeçalho e *payload*, CRC-10 na camada AAL 3/4 e CRC-32 na camada

AAL 5. Nas camadas AAL 3/4 e AAL 5 o CRC é utilizado para detectar a recepção de uma PDU errada e, portanto, uma retransmissão pode ser solicitada.

Nas redes ATM sem fio há necessidade de se implementar técnicas de controle de erro adicionais no rádio-enlace. As técnicas normalmente utilizadas são FEC e/ou ARQ, como ilustrado pelos exemplos a seguir:

- No projeto WATMnet utiliza-se um código BCH (63,51) para correção automática de erro e um código CRC-16 para detecção de erros residuais (erros não corrigidos pelo BCH) e solicitação de retransmissão utilizando-se um protocolo do tipo SR-ARQ. [5]
- No projeto Magic Wand utiliza-se correção de erro por retransmissão com o protocolo GBN-ARQ para tráfego de dados; para tráfego sensível a atraso e a erro, como por exemplo vídeo, utiliza-se ARQ com limitação do número de retransmissões, enquanto para tráfego sensível a atraso e pouco sensível a erros não se utiliza nenhum mecanismo de controle de erro. [6]
- No projeto SWAN utiliza-se FEC e/ou ARQ (SR-ARQ) especificados conexão-a-conexão. [8]
- Nos projetos ATMmobil, Bahama, AWACS (ATM Wireless Access Communication System), SAMBA (System for Advanced Mobile Broadband Applications) e MEDIAN utiliza-se FEC com código Reed-Solomon (ou BCH no AWACS) e ARQ, com SR-ARQ nos projetos SAMBA e MEDIAN e SR/GBN-ARQ no AWACS. O código FEC utilizado no ATMmobil é o RS (76,56) e no MEDIAN o RS (71,55). [9][20][22]

## 2.4. MODULAÇÃO DIGITAL

A modulação digital pode ser definida como o processo no qual uma (ou mais) característica de um sinal portador é alterada de acordo com a informação a ser transmitida. As características de uma portadora senoidal que podem ser alteradas são a amplitude, a frequência e a fase, dando origem às modulações básicas ASK (Amplitude Shift Keying), FSK (Frequency Shift Keying) e PSK (Phase Shift Keying).

As modulações mais comumente utilizadas nas redes sem fio são do tipo PSK, QAM (Quadrature Amplitude Modulation) e MSK (Minimum Shift Keying). A modulação QAM pode ser vista como duas portadoras em quadratura moduladas em amplitude independentemente ou como uma combinação de modulação em amplitude com modulação em fase, uma vez que ambas características da portadora são alteradas, dando origem ao nome alternativo modulação APK (Amplitude Phase Keying). A modulação MSK pode ser vista como um caso especial de um tipo de modulação em frequência denominado CPFSK (Continuous-Phase Frequency Shift Keying) ou como um caso especial de um tipo de modulação em fase denominado OQPSK (Offset Quaternary Phase Shift Keying). [14]

Nas redes ATM sem fio e nos sistemas que utilizam modulação adaptativa, definida no Capítulo IV, as modulações mais utilizadas são as do tipo PSK e QAM [5]-[7][9][32]-[36][38][40]-[43] e, portanto, apenas estas modulações são consideradas neste trabalho.

As modulações podem ser binárias, onde apenas dois símbolos podem ser 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. Assim, genericamente, as modulações consideradas neste trabalho são do tipo  $M$ -PSK e  $M$ -QAM.

A Figura 2.4 ilustra a constelação de uma modulação 8-PSK, na qual 8 símbolos são gerados pelo processo de modulação. Os símbolos possuem a mesma amplitude e diferem na fase, que assume os valores  $0, \pi/4, \pi/2, 3\pi/4, \pi, 5\pi/4, 3\pi/2$  e  $7\pi/4$ .

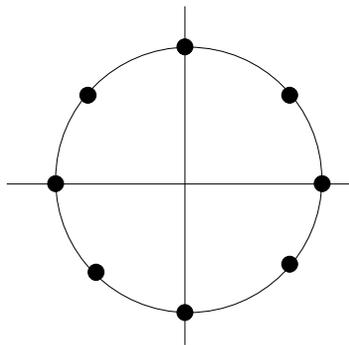


Figura 2.4 – Constelação de uma modulação 8-PSK

A Figura 2.5 ilustra a constelação de uma modulação 16-QAM, na qual os 16 símbolos possíveis variam entre si quanto à amplitude e/ou à fase.

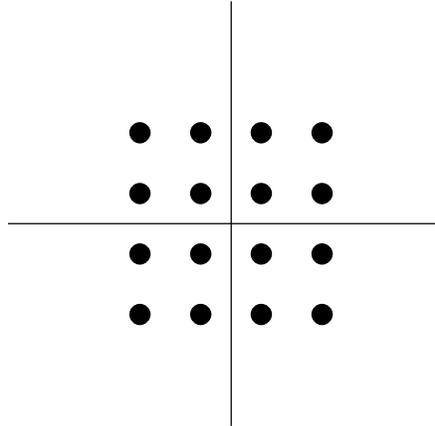


Figura 2.5 – Constelação de uma modulação 16-QAM.

Dois importantes parâmetros para se comparar o desempenho de técnicas de modulação digital são a probabilidade de erro de símbolo, 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  $Hz$  de largura de faixa disponível no canal. 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  $M$ .

Admitindo-se filtragem de Nyquist, a eficiência de largura de faixa para as modulações  $M$ -PSK e  $M$ -QAM é dada por [14]

$$\beta = \log_2 M \quad \text{bps / Hz} \quad (2.8)$$

Para a modulação BPSK (Binary PSK) a probabilidade de erro de símbolo e a probabilidade de erro de bit assumem o mesmo valor, que pode ser calculado, admitindo-se canal AWGN (Additive White Gaussian Noise) e detecção coerente, por [14]

$$p = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (2.9)$$

onde  $Q(x)$  é a função erro complementar, definida pela equação (2.10), e  $(E_b/N_0)$  é a relação entre a energia de bit e a densidade espectral de ruído, que se relaciona com a relação sinal-ruído (SNR – Signal-to-Noise Ratio) da forma expressa pela equação (2.11), onde  $B$  é a largura de faixa do canal e  $R$  é a taxa de transmissão em bits por segundo (b/s).

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du \quad (2.10)$$

$$\frac{E_b}{N_0} = SNR \cdot \frac{B}{R} \quad (2.11)$$

A probabilidade de erro de símbolo para as modulações  $M$ -PSK ( $M > 2$ ), admitindo-se canal AWGN e detecção coerente, pode ser aproximada por [14]

$$P_e = 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \cdot \text{sen} \frac{\pi}{M}\right) \quad (2.12)$$

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

A relação entre a probabilidade de erro de símbolo e a probabilidade de erro de bit, admitindo-se que símbolos vizinhos na constelação diferem em apenas um bit, o que significa dizer que a alocação bit-para-símbolo segue um código Gray, pode ser aproximada, para  $P_e \ll 1$ , por [14]

$$p = \frac{P_e}{\log_2 M} \quad (2.13)$$

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 aproximada por [14]

$$p = \frac{2(1-L^{-1})}{\log_2 L} \cdot Q \left[ \sqrt{\left( \frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1} \right) \cdot \frac{2E_b}{N_0}} \right] \quad (2.14)$$

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

A Figura 2.6 compara o desempenho de algumas modulações  $M$ -PSK e  $M$ -QAM. Percebe-se que as modulações BPSK, QPSK (Quaternary PSK) e 4-QAM possuem a mesma probabilidade de erro de bit. Para  $M \geq 8$ , a modulação  $M$ -QAM possui menor probabilidade de erro de bit que a modulação  $M$ -PSK, com a diferença de desempenho aumentando significativamente à medida em que  $M$  cresce; por exemplo, a modulação 64-QAM tem probabilidade de erro de bit semelhante à modulação 16-PSK.

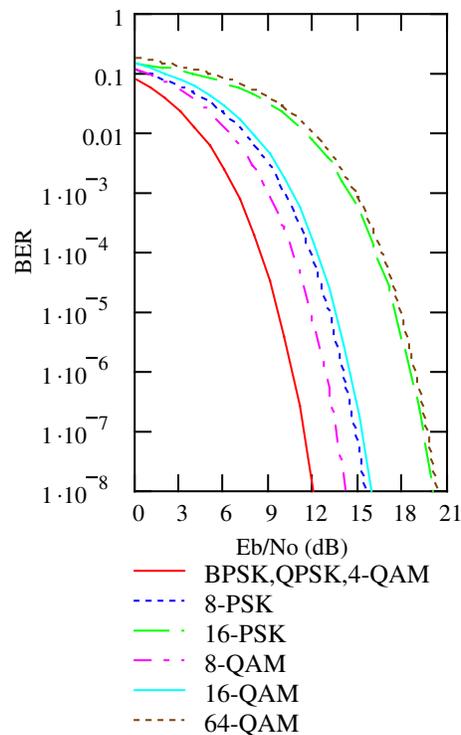


Figura 2.6 - Probabilidade de erro de bit de modulações  $M$ -PSK e  $M$ -QAM.

Embora a modulação 8-QAM tenha desempenho superior à modulação 8-PSK, em termos de implementação prática é comum utilizar-se a modulação  $M$ -PSK, para  $M \leq 8$ , e a modulação  $M$ -QAM, para  $M \geq 16$ .

## 2.5. CONCLUSÕES

Neste capítulo apresentou-se uma introdução sobre alguns temas básicos utilizados nos capítulos seguintes. Fez-se uma breve introdução à tecnologia ATM e às redes ATM sem fio. Os conceitos básicos sobre os mecanismos de controle de erro, particularmente códigos de bloco e protocolos de retransmissão, utilizados nos capítulos III e IV foram apresentados. As modulações  $M$ -PSK e  $M$ -QAM foram descritas e suas características de desempenho, eficiência de largura de faixa e probabilidade de erro de bit, apresentadas.

## CAPÍTULO III – UMA COMPARAÇÃO ANALÍTICA ENTRE FEC e ARQ

As redes ATM foram concebidas considerando-se a utilização de meios de transmissão ópticos, que apresentam taxa de erro de bit pequena. Um dos principais problemas de se utilizar o ATM em redes com enlace sem fio está relacionado à taxa de erro neste tipo de enlace, que é variável e pode assumir valores elevados. Para contornar este problema, mecanismos adicionais de controle de erro devem ser incluídos no enlace ATM sem fio. Os esquemas tradicionais de controle de erro, apresentados no Capítulo II, são a correção por retransmissão (ARQ – Automatic Repeat Request) e a correção automática no receptor do enlace sem fio (FEC – Forward Error Correction).

O uso de FEC ou ARQ no enlace sem fio da rede ATM resulta na diminuição da taxa de erro de bit residual (taxa de erro de bit após a aplicação do mecanismo de controle de erro), no aumento do atraso para transmissão dos pacotes de informação e na diminuição da vazão, devido ao *overhead* dos mecanismos de controle de erro.

Na forma tradicional de implementação, o código a ser utilizado, na solução FEC ou ARQ, é fixado de modo a se alcançar os parâmetros de QoS desejados, considerando-se a maior taxa de erro de bit no enlace. Esta solução é denominada de sistema não-adaptativo e, embora simples, não leva em conta que a taxa de erro de bit no canal é variável e, portanto, não otimiza a utilização da capacidade do enlace sem fio.

Esquemas adaptativos, onde o código é escolhido de acordo com a taxa de erro de bit no canal, melhoram o desempenho do sistema, mas são de maior complexidade de implementação, uma vez que é necessário obter uma estimativa da taxa de erro no canal para se definir o código e ter codificadores/decodificadores capazes de implementar códigos com diferentes taxas.

As diversas soluções para controle de erro em redes ATM sem fio, propostas na literatura, incluem: utilização apenas de ARQ, limitando-se o número de retransmissões para aplicações sensíveis a atraso [6]; utilização de FEC (podendo-se utilizar códigos concatenados), associado ou não à utilização de ARQ para a retransmissão de pacotes que ainda contenham erro após a decodificação FEC [5][8][9][20][22][25][26][30]; utilização de FEC, com um código para proteger o cabeçalho e outro para proteger o *payload* [12][28]; utilização de FEC adaptativo, associado ou não à utilização de ARQ [12][23][24][27][29]; utilização de FEC com maior capacidade que o especificado para o HEC, adaptativo ou não, para proteger o cabeçalho [31];

Os protocolos ARQ mais utilizados são o GBN-ARQ [6][20] e o SR-ARQ [5][8][20] (ou alguma variante), enquanto os códigos FEC mais utilizados são o BCH [5][12][20][23][25][28][31] e o Reed-Solomon [9][12][20][26][27][30]. Nas soluções com códigos concatenados, a combinação mais comum é a utilização de um código Reed-Solomon ou BCH associado a um código convolucional [25][26][30].

Neste capítulo comparam-se, analiticamente, o FEC e o ARQ no ambiente das redes ATM sem fio considerando-se sistemas adaptativos e não-adaptativos e aplicações em tempo real e não tempo real. Os critérios de comparação utilizados são: o tempo para se transmitir uma PDU (Protocol Data Unit) composta de  $Z$  células ATM, para aplicações de comunicação de dados não tempo real, e, para aplicações em tempo real, a vazão e os tempos médio e máximo para se transferir uma célula.

Na seção 3.1 apresenta-se o cenário de referência utilizado no capítulo; na seção 3.2 apresenta-se o critério utilizado para a escolha dos códigos nas técnicas ARQ e FEC; na seção 3.3 comparam-se as técnicas de correção de erro utilizando-se FEC e ARQ para aplicações não tempo real; na seção 3.4 comparam-se FEC e ARQ para aplicações em tempo real; na seção 3.5 propõem-se e analisam-se alguns esquemas híbridos simples para melhorar o desempenho dos sistemas não-adaptativos; as conclusões são apresentadas na última seção.

### 3.1. CENÁRIO DE REFERÊNCIA

O sistema de referência é composto de um enlace sem fio e  $L$  enlaces ópticos. No enlace sem fio, uma estação rádio-base é compartilhada por vários terminais, em um esquema de múltiplo acesso. O mecanismo de controle de erro no enlace sem fio e o múltiplo acesso são implementados em uma camada de enlace, geralmente dividida em uma sub-camada de controle do enlace e uma sub-camada de acesso ao meio, posicionada entre a camada ATM e a camada física, conforme ilustrado na Figura 3.1.

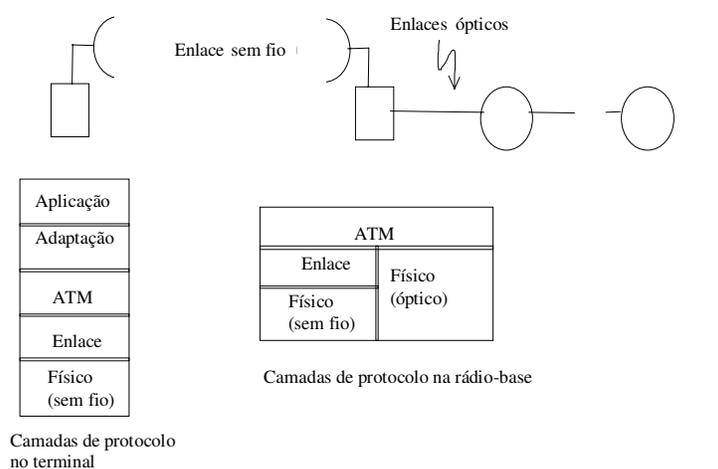


Figura 3.1 – Cenário de referência.

A técnica de múltiplo acesso dominante nos projetos de redes ATM sem fio reportados na literatura é do tipo TDMA/TDD (Time Division Multiple Access / Time Division Duplex) [5][6][20][23]. Em nossas análises consideramos um esquema TDMA/TDD com alocação por demanda, onde o tempo é dividido em quadros, que são subdivididos em dois períodos denominados de *uplink* e *downlink*. No período de *downlink* a estação rádio-base transmite para os terminais utilizando multiplexagem por divisão de tempo. O período de *uplink* é dividido em um período de reserva e um período de transmissão. Os terminais transmitem requisições no período de reserva, utilizando alguma técnica de múltiplo acesso aleatório (como por exemplo o Reservation Aloha), e, quando autorizados pela rádio-base, transmitem seus dados no período de transmissão, utilizando TDMA. As janelas de tempo do período de transmissão comportam a

transmissão de  $N$  células ATM e do *overhead* da camada de enlace. A Figura 3.2 ilustra um quadro no enlace sem fio e suas subdivisões.

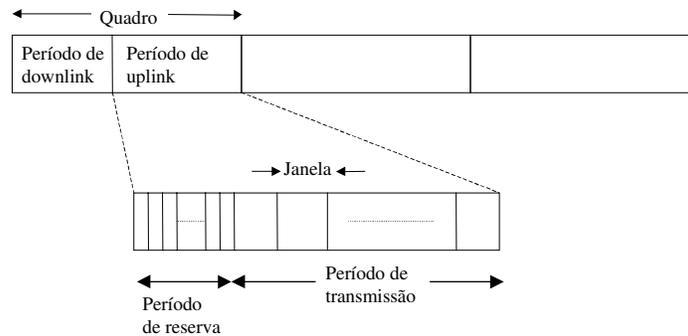


Figura 3.2 – Estrutura do quadro no enlace sem fio.

Considerando-se as janelas de tamanho fixo e admitindo-se que as janelas do período de *downlink* são de mesmo tamanho das janelas de transmissão do período de *uplink* e que as janelas do período de reserva podem ser representadas como um percentual do tamanho das janelas do período de transmissão, o tempo de quadro pode ser calculado por

$$T_q = \frac{V_u \cdot \tau + V_d \cdot \tau + \alpha \cdot V_u \cdot \tau}{R_s} = \frac{V \cdot \tau}{R_s} \quad (3.1)$$

onde  $V_u$  e  $V_d$  representam o número de janelas nos períodos de *uplink* e *downlink*, respectivamente,  $\alpha$  representa o tamanho do período de reserva, como um percentual do período de transmissão no *uplink*,  $R_s$  é a taxa de transmissão no enlace sem fio,  $\tau$  é o número total de bits na janela de transmissão do *uplink*, que depende da técnica de controle de erro utilizada no enlace sem fio, e  $V = V_u + V_d + \alpha V_u$ .

Nas análises efetuadas nas seções seguintes, parâmetros que afetam as técnicas ARQ e FEC da mesma forma e que podem ser desprezados sem prejuízo para os resultados não foram considerados. Assim, não considerou-se:

- os atrasos internos na rede ATM com fio, tais como atrasos de comutação e enfileiramento nos comutadores ATM;

- o tempo de propagação na rede;
- o tempo necessário para se obter o direito de transmissão no enlace sem fio;
- os *overheads* da camada de enlace não relacionados diretamente ao processo de codificação para controle de erro.
- o tempo gasto no processo de *interleaving*, embora tenha-se considerado a presença de um *interleaving* ideal em todas as análises, permitindo admitir que o canal é sem memória e os erros, portanto, não tendam a ocorrer em rajadas.

### 3.2. ESCOLHA DOS CÓDIGOS NAS TÉCNICAS ARQ e FEC

Erros de bit nas células ATM afetam os parâmetros de qualidade de serviço CER e CLR (este último se o erro ocorre no cabeçalho). Além disto, uma célula errada resultará no descarte de PDUs de dados na camada de adaptação, com a conseqüente retransmissão da PDU e aumento do atraso percebido pela aplicação.

Para que uma célula saia de um enlace sem conter erro, no *payload* ou cabeçalho, os seguintes eventos devem ocorrer: a célula não contém erro no *payload*; se o HEC está no modo correção, a célula não contém erro no cabeçalho ou contém erros de um bit; se o HEC está no modo detecção, a célula não contém erro no cabeçalho. Logo, a probabilidade de uma célula sair de um enlace não contendo erro pode ser calculada por: Prob(não erro no *payload*) x {[Prob(não erro no cabeçalho) x Prob(modo detecção)] + Prob(modo correção) x [Prob(não erro no cabeçalho) + Prob(erro de 1 bit no cabeçalho)]}. Esta probabilidade é calculada por

$$P_{cc} = (1-p)^{384} \cdot \left\{ (1-p)^{40} \cdot [1 - (1-p)^{40}] + (1-p)^{40} \cdot [(1-p)^{40} + 40p \cdot (1-p)^{39}] \right\} \quad \text{ou}$$

$$P_{cc} = (1-p)^{424} \cdot [1 + 40(1-p)^{39} \cdot p] \quad (3.2)$$

onde  $p$  é a probabilidade de erro de bit no enlace.

Para um sistema composto de um enlace sem fio sem mecanismo adicional de controle de erro, e  $L$  enlaces ópticos, desprezando-se a probabilidade de um erro em um enlace ser anulado por um erro em outro enlace, a probabilidade de uma célula ser entregue pelo último enlace sem erro é dada por

$$P_{cct} = P_{ccr} \cdot P_{cco}^L \quad (3.3)$$

onde  $P_{ccr}$  e  $P_{cco}$  são calculadas com a expressão (3.2), com  $p$  igual à probabilidade de erro de bit no enlace sem fio e igual à probabilidade de erro de bit no enlace óptico, respectivamente.

O parâmetro CER é determinado por

$$CER = 1 - P_{cct} \quad (3.4)$$

Em um dado enlace, uma célula será descartada, devido a erros no cabeçalho, nas seguintes condições: se o cabeçalho contém erro e o HEC está no modo detecção ou se o cabeçalho contém erros múltiplos e o HEC está no modo correção. Logo, a probabilidade de uma célula ser descartada em um enlace, devido a erros no cabeçalho, é calculada por:

$$P_{cd} = [1 - (1 - p)^{40}] \cdot [1 - (1 - p)^{40}] + \left\{ 1 - [(1 - p)^{40} + 40p \cdot (1 - p)^{39}] \right\} \cdot (1 - p)^{40} \quad \text{ou}$$

$$P_{cd} = 1 - (1 - p)^{40} \cdot [1 + 40(1 - p)^{39} \cdot p] \quad (3.5)$$

Considerando-se um enlace sem fio, sem mecanismo adicional de controle de erro, e  $L$  enlaces ópticos, o parâmetro CLR, considerando-se apenas o descarte devido a erros no cabeçalho, é calculado por

$$CLR = 1 - [(1 - P_{cdr}) \cdot (1 - P_{cdo})^L] \quad (3.6)$$

onde  $P_{cdr}$  e  $P_{cdo}$  são dadas pela equação (3.5), tomando-se a probabilidade de erro de bit no enlace rádio e nos enlaces ópticos, respectivamente.

Se as células transmitidas compõem uma PDU de dados cujo tamanho é  $Z$  células, basta que uma célula contenha erro ou tenha sido descartada para que toda PDU seja descartada e uma retransmissão seja necessária, aumentando o atraso percebido pela aplicação. A probabilidade de uma PDU ser recebida com erro é calculada por

$$P_{pe} = 1 - P_{cct}^Z \quad (3.7)$$

A Figura 3.3 ilustra a variação, em função da probabilidade de erro de bit no enlace sem fio, dos parâmetros CER e CLR e da probabilidade de uma PDU ser recebida com erro e ter de ser retransmitida. Considerou-se uma rede óptica com  $L = 5$  enlaces e probabilidade de erro de bit no enlace óptico igual a  $10^{-9}$ . Pode-se verificar que os parâmetros de QoS assumem valores muito elevados para as probabilidades de erro de bit comumente encontradas nas redes sem fio.

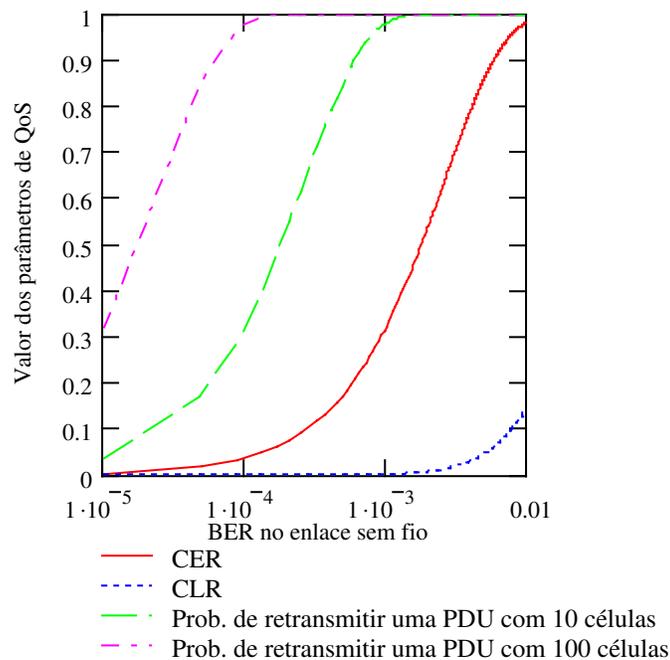


Figura 3.3 – Parâmetros de QoS versus BER no enlace sem fio

A Figura 3.4 mostra o parâmetro CER, em função da BER no enlace sem fio, e o valor deste parâmetro especificado pelo ITU-T [4]. Percebe-se que este parâmetro de QoS só pode ser satisfeito se o enlace sem fio tiver taxa de erro de bit semelhante aos enlaces ópticos.

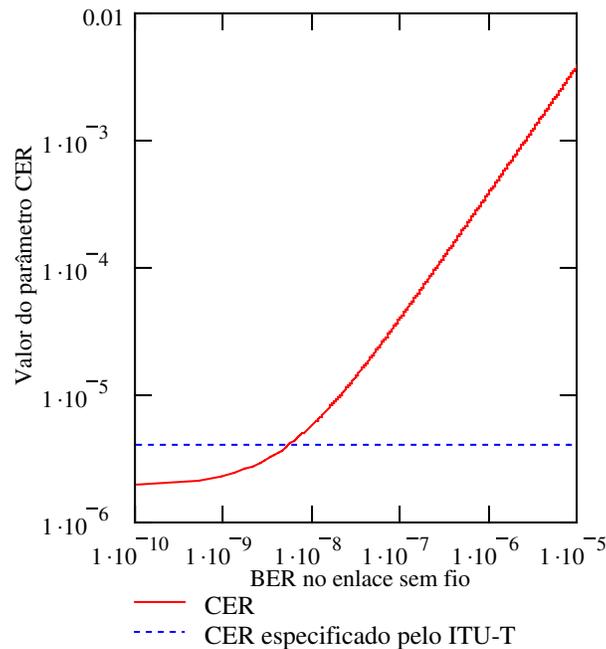


Figura 3.4 – Parâmetro CER x BER no enlace sem fio e valor especificado pelo ITU.

Com base na análise desta seção, optou-se pelo seguinte critério para escolha dos códigos nas técnicas ARQ e FEC: a probabilidade do enlace sem fio entregar uma célula correta para o enlace óptico deve ser maior ou igual à probabilidade de um enlace óptico entregar uma célula correta para o próximo enlace óptico. Este critério está de acordo com os estudos apresentados por Cain e McGregor em [26], onde se conclui: *“It is very important to attempt to make the physical link be more SONET-like in terms of error rates even on disturbed channels because of the effects on higher layer functions”*.

Nas seções seguintes, os códigos a serem utilizados no enlace sem fio foram definidos com base no critério descrito no parágrafo anterior, considerando-se enlaces ópticos com probabilidade de erro de bit igual a  $10^{-8}$ .

### 3.2.1. ESCOLHA DO CÓDIGO NA TÉCNICA ARQ

Em qualquer protocolo da técnica ARQ, as células estão individualmente protegidas por um código de detecção de erro  $(n,k)$ . Uma célula que chega à estação rádio-base pode não conter erros, com probabilidade  $P_c$ , conter erros detectáveis, com probabilidade  $P_e$ , ou conter erros não detectáveis, com probabilidade  $P_{ue}$ . A probabilidade de uma célula sair do enlace sem fio sem conter erros é dada por

$$P_{cca} = P_c + P_c \cdot \sum_{k=1}^{\infty} P_e^k = \frac{P_c}{1 - P_e} = \frac{P_c}{P_c + P_{ue}} \quad (3.8)$$

Admitindo-se que a decodificação do HEC ocorre antes da decodificação do código de detecção de erro da camada de enlace, o valor de  $P_c$  pode ser derivado diretamente da expressão (3.2), lembrando-se que o pacote contém  $n$  bits, resultando em:

$$P_c = (1 - p)^n \cdot [1 + 40(1 - p)^{39} \cdot p] \quad (3.9)$$

Se a decodificação do HEC não é considerada,  $P_c$  é dado por

$$P_c = (1 - p)^n \quad (3.10)$$

Pelo critério adotado para definição dos códigos tem-se  $P_{cca}$  maior ou igual à probabilidade de um enlace óptico entregar uma célula sem erro para o próximo enlace óptico, resultando em

$$P_{ue} \leq \frac{P_c \cdot (1 - P_{cco})}{P_{cco}} \quad (3.11)$$

onde  $P_{cco}$  é dado pela equação (3.2), com  $p$  igual à probabilidade de erro de bit no enlace óptico.

Conhecido o valor desejado de  $P_{ue}$ , a definição do código pode se dar por um processo de busca em códigos conhecidos com distribuição de peso conhecida, mas esta abordagem não é prática.

Nas comparações realizadas neste trabalho, optou-se por determinar a redundância necessária ao código através de limitantes. Com o limitante de Korzhik, expresso na equação (2.3), pode-se determinar um limitante inferior para o número de bits de paridade necessário ao código, para cada valor de probabilidade de erro de bit no enlace sem fio, através do seguinte algoritmo:

1. Inicializa-se  $n = k$ .
2. Faz-se  $n = n + 1$
3. Calcula-se o valor limitante para  $P_{ue}$ , dado pela equação (3.11), tomando-se o valor de  $P_c$  da expressão (3.9) ou (3.10).
4. Calcula-se o valor de  $P_{ue}$  dado pelo limitante de Korzhik, expresso na equação (2.3).
5. Se o valor obtido no passo 4 é menor ou igual ao valor obtido no passo 3, o valor atual de  $n$  é suficiente para se alcançar o objetivo fixado e o problema está resolvido.
6. Se a condição do passo 5 não é satisfeita, volta-se ao passo 2.

A Figura 3.5 mostra a variação do número de bits de paridade com a probabilidade de erro de bit no canal, para uma taxa de erro de bit no enlace óptico igual a  $10^{-8}$  e  $k = 424$  bits, considerando-se ou não a decodificação prévia do HEC. Pode-se observar que a decodificação do HEC antes do código de detecção de erro da camada de enlace não tem influência significativa no número de bits de paridade do código de detecção de erro.

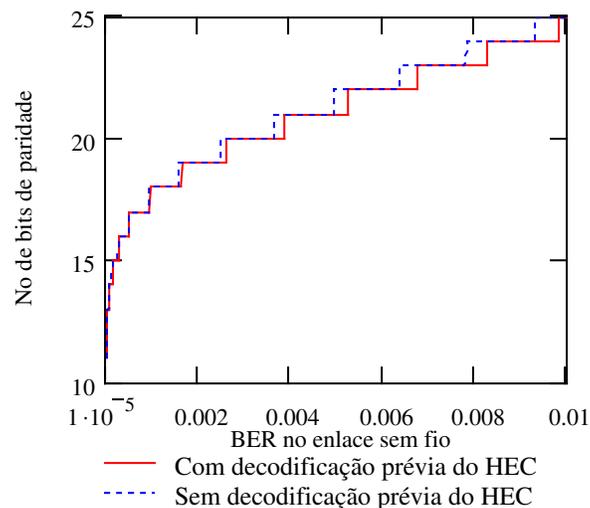


Figura 3.5 – Número de bits de paridade para a solução ARQ.

### 3.2.1.1. APLICAÇÕES EM TEMPO REAL

No caso de se utilizar ARQ no enlace sem fio para aplicações em tempo real, deve haver um limite para o número de retransmissões, de modo que o atraso da célula não se torne excessivo.

Uma célula sai do enlace sem fio contendo erro em duas situações: a célula chega à rádio-base contendo erro não detectável, com probabilidade  $P_{ue}$ , ou a célula chega à rádio-base contendo erro detectável, com probabilidade  $P_e$ , mas o limite de retransmissões,  $\rho$ , foi alcançado. A probabilidade de uma célula sair do enlace sem fio com erro residual é calculada por

$$P_{ce} = \left( P_{ue} \cdot \sum_{j=0}^{\rho} P_e^j \right) + P_e^{\rho+1} \quad (3.12)$$

A probabilidade  $P_e$  é determinada através da relação

$$P_c + P_e + P_{ue} = 1 \quad (3.13)$$

onde  $P_c$  é dado pela equação (3.9) ou (3.10).

A probabilidade de uma célula deixar o enlace sem fio sem conter erro é dada por

$$P_{cca} = 1 - P_{ce} \quad (3.14)$$

A definição do código apropriado é um compromisso entre o número máximo de retransmissões, respeitando-se o limite imposto pela aplicação, e a redundância do código: à medida em que se aumenta o valor de  $\rho$  pode-se diminuir a redundância do código e, à medida em que se diminui o valor de  $\rho$ , deve-se aumentar a redundância do código.

Analisando-se o comportamento de  $P_{cca}$  em função de  $n$  e  $\rho$  verifica-se que existe um valor mínimo de  $n$ , abaixo do qual  $P_{cca}$  não pode ser alcançado, independentemente do valor de  $\rho$ . Este valor é obtido considerando-se que não há limite para o número de retransmissões ( $\rho \rightarrow \infty$ ), e pode ser calculado pelo algoritmo apresentado na seção 3.2.1. Por exemplo, fixando-se o valor desejado de  $P_{cca}$  em 0.9999, o valor mínimo de  $n$  é 433, para  $p = 10^{-4}$ , conforme ilustrado na Figura 3.6.

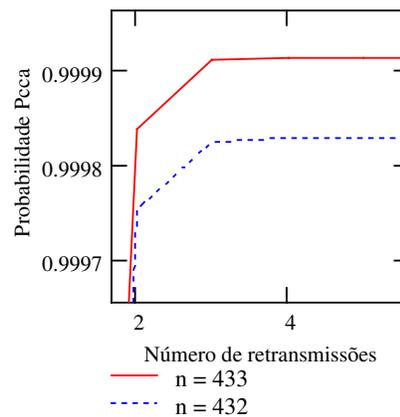


Figura 3.6 – Valor mínimo de  $n$ , independente do valor de  $\rho$ .

Da mesma forma, existe um valor mínimo de  $\rho$ , abaixo do qual  $P_{cca}$  não pode ser alcançado, independentemente do valor de  $n$ . Por exemplo, fixando-se  $P_{cca} = 0.9999$ , o valor mínimo de  $\rho$  é 2, para  $p = 10^{-4}$ , conforme ilustrado na Figura 3.7.

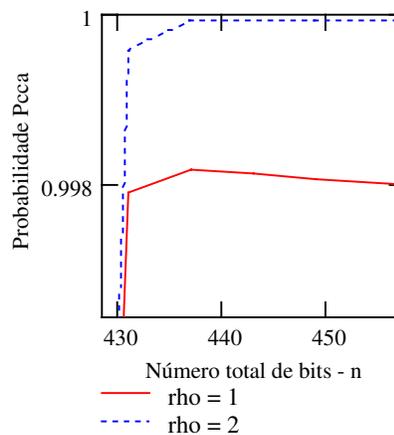


Figura 3.7 – Valor mínimo de  $\rho$ , independente do valor de  $n$ .

Um limitante inferior para o número de bits de paridade necessário ao código, para cada valor de probabilidade de erro de bit no enlace sem fio, pode ser determinado através do seguinte algoritmo:

1. Define-se, em função do critério adotado, o valor desejado para  $P_{cca}$  ( $P_{cca} \geq P_{cco}$ )
2. Fixa-se o valor máximo de  $\rho$  imposto pela aplicação,  $\rho_{max}$
3. Encontra-se o valor mínimo de  $n$ , utilizando-se o algoritmo da seção 3.2.1,  $n_{min}$ .
4. Encontra-se o valor mínimo de  $\rho$ ,  $\rho_{min}$ , através do seguinte algoritmo:
  - 4.1. Inicializa-se  $n_{max} = 2n_{min}$
  - 4.2. Inicializa-se  $\rho = 1$
  - 4.3. Inicializa-se  $n = n_{min}$
  - 4.4. Calcula-se o valor de  $P_{ue}$  dado pelo limitante de Korzhik, expresso na equação (2.3)
  - 4.5. Calcula-se o valor de  $P_{cca}$ , utilizando-se as equações (3.12) a (3.14)
  - 4.6. Se o valor calculado no passo 4.5 é maior ou igual ao valor fixado no passo 1, o valor corrente de  $\rho$  é igual ao valor mínimo procurado e o problema está terminado; caso contrário, vá ao passo seguinte.
  - 4.7. Faz-se  $n = n + 1$
  - 4.8. Se  $n \leq n_{max}$  volte ao passo 4.4; caso contrário vá ao passo seguinte
  - 4.9. Faz-se  $\rho = \rho + 1$  e volta-se ao passo 4.3.
5. Inicializa-se  $\rho = \rho_{min}$
6. Inicializa-se  $n = n_{min}$
7. Calcula-se o valor de  $P_{ue}$  dado pelo limitante de Korzhik, expresso na equação (2.3)
8. Calcula-se o valor de  $P_{cca}$ , utilizando-se as equações (3.12) a (3.14)
9. Se o valor calculado no passo 8 é maior ou igual ao valor fixado no passo 1, os valores correntes de  $n$  e  $\rho$  são suficientes para satisfazer o critério fixado, e o código  $(n, k)$  pode ser utilizado fixando-se o número máximo de retransmissões em  $\rho$ ; caso contrário, faz-se  $n = n + 1$  e volta-se ao passo 7

10. Faz-se  $\rho = \rho + 1$ .
11. Se  $\rho$  é menor ou igual a  $\rho_{max}$  volta-se ao passo 6; caso contrário, o valor de  $n$  necessário para cada valor de  $\rho$ , entre  $\rho_{min}$  e  $\rho_{max}$ , já foi encontrado.
12. Se houver soluções com mesmo valor de  $n$ , as que têm maior valor de  $\rho$  são eliminadas.

A Tabela 3.1 resume os resultados obtidos com o algoritmo acima, para alguns valores de  $p$ , supondo-se que o máximo valor de  $\rho$  estabelecido pela aplicação é 20, com  $P_{cco}$  calculado admitindo-se  $p = 10^{-8}$  no enlace óptico.

$p$	$\rho_{min}$	$n_{min}$	$n$	$\rho$	Solução	
					$n$	$\rho$
$10^{-5}$	2	435	435	2 a 20	435	2
$10^{-4}$	3	438	441	3	441	3
			438	4 a 20	438	4
$10^{-3}$	12	442	442	12 a 20	442	12
$10^{-2}$	1171	449	impossível	impossível	impossível	impossível

Tabela 3.1 – Códigos ARQ para aplicações em tempo real.

Verifica-se que, para o critério de  $P_{cca} \geq P_{cco}$ , não é possível utilizar-se a técnica ARQ para aplicações em tempo real quando a taxa de erro de bit no canal é muito elevada. As soluções possíveis, em geral, incorporam  $n$  igual ao mínimo valor possível, obtido com  $\rho \rightarrow \infty$ , e/ou  $\rho$  igual ao mínimo valor possível.

### 3.2.2. ESCOLHA DO CÓDIGO NA TÉCNICA FEC

Na técnica FEC um código de bloco  $(n,k)$  é utilizado para corrigir automaticamente erros em pacotes compostos de  $N$  células, ou seja  $k = 424N$ .

Se a capacidade de correção de erros do código é  $t$ , desconsiderando-se a influência do HEC, a probabilidade do enlace sem fio entregar o bloco de  $N$  células sem erro para o enlace óptico é dada pela distribuição Binomial

$$P_{ccf} = \sum_{i=0}^t \binom{n}{i} \cdot p^i \cdot (1-p)^{n-i} \quad (3.15)$$

Se a decodificação prévia do HEC é considerada, o cálculo de  $P_{ccf}$  depende do valor de  $N$ . Por exemplo, para  $N = 1$ , tem-se que a probabilidade do enlace sem fio entregar uma célula sem erro para o enlace óptico é igual à probabilidade de ocorrer até  $t$  bits errados em qualquer posição do pacote mais, apenas se o HEC estiver no modo correção, a probabilidade de ocorrer um bit errado no cabeçalho e  $t$  bits errados em qualquer posição fora do cabeçalho. Ou seja,

$$P_{ccf} = \sum_{i=0}^t \binom{n}{i} \cdot p^i \cdot (1-p)^{n-i} + (1-p)^{40} \cdot 40(1-p)^{39} \cdot p \cdot \binom{n-40}{t} \cdot p^t \cdot (1-p)^{n-40-t} \quad (3.16)$$

Se o bloco possui mais de  $t$  erros, o processo de decodificação irá gerar um bloco decodificado com erro no qual o número de células erradas é desconhecido. Assim, admite-se que se um bloco é decodificado com erro, todas as células que o compõem contêm erro e, portanto,  $P_{ccf}$  também representa a probabilidade do enlace sem fio entregar uma célula correta para o enlace óptico. Logo, pelo critério de escolha do código,  $P_{ccf}$  deve ser igual ou superior à probabilidade  $P_{cco}$  expressa pela equação (3.2).

Como  $t$  é, em geral, função de  $n - k$ , a definição do código que satisfaz a condição imposta só pode ser feita por um processo de busca em códigos conhecidos ou através da utilização de limitantes e de um algoritmo iterativo. Por exemplo, pode-se utilizar o limitante para a família de códigos BCH,  $n - k \leq mt$ , ou o limitante geral de Plotkin, definido na equação (2.7). A capacidade  $t$  necessária ao código pode ser calculada, para cada valor de probabilidade de erro de bit no enlace sem fio, através do seguinte algoritmo:

1. Inicializa-se  $t = 0$ .

2. Faz-se  $t = t + 1$ .
3. Calcula-se o valor mínimo de  $n$ , através de um limitante, para se obter o valor atual da variável  $t$ .
4. Calcula-se  $P_{ccf}$ .
5. Se  $P_{ccf}$  é maior ou igual a  $P_{cco}$ , o problema está resolvido e a capacidade necessária é o conteúdo da variável  $t$ .
6. Se o passo 5 não é verdadeiro, volta-se ao passo 2.

A Figura 3.8 ilustra a capacidade  $t$  necessária ao código, considerando-se ou não a influência do HEC, para uma probabilidade de erro de bit no enlace óptico igual a  $10^{-8}$ ,  $k = 424$  e o uso do limitante de Plotkin. A Figura 3.9 mostra o limitante inferior para o número de bits de paridade nas mesmas condições. A título de comparação, mostra-se na Figura 3.9 os resultados já apresentados para o código ARQ. Observa-se que a decodificação prévia do HEC não tem influência significativa nos resultados para a técnica FEC e que esta técnica demanda mais bits de redundância, em quase toda faixa de BER considerada, do que a técnica ARQ, por não utilizar retransmissão para a correção do erro.

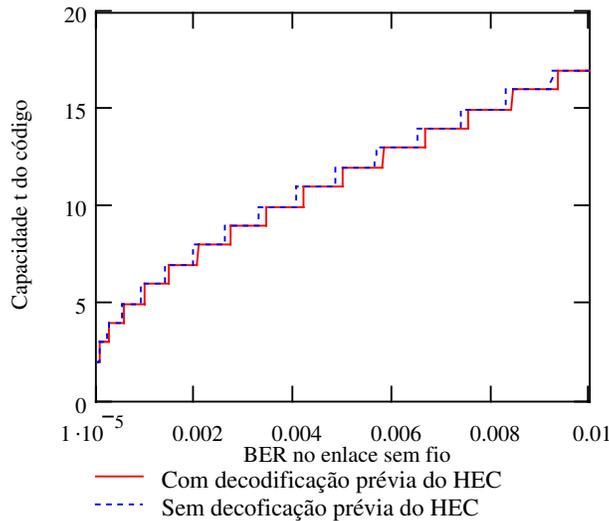


Figura 3.8 – Capacidade  $t$  do código de correção de erros na técnica FEC.

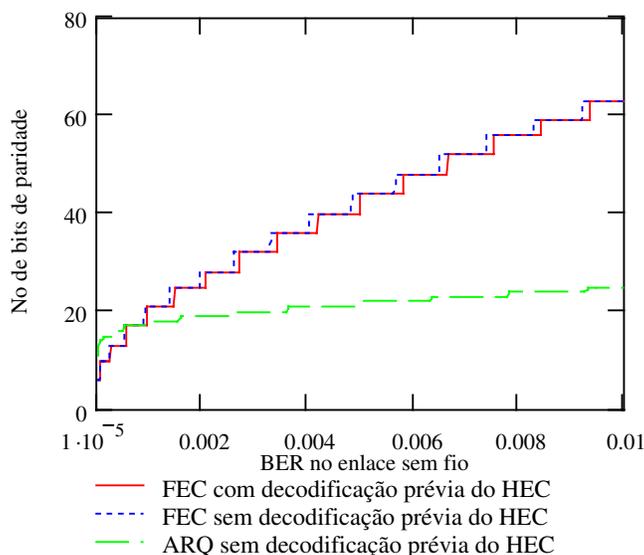


Figura 3.9 – Número de bits de paridade nas técnicas ARQ e FEC.

### 3.3. COMPARANDO ARQ e FEC PARA APLICAÇÕES NÃO TEMPO REAL

Para aplicações de comunicação de dados, um dos principais parâmetros de QoS é o tempo de resposta. Por esta razão, optou-se por definir o atraso médio fim-a-fim para se transmitir uma PDU composta de  $Z$  células como critério de comparação entre o desempenho da técnica ARQ e da técnica FEC para os sistemas com aplicações não tempo real.

#### 3.3.1. TEMPO MÉDIO PARA SE TRANSMITIR UMA PDU NO SISTEMA FEC

No sistema FEC transmite-se um pacote de  $N$  células ATM a cada quadro da estrutura TDMA, com este pacote protegido contra erro por um código  $(n,k)$ , onde  $k = 424N$ .

O número de quadros necessários para se transmitir a PDU é dado por

$$Q_f = \left\lceil \frac{Z}{N} \right\rceil \quad (3.17)$$

onde o símbolo  $\lceil \cdot \rceil$  representa o menor inteiro maior ou igual ao argumento.

O número de células de informação transmitidas no último quadro,  $C_f$ , é dado por  $N$ , se  $Z$  é múltiplo de  $N$ , ou pelo resto da divisão de  $Z$  por  $N$ , denotado por  $\text{mod}(Z/N)$ , em caso contrário. Como as janelas de transmissão são de tamanho fixo, o último quadro pode conter células vazias para completar o tamanho da janela de transmissão.

O tempo médio para se transmitir a PDU, desprezando-se o tempo para transmissão do reconhecimento do terminal de destino para o terminal de origem, é dado por

$$T_{fec} = \left[ (Q_f - 1) \cdot T_q + \frac{n}{R_s} + \frac{424 \cdot (L + C_f - 1)}{R_o} + \xi_f \right] \cdot \gamma \quad (3.18)$$

onde o primeiro termo do colchete representa o tempo referente aos primeiros  $(Q_f - 1)$  quadros, o segundo termo é o tempo para se transmitir as  $N$  células do último quadro (onde pode haver células vazias) e o terceiro termo é o tempo para se transmitir as células de informação do último quadro na rede com fio. O parâmetro  $R_o$  é a taxa de transmissão no enlace óptico, o parâmetro  $\xi_f$  é o tempo de decodificação do código FEC (desde que este tempo seja menor que o tempo de quadro), o tempo de quadro é dado pela equação (3.1), com  $\tau = n$ , e o parâmetro  $\gamma$  é o número médio de transmissões necessárias para se receber uma PDU correta, admitindo-se retransmissão na camada de adaptação. O valor de  $\gamma$  é computado por

$$\gamma = \sum_{i=1}^{\infty} i \cdot P_{pc} \cdot (1 - P_{pc})^{i-1} = \frac{1}{P_{pc}} \quad (3.19)$$

onde  $P_{pc}$  é a probabilidade de se receber uma PDU correta.

O valor de  $P_{pc}$ , devido ao critério utilizado para escolha do código, é computado por

$$P_{pc} = P_{cco}^{(L+1)Z} \quad (3.20)$$

### 3.3.2. TEMPO MÉDIO PARA SE TRANSMITIR UMA PDU NO SISTEMA ARQ

No sistema ARQ transmite-se um pacote de  $N$  células a cada quadro da estrutura TDMA. Como a correção de erro neste sistema se dá por retransmissão, as células do pacote devem estar protegidas individualmente por um código de detecção de erro  $(n,k)$ , onde  $k$  é igual a 424 mais o número de bits do campo de número de seqüência das células,  $\beta$ , necessário para a implementação dos protocolos *Go-Back-N* e *Selective Repeat*. Para o protocolo *Stop-and-Wait* tem-se  $N = 1$  e  $\beta = 0$ .

#### 3.3.2.1. TEMPO MÉDIO PARA O PROTOCOLO SW-ARQ

O tempo médio para se transmitir, do terminal sem fio para a rádio-base, cada uma das  $Z - 1$  primeiras células da PDU, desprezando-se o efeito dos erros não detectáveis, é dado por:

$$T_{z-1} = T_q \cdot P_c + 2T_q \cdot P_c \cdot (1 - P_c) + 3T_q \cdot P_c \cdot (1 - P_c)^2 + \dots = T_q \cdot \sum_{i=1}^{\infty} i \cdot P_c \cdot (1 - P_c)^{i-1} = \frac{T_q}{P_c} \quad (3.21)$$

onde  $P_c$  é a probabilidade de se receber uma célula correta na rádio-base, dado pela equação (3.9) ou (3.10), e  $T_q$  é o tempo de quadro para a técnica ARQ, dado pela equação (3.1) com  $\tau = n$ .

O tempo médio para transmitir a última célula da PDU pode ser calculado por:

$$T_z = T_x \cdot P_c + (T_x + T_q) \cdot (1 - P_c) \cdot P_c + (T_x + 2T_q) \cdot (1 - P_c)^2 \cdot P_c + \dots \quad (3.22)$$

que pode ser reduzido para

$$T_z = T_x \cdot \sum_{i=0}^{\infty} P_c \cdot (1 - P_c)^i + T_q \cdot \sum_{i=1}^{\infty} i \cdot (1 - P_c)^i \cdot P_c = T_q \cdot \left( \frac{1}{P_c} - 1 \right) + T_x \quad (3.23)$$

onde  $T_x$  é o tempo de transmissão de uma célula no enlace sem fio e é calculado por  $n / R_s$ .

O tempo médio para se transmitir a PDU, desprezando-se o tempo para transmissão do reconhecimento do terminal de destino para o terminal de origem, pode então ser calculado por

$$T_{swa} = \left[ T_q \cdot \left( \frac{Z}{P_c} - 1 \right) + \frac{n}{R_s} + \xi_a + \frac{424L}{R_o} \right] \cdot \gamma \quad (3.24)$$

onde  $\xi_a$  é o tempo de decodificação do código de detecção de erro, admitindo-se que este tempo é menor do que o tempo de quadro, e  $\gamma$  é o número médio de transmissões para que a AAL de destino receba uma PDU correta, admitindo-se retransmissão na camada de adaptação. O valor de  $\gamma$  pode ser calculado a partir das equações (3.19) e (3.20).

### 3.3.2.2. TEMPO MÉDIO PARA O PROTOCOLO GBN-ARQ

No protocolo *Go-Back-N* são transmitidas  $N$  células a cada janela do quadro TDMA, cada uma protegida por um código de detecção de erro  $(n,k)$ . Uma célula errada provoca o descarte, e a retransmissão, de todas as células da janela a partir da errada, sendo portanto necessário um campo de número de seqüência das células para que o receptor possa informar ao transmissor o número da célula recebida com erro, resultando em  $k = 424 + \beta$ .

O número de células transmitidas com sucesso em uma janela contendo  $N$  células, numeradas de 1 a  $N$ , desprezando-se o efeito dos erros não detectáveis, é dado por:  $N$ , se todas as células estiverem corretas;  $(N - 1)$ , se a última célula,  $(N)$ , estiver errada e as demais corretas;  $(N - 2)$ , se a penúltima célula,  $(N - 1)$ , estiver errada e as células de 1 a  $(N - 2)$  estiverem corretas, independentemente da célula  $N$  estar certa ou errada;  $(N - 3)$  se a antepenúltima célula,  $(N - 2)$ , estiver errada e as células de 1 a  $(N - 3)$  estiverem corretas, independentemente das células  $N$  e  $(N - 1)$  estarem certas ou erradas;  $(N - 4)$  se a célula  $(N - 3)$  estiver errada e as células de 1 a  $(N - 4)$  estiverem corretas, independentemente das células  $N$ ,  $(N - 1)$  e  $(N - 2)$  estarem certas ou

erradas; e assim sucessivamente até 0, se todas as células estiverem erradas. Logo, o número médio de células transmitidas com sucesso neste quadro é dado por

$$\begin{aligned}
 E_{gb} = & N \cdot P_c^N + (N-1) \cdot (1-P_c) \cdot P_c^{(N-1)} + (N-2) \cdot (1-P_c) \cdot P_c^{(N-2)} \cdot [P_c + (1-P_c)] + \\
 & + (N-3) \cdot (1-P_c) \cdot P_c^{(N-3)} \cdot [P_c^2 + (1-P_c)^2 + 2P_c \cdot (1-P_c)] + \\
 & + (N-4) \cdot (1-P_c) \cdot P_c^{(N-4)} \cdot [P_c^3 + (1-P_c)^3 + 3P_c^2 \cdot (1-P_c) + 3P_c \cdot (1-P_c)^2] + \dots
 \end{aligned} \tag{3.25}$$

Todos os termos entre colchetes são iguais a um e a expressão pode ser reduzida para:

$$E_{gb} = N \cdot P_c^N + (1-P_c) \cdot \sum_{i=1}^{N-1} i \cdot P_c^i \tag{3.26}$$

A expressão (3.26) é exata para janelas contendo  $N$  células. No entanto, quando se transmite uma PDU com  $Z$  células, utilizando-se o protocolo GBN-ARQ, a última (ou últimas) janela pode não conter  $N$  células de informação, seja porque  $Z$  não é múltiplo de  $N$ , seja porque ocorreu um erro em um quadro qualquer que provocou a retransmissão de células e, portanto, o incremento no número total de células transmitidas. Assim, o uso da expressão (3.26) para calcular o número médio de células transmitidas com sucesso a cada quadro, no processo de transmissão de uma PDU com  $Z$  células, é aproximado, uma vez que a existência de células vazias no último (ou últimos) quadro não é considerada. Contudo, verifica-se, através de simulação de Monte Carlo, que a expressão (3.26) é uma boa aproximação, se  $Z \gg N$ . A Figura 3.10 ilustra a comparação entre o resultado analítico e o resultado obtido com simulação de Monte Carlo, para  $N = 5$  e  $P_c = 0.955$ , em função de  $Z$ .

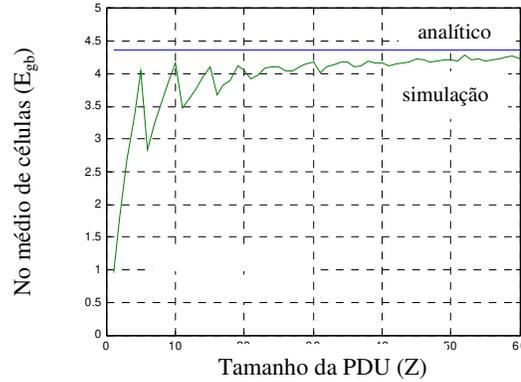


Figura 3.10 – Número médio de células transmitidas com sucesso, a cada quadro, em função de  $Z$  – resultado analítico versus simulação.

O número médio de quadros necessários para transmitir a PDU de  $Z$  células é dado por

$$Q_g = \frac{Z}{E_{gb}} \quad (3.27)$$

Se todas as células da PDU são transmitidas no enlace sem fio sem erro, o número de células no último quadro TDMA é dado por

$$C_c = \begin{cases} N & \text{se } Z \text{ é múltiplo de } N \\ \text{mod}\left(\frac{Z}{N}\right) & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.28)$$

Se ocorreu um erro de transmissão em pelo menos uma das  $Z$  células, o número médio de células no último quadro pode ser aproximado pela seguinte expressão heurística

$$C_e = \frac{\sum_{k=1}^N k \cdot P_c^k}{\sum_{k=1}^N P_c^k} = \frac{1 - (N+1) \cdot P_c^N + N \cdot P_c^{N+1}}{(1 - P_c) \cdot (1 - P_c^N)} \quad (3.29)$$

Usando (3.28) e (3.29), o número médio de células no último quadro pode ser calculado por

$$C = C_c \cdot P_c^Z + C_e \cdot (1 - P_c^Z) \quad (3.30)$$

Comparando-se os resultados obtidos com a expressão (3.30) com resultados obtidos utilizando-se simulação de Monte Carlo, verifica-se que a expressão oferece uma aproximação muito boa para o cálculo do número médio de células no último quadro. A Figura 3.11 apresenta os resultados da comparação, considerando-se  $N = 5$  e  $P_c = 0.955$ .

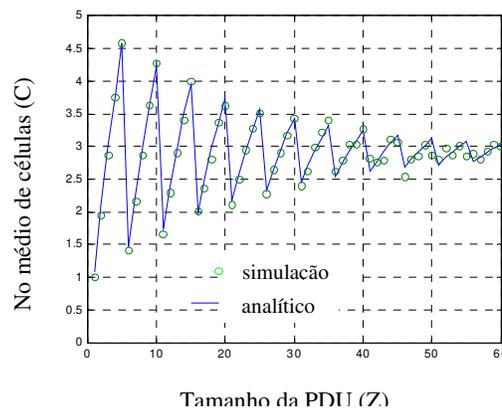


Figura 3.11 – Número médio de células no último quadro, em função de Z – resultado analítico versus simulação.

O tempo médio para se transmitir a PDU, desprezando-se o tempo para transmissão do reconhecimento do terminal de destino para o terminal de origem, é calculado por

$$T_{gba} = \left[ (Q_g - 1) \cdot T_q + \frac{C \cdot n}{R_s} + \xi_a + \frac{424L}{R_o} \right] \cdot \gamma \quad (3.31)$$

onde  $\xi_a$  é o tempo de decodificação do código de detecção de erro, admitindo-se que este tempo é menor do que o tempo de quadro,  $\gamma$  é o número médio de transmissões para que a AAL de destino receba uma PDU correta, admitindo-se retransmissão na camada de adaptação, que pode ser

calculado pelas equações (3.19) e (3.20), e  $T_q$  é o tempo de quadro, calculado pela expressão (3.1) com  $\tau = Nn$ .

### 3.3.2.3. TEMPO MÉDIO PARA O PROTOCOLO SR-ARQ

No protocolo *Selective-Repeat* são transmitidas  $N$  células a cada janela do quadro TDMA, cada uma protegida por um código de detecção de erro  $(n,k)$ . As células recebidas com erro são descartadas e retransmitidas, sendo portanto necessário um campo de número de seqüência das células para que o receptor possa informar ao transmissor o número da célula recebida com erro, resultando em  $k = 424 + \beta$ . Há necessidade de um procedimento de reordenamento das células, que pode ser feito na rádio-base ou no terminal de destino. Se o reordenamento for no destino, é necessário utilizar-se uma camada de adaptação que tenha esta propriedade.

Se não houver erro em nenhuma das  $Z$  células, o número de quadros necessários para se transmitir a PDU é dado por  $\lceil Z/N \rceil$  e, portanto, o número médio de células transmitidas com sucesso a cada quadro é dado por  $Z / \lceil Z/N \rceil$ . Se houver erro em pelo menos uma das  $Z$  células, o número médio de células transmitidas com sucesso a cada quadro pode ser calculado por

$$E_e = \sum_{j=0}^N j \cdot \binom{N}{j} \cdot P_c^j \cdot (1 - P_c)^{N-j} = N \cdot P_c \quad (3.32)$$

Logo, o número médio de células transmitidas com sucesso a cada quadro é dado por:

$$E_{sr} = \frac{Z}{\lceil Z/N \rceil} \cdot P_c^Z + N \cdot P_c \cdot (1 - P_c^Z) \quad (3.33)$$

A expressão (3.33) não leva em conta a possível presença de células vazias no último (ou últimos) quadro. No entanto, comparando-se os resultados analíticos com resultados obtidos com

simulação de Monte Carlo verifica-se que a expressão (3.33) é uma boa aproximação. A Figura 3.12 mostra a comparação, em função de  $Z$ , para  $N = 5$  e  $P_c = 0.955$ .

O número médio de células no último quadro pode ser calculado pelas equações (3.28) a (3.30). A comparação do resultado analítico com simulação de Monte Carlo, para  $N = 5$  e  $P_c = 0.955$ , é mostrada na Figura 3.12.

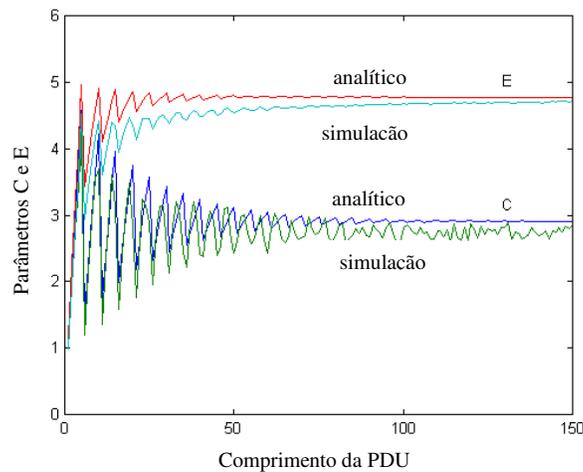


Figura 3.12 – Número médio de células transmitidas com sucesso a cada quadro, E, e número médio de células no último quadro, C, em função de  $Z$  – resultados analíticos x simulação.

O número médio de quadros necessários para se transmitir a PDU com  $Z$  células é dado por

$$Q_s = \frac{Z}{E_{sr}} \quad (3.34)$$

O tempo médio para se transmitir a PDU é calculado por

$$T_{sra} = \left[ (Q_s - 1) \cdot T_q + \frac{C \cdot n}{R_s} + \xi_a + \frac{424L}{R_o} + \chi \right] \cdot \gamma_{sr} \quad (3.35)$$

onde o tempo de quadro é calculado pela equação (3.1), com  $\tau = nN$ , e  $\chi$  é o tempo adicional gasto para se transmitir o número de seqüência das células ATM na rede óptica, admitindo-se o reordenamento no destino.

Como o número de seqüência é transmitido, na rede óptica, como um *overhead* adicional dentro dos 48 *bytes* de *payload* da célula, ele resulta na transmissão de células adicionais na rede óptica. Devido à estrutura do múltiplo acesso, o número máximo de *bytes* adicionais a serem transmitidos é igual a  $47 + N$  vezes o tamanho do campo de seqüência ( $\beta$ ) e, portanto, o valor máximo de  $\chi$  é dado por

$$\chi_{\max} = \frac{424 \cdot \left\lceil \frac{47 + N \cdot \beta}{48} \right\rceil}{R_o} \quad (3.36)$$

A probabilidade da camada de adaptação de destino receber uma PDU correta diminui ligeiramente com o incremento no número de células transmitidas na rede óptica, e é agora calculada por

$$\gamma_{sr} = P_{cco}^{-\left[ (L+1)Z + \frac{\chi \cdot L}{424} \right]} \quad (3.37)$$

### 3.3.3. FEC versus ARQ EM SISTEMAS NÃO ADAPTATIVOS

Como vários parâmetros afetam o desempenho de ambas as técnicas, ARQ e FEC, da mesma forma, pode-se simplificar a comparação definindo-se um fator de desempenho,  $\delta$ , como a relação entre o tempo médio para se transmitir uma PDU no sistema FEC e o mesmo tempo no sistema ARQ. A técnica ARQ terá melhor desempenho que a técnica FEC quando o fator de desempenho for maior do que um e pior desempenho quando este fator for menor do que um.

Em sistemas não adaptativos, o número de bits de paridade dos códigos deve ser definido tomando-se a maior taxa de erro de bit considerada para o enlace sem fio. Utilizando-se os

algoritmos descritos na seção 3.2, fixando-se a BER máxima igual a  $10^{-2}$  e  $\beta = 8$  para os protocolos GBN e SR-ARQ, encontra-se o número total de bits (informação mais redundância) dos códigos. A Tabela 3.2 resume os resultados obtidos, considerando-se o uso dos limitantes de Korzhik e Plotkin para as técnicas ARQ e FEC, respectivamente. Os resultados são os mesmos, considerando-se ou não a decodificação prévia do HEC.

	$n$	$k$	$t$
Stop-and-Wait ARQ	449	424	---
Go-Back-N ARQ	457	432	---
Selective-Repeat ARQ	457	432	---
FEC, $N = 1$	487	424	17
FEC, $N = 2$	947	848	26
FEC, $N = 5$	2302	2120	47
FEC, $N = 10$	4545	4240	78

Tabela 3.2 – Códigos ARQ e FEC determinados a partir dos limitantes de Korzhik e Plotkin

### 3.3.3.1. FATOR DE DESEMPENHO ENTRE FEC e SW-ARQ

O fator de desempenho entre a técnica FEC e a técnica SW-ARQ, com uma célula transmitida a cada quadro, é obtido dividindo-se a equação (3.18) pela equação (3.24), resultando em

$$\delta_{sw} = \frac{(Z-1) \cdot T_{af} + \frac{n_f}{R_s} + \xi_f + \frac{424 \cdot L}{R_o}}{T_{qsw} \cdot \left( \frac{Z}{P_c} - 1 \right) + \frac{n_{sw}}{R_s} + \xi_a + \frac{424L}{R_o}} \quad (3.38)$$

onde os sub-índices  $f$  e  $sw$  foram acrescentados em alguns parâmetros para caracterizar se o mesmo está relacionado à técnica FEC ou SW-ARQ, respectivamente.

Considerando-se a implementação dos decodificadores em *hardware*, o tempo de decodificação para ambas as técnicas pode ser desprezado. Admitindo-se  $R_s = R_o$  e desprezando-se o tempo de decodificação, o fator de desempenho simplifica-se para

$$\delta_{sw} = \frac{V \cdot (Z - 1) \cdot n_f + n_f + 424L}{V \cdot n_{sw} \cdot \left( \frac{Z}{P_c} - 1 \right) + n_{sw} + 424L} \quad (3.39)$$

Substituindo-se os valores apresentados na Tabela 3.2, tem-se

$$\delta_{sw} = \frac{V \cdot (Z - 1) \cdot 487 + 487 + 424L}{V \cdot 449 \cdot \left( \frac{Z}{P_c} - 1 \right) + 449 + 424L} \quad (3.40)$$

Para qualquer valor de  $p$ , a taxa de erro de bit no enlace sem fio, a variação de  $L$ , dentro da faixa usual, praticamente não influencia o resultado para  $Z$  grande ( $Z > 100$ ) e tem influência muito pequena para  $Z$  pequeno ( $Z = 10$ ). A influência do valor de  $V$  no resultado é desprezível para qualquer valor de  $Z$ .

A Figura 3.13 mostra a variação do fator de desempenho com a taxa de erro de bit no enlace sem fio, para  $Z = 5$  e  $Z = 1000$ , assumindo-se  $L = 3$  e  $V = 40$ . Percebe-se que o valor de  $Z$  praticamente não influencia o resultado. A técnica ARQ tem desempenho pouco melhor que a técnica FEC se a taxa de erro de bit no canal é pequena,  $\delta = 1.083$  para  $p = 10^{-6}$ , e desempenho muito pior se a taxa de erro de bit é elevada,  $\delta = 0.014$  para  $p = 10^{-2}$ . As duas técnicas possuem desempenho igual,  $\delta = 1$ , para  $p = 1.8 \times 10^{-4}$ .

Se a taxa de transmissão no enlace sem fio é muito menor do que a taxa de transmissão nos enlaces ópticos ( $R_s \ll R_o$ ), os resultados obtidos são praticamente os mesmos. Assim, por simplicidade, considera-se em todas as análises posteriores deste capítulo que as taxas de transmissão no enlace sem fio e nos enlaces ópticos são as mesmas.

O pior desempenho do ARQ para taxas de erro de bit elevadas se deve ao grande número de retransmissões necessárias para que uma célula correta seja entregue à rede óptica.

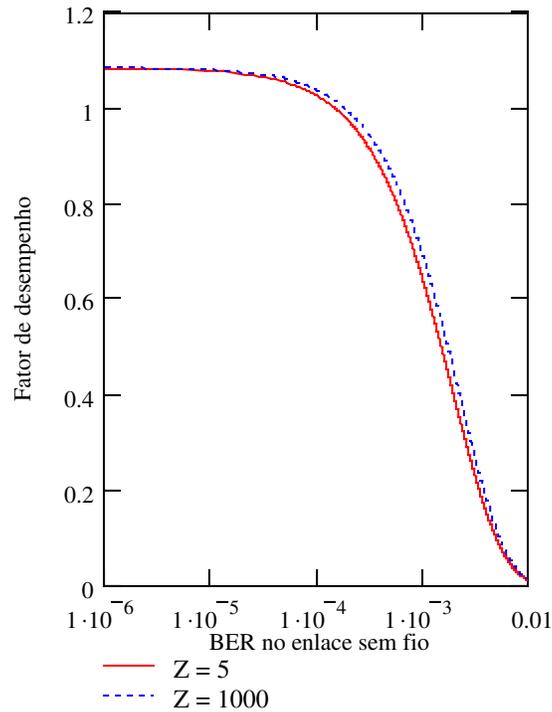


Figura 3.13 – Fator de desempenho entre as técnicas FEC e SW-ARQ

### 3.3.3.2. FATOR DE DESEMPENHO ENTRE FEC e GBN-ARQ

O fator de desempenho entre a técnica FEC e a técnica GBN-ARQ, com  $N$  células transmitidas a cada quadro, é obtido dividindo-se a equação (3.18) pela equação (3.31), resultando em

$$\delta_{gb} = \frac{(Q_f - 1) \cdot T_{qf} + \frac{n_f}{R_s} + \xi_f + \frac{424 \cdot (L + C_f - 1)}{R_o}}{(Q_g - 1) \cdot T_{qg} + \frac{C \cdot n_g}{R_s} + \xi_a + \frac{424L}{R_o}} \quad (3.41)$$

onde os sub-índices  $f$  e  $g$  foram acrescentados em alguns parâmetros para caracterizar se o mesmo está relacionado à técnica FEC ou GBN-ARQ, respectivamente.

Fazendo-se  $R_s = R_o$  e desprezando-se o tempo de decodificação para ambas as técnicas, o fator de desempenho simplifica-se para

$$\delta_{gb} = \frac{(Q_f - 1) \cdot V \cdot n_f + n_f + 424(L + C_f - 1)}{(Q_g - 1) \cdot V \cdot N \cdot n_g + C \cdot n_g + 424L} \quad (3.42)$$

Os valores de  $L$  e  $V$  não têm influência significativa no resultado e foram assumidos iguais a 3 e 40, respectivamente, em todas as figuras apresentadas nesta seção.

As Figuras 3.14 e 3.15 mostram a influência do valor de  $Z$  no fator de desempenho, assumindo-se  $p = 10^{-4}$  e  $N = 5$ . A oscilação observada no fator de desempenho, na Figura 3.14, se deve ao fato de  $Z$  poder assumir valores não múltiplos de  $N$ . Se  $Z$  assume apenas valores múltiplos de  $N$  esta oscilação desaparece, como mostra a Figura 3.15. Em qualquer caso, para  $Z > 100$ , o fator de desempenho é pouco influenciado pelo valor de  $Z$ .

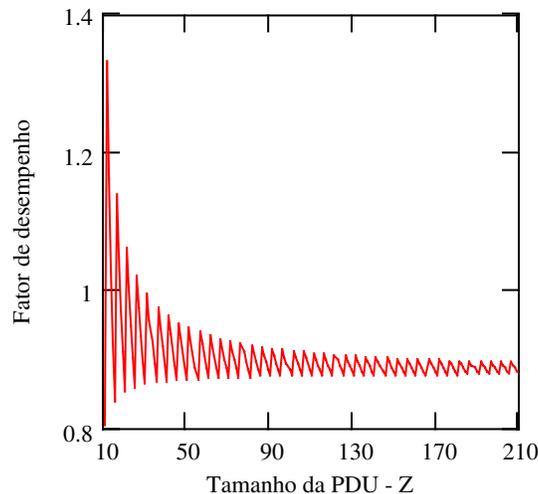


Figura 3.14 – Fator de desempenho, em função de  $Z$ , com  $Z$  podendo assumir qualquer valor inteiro na faixa considerada.

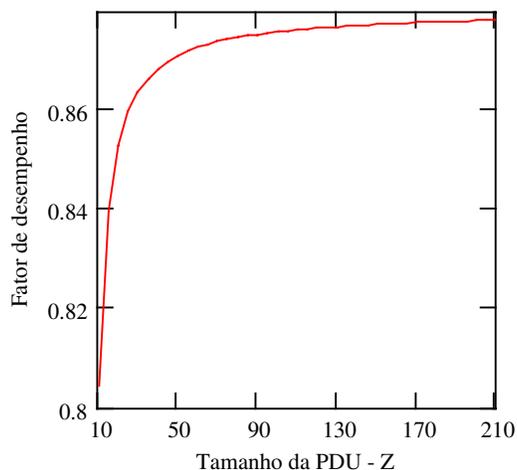


Figura 3.15 – Fator de desempenho, em função de  $Z$ , com  $Z$  assumindo apenas valores múltiplos de  $N$ .

A Figura 3.16 mostra a influência dos valores de  $p$  e  $N$  no fator de desempenho, fixando-se  $Z = 100$ . Novamente, a técnica ARQ tem desempenho pouco melhor que a técnica FEC se a taxa de erro de bit no canal é pequena,  $\delta = 1.036$  para  $p = 10^{-6}$  e  $N = 2$ , e desempenho muito pior se a taxa de erro de bit é elevada,  $\delta = 0.005$  para  $p = 10^{-2}$  e  $N = 2$ . As duas técnicas possuem desempenho igual,  $\delta = 1$ , com  $N = 2$ , para  $p = 5.2 \times 10^{-5}$ .

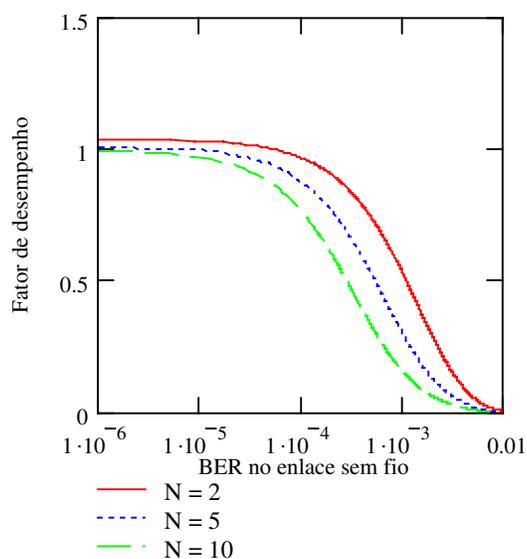


Figura 3.16 – Fator de desempenho, em função de  $p$ , para  $N = 2, 5$  e  $10$ .

O fator de desempenho decresce com o incremento de  $N$ , indicando que a técnica FEC é beneficiada quando transmite-se mais células ATM em cada janela do quadro.

Deve-se observar que, se o número de células em cada janela cresce, o tamanho  $n$  do código cresce e a capacidade de correção necessária,  $t$ , também cresce, tornando a implementação em *hardware* mais difícil. Se a implementação em *hardware* não é possível, o atraso de decodificação,  $\xi$ , não é desprezível, e os resultados apresentados não são corretos. No entanto, é possível implementar-se a solução FEC em *hardware* fazendo-se a codificação de blocos menores, denominados de sub-blocos.

Seja  $S$ , um sub-múltiplo de  $N$ , o número máximo de células que podem ser protegidas em um sub-bloco. O número de sub-blocos em um quadro é  $N/S$ , mas no último quadro, como as janelas são de tamanho fixo, pode-se ter sub-blocos contendo células vazias. O número de sub-blocos contendo células de informação no último quadro é dado por

$$J = \begin{cases} \frac{N}{S} & \text{se } Z \text{ é múltiplo de } N \\ \left\lceil \frac{\text{mod}(Z, N)}{S} \right\rceil & \text{se } Z \text{ não é múltiplo de } N \end{cases} \quad (3.43)$$

O número de células de informação no último sub-bloco é dado por

$$C_s = \begin{cases} S & \text{se } Z \text{ é múltiplo de } S \\ \text{mod}(Z, S) & \text{se } Z \text{ não é múltiplo de } S \end{cases} \quad (3.44)$$

O tempo para transmitir uma PDU na técnica FEC torna-se

$$T_{fec} = (Q_f - 1) \cdot V \cdot n_f \cdot \frac{N}{S} + J \cdot n_f + 424(L + C_s - 1) \quad (3.45)$$

e o fator de desempenho passa a ser calculado por

$$\delta_{gb} = \frac{(Q_f - 1) \cdot V \cdot n_f \cdot \frac{N}{S} + J \cdot n_f + 424(L + C_s - 1)}{(Q_g - 1) \cdot V \cdot N \cdot n_g + C \cdot n_g + 424L} \quad (3.46)$$

A Figura 3.17 compara o fator de desempenho, para  $N = 6$  e  $Z = 100$ , considerando a situação onde não há limite para implementação por *hardware* e, portanto, o bloco de 6 células é protegido por um único código, a situação onde o limite  $S = 2$  é imposto para implementação por *hardware* e, portanto, o bloco é dividido em três sub-blocos que são protegidos individualmente e a situação onde o limite  $S = 1$  é imposto e, portanto, o bloco é dividido em seis sub-blocos. Percebe-se que há um pequeno aumento no fator de desempenho quando a limitação é imposta, indicando uma ligeira queda de desempenho da técnica FEC, mas as conclusões anteriores permanecem praticamente inalteradas.

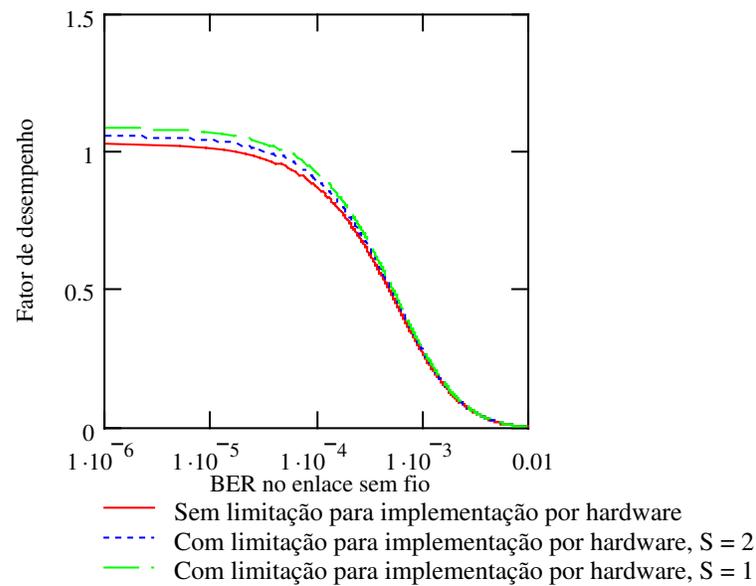


Figura 3.17 – Fator de desempenho considerando limitação para implementação por hardware

### 3.3.3.3. FATOR DE DESEMPENHO ENTRE FEC e SR-ARQ

O fator de desempenho entre a técnica FEC e a técnica SR-ARQ, com  $N$  células transmitidas a cada quadro, é obtido dividindo-se a equação (3.18) pela equação (3.35), resultando em

$$\delta_{sr} = \frac{(Q_f - 1) \cdot T_{qf} + \frac{n_f}{R_s} + \xi_f + \frac{424 \cdot (L + C_f - 1)}{R_o}}{(Q_s - 1) \cdot T_{qsr} + \frac{C \cdot n_{sr}}{R_s} + \xi_a + \frac{424L}{R_o} + \chi} \cdot \frac{\gamma}{\gamma_{sr}} \quad (3.47)$$

onde os sub-índices  $f$  e  $sr$  foram acrescentados em alguns parâmetros para caracterizar se o mesmo está relacionado à técnica FEC ou SR-ARQ, respectivamente.

Fazendo-se  $R_s = R_o$  e desprezando-se o tempo de decodificação para ambas as técnicas, o fator de desempenho simplifica-se para

$$\delta_{sr} = \frac{(Q_f - 1) \cdot V \cdot n_f + n_f + 424 \cdot (L + C_f - 1)}{(Q_s - 1) \cdot V \cdot N \cdot n_{sr} + C \cdot n_{sr} + 424L + \chi} \cdot P_{cco}^{-L\chi} \quad (3.48)$$

Os valores de  $L$  e  $V$  não têm influência significativa no resultado e são assumidos iguais a 3 e 40, respectivamente, em todas as figuras apresentadas nesta seção.

As Figuras 3.18 e 3.19 mostram a influência do valor de  $Z$  no fator de desempenho, assumindo-se  $p = 10^{-4}$  e  $N = 5$ . A oscilação observada no fator de desempenho, na Figura 3.18, se deve ao fato de  $Z$  poder assumir valores não múltiplos de  $N$ . Se  $Z$  assume apenas valores múltiplos de  $N$  esta oscilação desaparece, como mostra a Figura 3.19. Em qualquer caso, para  $Z > 100$ , o fator de desempenho é pouco influenciado pelo valor de  $Z$ .

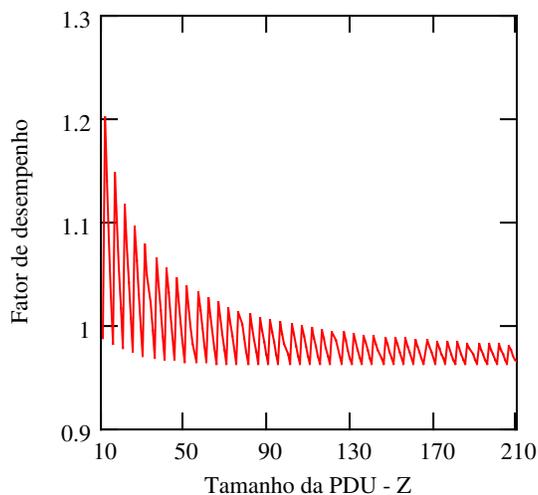


Figura 3.18 – Fator de desempenho, em função de  $Z$ , com  $Z$  podendo assumir qualquer valor inteiro na faixa considerada.

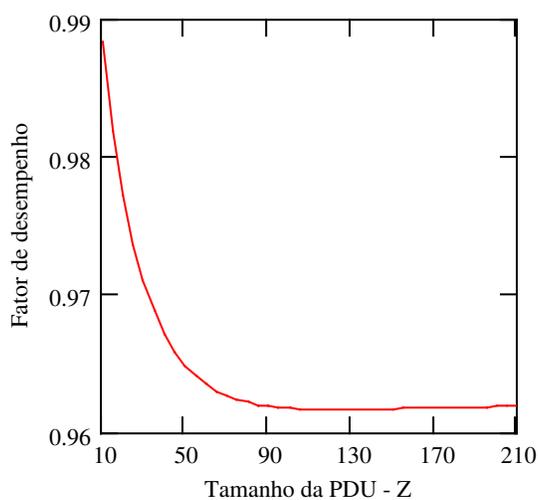


Figura 3.19 – Influência de  $Z$  no fator de desempenho, tomando-se apenas  $Z$  múltiplo de  $N$ .

A Figura 3.20 mostra a influência dos valores de  $p$  e  $N$  no fator de desempenho, fixando-se  $Z = 100$ . Novamente, a técnica ARQ tem desempenho pouco melhor que a técnica FEC se a taxa de erro de bit no canal é pequena,  $\delta = 1.036$  para  $p = 10^{-6}$  e  $N = 2$ , e desempenho muito pior se a taxa de erro de bit é elevada,  $\delta = 0.01$  para  $p = 10^{-2}$  e  $N = 2$ . As duas técnicas possuem desempenho igual,  $\delta = 1$ , com  $N = 2$ , para  $p = 7.8 \times 10^{-5}$ .

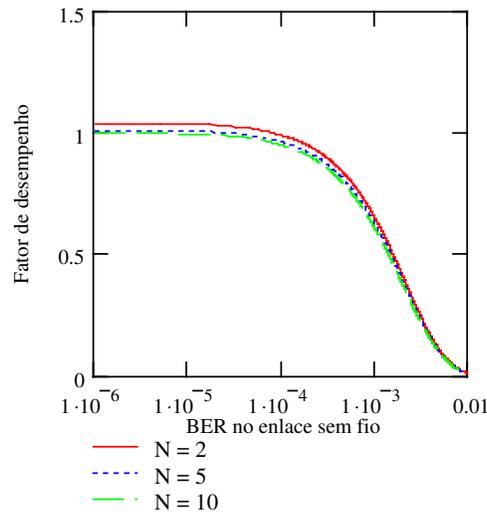


Figura 3.20 – Fator de desempenho, em função da taxa de erro no enlace sem fio.

A Figura 3.21 mostra a relação entre o tempo necessário para transmitir uma PDU na técnica GBN-ARQ e o mesmo tempo na técnica SR-ARQ. A técnica SR-ARQ apresenta ganho de desempenho significativo apenas se a taxa de erro de bit no canal é alta, mas, como mostra a Figura 3.20, nestas condições a técnica FEC apresenta melhor desempenho. Se a taxa de erro no canal é baixa, situação onde o ARQ supera o FEC, o desempenho das técnicas GBN-ARQ e SR-ARQ é semelhante.

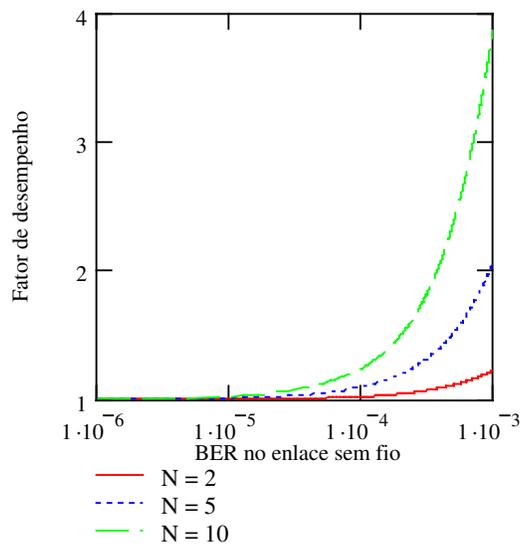


Figura 3.21 – Fator de desempenho entre a técnica GBN-ARQ e SR-ARQ.

### 3.3.4. FEC versus ARQ EM SISTEMAS ADAPTATIVOS

Nos sistemas adaptativos o terminal sem fio conhece a taxa de erro de bit no enlace e ajusta o código a ser utilizado em função desta taxa. Para efeito de comparação, consideram-se sistemas adaptativos ideais, onde não há *overhead* para se obter a taxa de erro de bit no canal. Ainda, considera-se que a taxa de erro de bit no canal é constante durante toda a transmissão da PDU e que todas as janelas do quadro estão utilizando o mesmo código, ou seja, todas as janelas são de mesmo tamanho. Com estas hipóteses simplificadoras, podem-se utilizar diretamente as expressões para cálculo do tempo médio para se transmitir uma PDU apresentadas na seção 3.3.2, para cada uma das soluções consideradas, lembrando-se que  $n$  é variável com  $p$ .

Utilizando-se as equações (3.40), (3.42) e (3.48), e os algoritmos para se determinar  $n$  em função de  $p$ , descritos nas seções 3.2.1 e 3.2.2, pode-se calcular o fator de desempenho entre a técnica FEC e cada um dos três protocolos ARQ. Os resultados são apresentados na Figura 3.22, na qual assume-se  $Z = 100$  e  $N = 5$ , para os protocolos GBN-ARQ e SR-ARQ. O fator de desempenho é menor do que um em toda a faixa de probabilidade de erro de bit analisada, indicando que a técnica FEC adaptativa é sempre melhor que a técnica ARQ adaptativa.

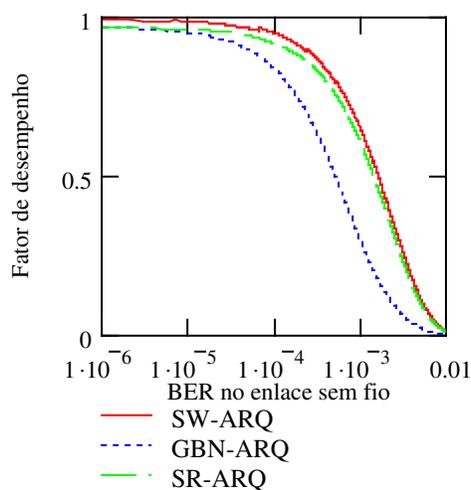


Figura 3.22 – Fator de desempenho entre a técnica FEC e as técnicas ARQ, considerando sistema adaptativo ideal

### 3.4. COMPARANDO ARQ e FEC PARA APLICAÇÕES EM TEMPO REAL

Nesta seção comparam-se, analiticamente, as técnicas FEC e ARQ no ambiente das redes ATM sem fio considerando-se aplicações em tempo real, nas quais define-se um valor máximo para o atraso que as células podem sofrer (max-CTD, Maximum Cell Transfer Delay) e um valor máximo para a variação deste atraso (max-CDV, Maximum Cell Delay Variation). As comparações são feitas com base nos seguintes parâmetros: vazão no enlace sem fio, taxa de células contendo erro residual (erro após o mecanismo de controle de erro do enlace sem fio) e atrasos médio e máximo de cada célula.

Admite-se que uma célula é transmitida em cada janela de transmissão ( $k = 424$  bits) e, portanto, o protocolo ARQ é o *Stop-and-Wait*.

#### 3.4.1. ANÁLISE DO SISTEMA ARQ

A vazão do sistema ARQ é calculada por

$$\eta_a = \frac{k}{n \cdot M} \quad (3.49)$$

onde  $M$  é o número médio de transmissões de cada célula no enlace sem fio, sendo dado por

$$M = \sum_{j=1}^{\rho} j \cdot P_e^{j-1} \cdot (P_c + P_{ue}) + (\rho + 1) \cdot P_e^{\rho} \quad (3.50)$$

onde  $\rho$  é o número máximo de retransmissões,  $P_c$  é dado pela equação (3.9) ou (3.10),  $P_{ue}$  é dado pela equação (2.3) e  $P_e = 1 - P_c - P_{ue}$ .

O atraso médio fim-a-fim de uma célula é dado por

$$T_{art} = \left\{ (P_c + P_{ue}) \cdot \sum_{j=1}^{\rho} \left[ (j-1) \cdot T_q + \frac{n}{R_s} \right] \cdot P_e^{j-1} \right\} + \left( \rho \cdot T_q + \frac{n}{R_s} \right) \cdot P_e^{\rho} + \frac{424L}{R_o} \quad (3.51)$$

onde  $T_q$  é o tempo de quadro, dado pela equação (3.1) com  $\tau = n$ .

O atraso máximo fim-a-fim de uma célula é dado por

$$T_{art \max} = \rho \cdot T_q + \frac{n}{R_s} + \frac{424L}{R_o} \quad (3.52)$$

### 3.4.2. ANÁLISE DO SISTEMA FEC

A vazão do sistema FEC é calculada por

$$\eta_f = \frac{k}{n} \quad (3.53)$$

O atraso fim-a-fim experimentado por uma célula é constante e calculado por

$$T_{frr} = \frac{n}{R_s} + \frac{424L}{R_o} \quad (3.54)$$

### 3.4.3. COMPARANDO AS TÉCNICAS ARQ e FEC

A relação entre a vazão da técnica ARQ e a vazão da técnica FEC, denominada de fator de desempenho para vazão, é dada por

$$\delta_v = \frac{\eta_a}{\eta_f} = \frac{n_f}{n_a \cdot M} \quad (3.55)$$

onde os sub-índices  $a$  e  $f$  foram acrescentados para indicar que o parâmetro está relacionado à técnica ARQ e FEC respectivamente.

O número total de bits para a técnica FEC,  $n_f$ , pode ser encontrado, para cada valor de  $p$ , utilizando-se o algoritmo descrito na seção 3.2.2. Este número é o mesmo encontrado para as aplicações não tempo real, uma vez que para o FEC não há diferença de abordagem entre aplicações tempo real e não tempo real.

O número total de bits para a técnica ARQ,  $n_a$ , pode ser encontrado, para cada valor de  $p$ , utilizando-se o algoritmo descrito na seção 3.2.1.1. Como mostrou-se nesta seção, a escolha do código, em alguns casos, é um compromisso entre  $n$  e  $\rho$ , podendo haver mais de uma solução que satisfaça o critério de QoS adotado. Neste caso, o código escolhido entre as soluções possíveis é aquele que resulta em melhor desempenho para o critério considerado, vazão ou tempo médio para transmissão de uma célula. A Tabela 3.3 resume os resultados obtidos, considerando-se que o valor máximo de  $\rho$  fixado pela aplicação é 20, ou seja, soluções com  $\rho$  maior do que 20 não são viáveis. Observa-se que, para todos os valores de  $p$  onde há mais de uma solução possível, a solução que maximiza a vazão e minimiza o atraso é a que apresenta menor  $n$  e maior  $\rho$ .

A Figura 3.23 mostra o fator de desempenho para a vazão considerando um sistema adaptativo ideal, no qual o código é escolhido em função da taxa de erro de bit no canal, sem *overhead* adicional. Observa-se que a técnica FEC tem melhor desempenho em toda faixa de probabilidade de erro considerada.

$p$	Soluções possíveis						Escolha Final	
	$\rho$	$n$	$\rho$	$n$	$\rho$	$n$	$\rho$	$n$
$10^{-6}$	1	431	---	---	---	---	1	431
$2 \times 10^{-6}$	1	433	2	432	---	---	2	432
$3 \times 10^{-6}$	1	434	2	433	---	---	2	433
$4 \times 10^{-6}$	1	436	2	433	---	---	2	433
$5 \times 10^{-6}$	2	434	---	---	---	---	2	434
$6 \times 10^{-6}$	2	434	---	---	---	---	2	434
$7 \times 10^{-6}$	2	434	---	---	---	---	2	434
$8 \times 10^{-6}$	2	434	---	---	---	---	2	434
$9 \times 10^{-6}$	2	435	3	434	---	---	3	434
$10^{-5}$	2	435	---	---	---	---	2	435
$2 \times 10^{-5}$	2	436	---	---	---	---	2	436
$3 \times 10^{-5}$	2	437	3	436	---	---	3	436
$4 \times 10^{-5}$	3	437	---	---	---	---	3	437
$5 \times 10^{-5}$	3	437	---	---	---	---	3	437
$6 \times 10^{-5}$	3	437	---	---	---	---	3	437
$7 \times 10^{-5}$	3	438	4	437	---	---	4	437
$8 \times 10^{-5}$	3	438	---	---	---	---	3	438
$9 \times 10^{-5}$	3	439	4	438	---	---	4	438
$10^{-4}$	3	441	4	438	---	---	4	438
$2 \times 10^{-4}$	5	439	---	---	---	---	5	439
$3 \times 10^{-4}$	6	440	---	---	---	---	6	440
$4 \times 10^{-4}$	6	442	7	440	---	---	7	440
$5 \times 10^{-4}$	7	442	8	441	10	440	10	440
$6 \times 10^{-4}$	8	442	9	441	---	---	9	441
$7 \times 10^{-4}$	9	442	10	441	---	---	10	441
$8 \times 10^{-4}$	10	442	11	441	---	---	11	441
$9 \times 10^{-4}$	11	442	14	441	---	---	14	441
$10^{-3}$	12	442	---	---	---	---	12	442
$2 \times 10^{-3}$	23	445	24	444	23	443	inviável	inviável

Tabela 3.3. – Códigos para a técnica ARQ

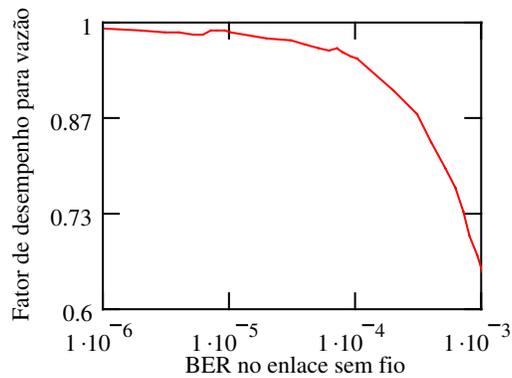


Figura 3.23 – Fator de desempenho para a vazão, para sistema adaptativo.

A Figura 3.24 mostra o resultado obtido para um sistema não-adaptativo, onde os códigos foram escolhidos considerando-se a maior probabilidade de erro que viabiliza a utilização de ambas as técnicas,  $10^{-3}$ . Verifica-se que a técnica ARQ tem desempenho ligeiramente superior do que a técnica FEC se a taxa de erro de bit no canal é baixa,  $\delta_v = 1.006$  para  $p = 10^{-6}$ , e desempenho inferior se a taxa de erro é alta,  $\delta_v = 0.647$  para  $p = 10^{-3}$ ; ambas as técnicas possuem o mesmo desempenho para  $p = 1.5 \times 10^{-5}$ .

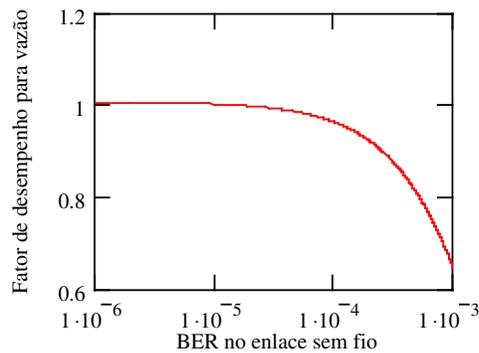


Figura 3.24 – Fator de desempenho para vazão, para sistemas não-adaptativos.

A relação entre o tempo médio para se transmitir uma célula na técnica FEC e o mesmo tempo para a técnica ARQ, denominada de fator de desempenho, é obtida dividindo-se a expressão (3.54) pela expressão (3.51). Considerando-se  $R_s = R_o$ , tem-se:

$$\delta = \frac{n_f + 424L}{\left\{ (P_c + P_{ue}) \cdot \sum_{j=1}^{\rho} [(j-1) \cdot V \cdot n + n] \cdot P_e^{j-1} \right\} + (\rho \cdot V \cdot n + n) \cdot P_e^{\rho} + 424L} \quad (3.56)$$

As Figuras 3.25 e 3.26 mostram os resultados obtidos para um sistema não-adaptativo e um sistema adaptativo ideal, respectivamente. Em ambos os casos considerou-se  $V = 40$  e  $L = 3$ . Verifica-se que a técnica FEC tem melhor desempenho que a técnica ARQ em qualquer tipo de sistema.

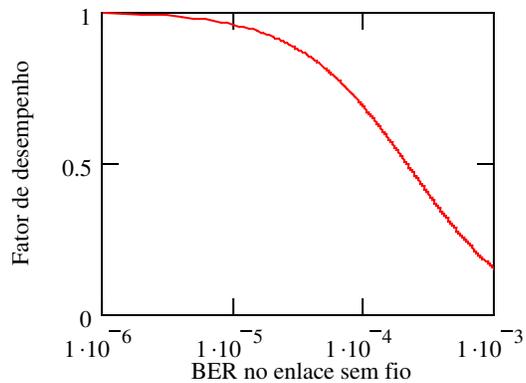


Figura 3.25 – Fator de desempenho para sistemas não-adaptativos.

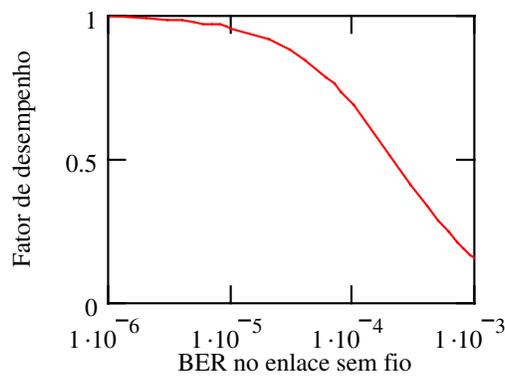


Figura 3.26 – Fator de desempenho para sistemas adaptativos ideais.

### 3.5. SISTEMAS HÍBRIDOS ARQ-FEC

As comparações realizadas nas seções anteriores mostram que, para sistemas adaptativos ideais, a técnica FEC tem desempenho sempre superior à técnica ARQ. Para sistemas não-adaptativos, onde o terminal sem fio não conhece a taxa de erro de bit no canal, a técnica ARQ tem desempenho superior se a taxa de erro no canal é baixa e desempenho inferior se a taxa de erro de bit no canal é alta.

A implementação de um esquema adaptativo melhora o desempenho, mas demanda a existência de uma boa estimativa da taxa de erro no canal. A necessidade de obtenção desta estimativa aumenta a complexidade e pode requerer a transmissão de seqüências de treinamento, decrementando a eficiência do sistema. Ainda, se a estimativa é feita somente no início da conexão, mudanças no comportamento do canal podem resultar em uma significativa degradação no desempenho.

Nesta seção são propostos e analisados três esquemas híbridos, utilizando-se as técnicas ARQ e FEC, cujo objetivo é melhorar o desempenho para sistemas simples, onde a obtenção prévia da taxa de erro de bit no canal para definição do código não é viável. Ainda, analisa-se, a título de comparação, o comportamento de um esquema híbrido tipo I, proposto na literatura [21], no cenário de referência utilizado nesta tese.

Os sistemas são comparados através do tempo médio para transmissão de uma PDU, utilizando-se o fator de desempenho, e da vazão, definida como a relação entre o número de bits de informação transferidos pela rede sem fio para a rede óptica e o número total de bits transmitidos na rede sem fio.

Em todos os sistemas considerou-se a transmissão de uma célula em cada janela de transmissão ( $N = 1$  e  $k = 424$  bits).

### 3.5.1. SISTEMA HÍBRIDO COM DECISÃO MAJORITÁRIA

Neste esquema, para cada célula transmitida, o sistema inicia operando com a técnica ARQ. Se a célula é recebida com erro, uma retransmissão é feita e o sistema continua utilizando a técnica ARQ. Se a célula é novamente recebida com erro, uma nova retransmissão é feita, mas a técnica de controle de erro utilizada é a FEC. Se a célula é recebida com erro pela terceira vez, faz-se uma decisão majoritária bit-a-bit entre as três células, e faz-se a decodificação FEC. Na transmissão da próxima nova célula o sistema inicia novamente utilizando a técnica ARQ. A Figura 3.27 ilustra a operação do esquema.

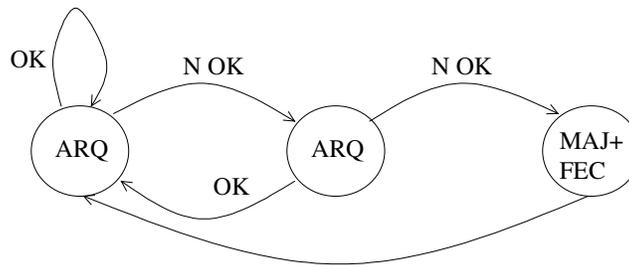


Figura 3.27 – Diagrama de estado para o esquema híbrido com decisão majoritária.

Após a decisão majoritária, cada bit da nova célula gerada está errado se pelo menos dois bits de mesma posição das três células recebidas estiverem errados. Logo, a probabilidade de erro de bit após a decisão majoritária é dada por

$$P_m = 3 \cdot p^2 \cdot (1 - p) + p^3 \quad (3.57)$$

A probabilidade de uma célula sair do enlace sem fio sem conter erros é dada por

$$P_{ccm} = P_c + P_e \cdot P_c + P_e^2 \cdot P_c + P_e^3 \cdot \sum_{j=0}^t \binom{n}{j} \cdot p_m^j \cdot (1 - p_m)^{n-j} \quad (3.58)$$

onde  $P_c$  é dado pela equação (3.9) ou (3.10) e  $P_e = 1 - P_c - P_{ue}$ , com  $P_{ue}$  dado pela equação (2.3).

Pelo critério adotado na seção 3.2, deve-se ter  $P_{ccm} \geq P_{cco}$ , que é dado pela equação (3.2).

O número total de bits do código,  $n$ , depende do estado corrente do esquema, ARQ ou FEC. O número mínimo de bits necessário para o modo ARQ pode ser encontrado considerando-se que o código FEC é capaz de corrigir qualquer erro e aplicando-se o seguinte algoritmo:

1. Inicializa-se  $n = k$ .
2. Faz-se  $n = n + 1$
3. Calcula-se o valor de  $P_{ccm}$ , tomando-se a equação (3.58) com o somatório igual a 1.
4. Se o valor obtido no passo 3 é maior ou igual ao valor de  $P_{cco}$ , o valor atual de  $n$  é suficiente para se alcançar o objetivo fixado e o problema está resolvido.
5. Se a condição do passo 4 não é satisfeita, volta-se ao passo 2.

Por exemplo, para uma taxa de erro de bit máxima no canal igual a  $10^{-2}$ , aplicando-se o algoritmo, tem-se que o número mínimo de bits do código ARQ é  $n_a = 444$  bits. Este resultado pode ser visualizado na Figura 3.28, onde computou-se o valor de  $P_{ccm}$  levando-se em conta o código FEC. Verifica-se que o valor mínimo para  $n_a = 444$  bits, com  $t \geq 4$ .

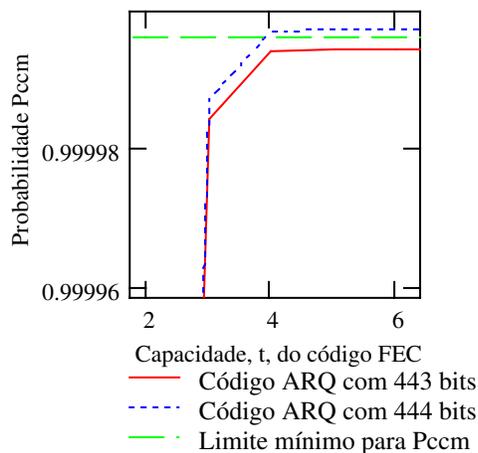


Figura 3.28 – Número mínimo de bits para o código ARQ.

O número total de bits para o código FEC,  $n_f$ , pode ser encontrado investigando-se a influência de  $n_a$  e  $t$  no valor de  $P_{ccm}$ . A Figura 3.29 mostra que o valor mínimo de  $t$ , para que o limite mínimo de  $P_{ccm}$  seja ultrapassado, é  $t = 4$ , considerando-se a taxa de erro de bit máxima igual a  $10^{-2}$ . Logo, utilizando-se o limitante de Plotkin, tem-se que o número mínimo de bits do código

FEC é  $n_f = 437$  bits. Verifica-se também que o valor de  $P_{ccm}$  é praticamente independente de  $n_a$ , se  $n_a \geq 450$ .

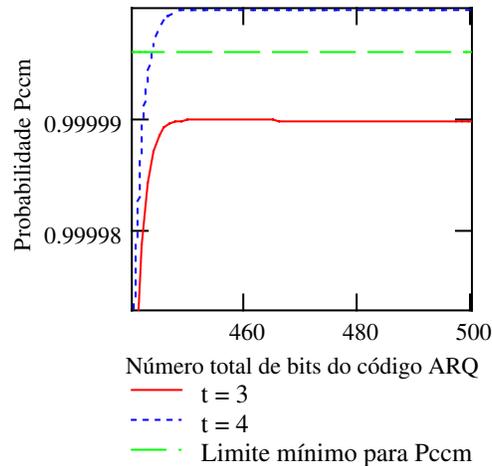


Figura 3.29 – Valor mínimo de  $t$  para o código FEC.

Calculando-se  $P_{ccm}$  para  $n_a = 444$  e  $n_f = 437$  (com  $t = 4$ ), verifica-se que  $P_{ccm} \geq P_{cco}$  e, portanto, o número de bits dos códigos ARQ e FEC é, respectivamente, 444 e 437.

Admitindo-se, por simplicidade, que todas as janelas de um quadro estão no mesmo estado, o tempo médio para transmissão, do terminal para a rádio-base, de cada uma das  $(Z - 1)$  primeiras células, é dado por

$$T_{z-1} = (P_c + P_{ue}) \cdot T_{qa} + P_e \cdot (P_c + P_{ue}) \cdot 2T_{qa} + P_e^2 \cdot (2T_{qa} + T_{qf}) = (1 + P_e) \cdot T_{qa} + P_e^2 \cdot T_{qf} \quad (3.59)$$

onde  $T_{qa}$  e  $T_{qf}$  são o tempo de quadro para o modo ARQ e FEC respectivamente, sendo ambos calculados pela expressão 3.1, tomando-se o valor de  $n$  adequadamente.

Para a última célula da PDU, o tempo de transmissão do terminal para a rádio-base é dado por

$$T_z = (P_c + P_{ue}) \cdot T_{xa} + P_e \cdot (P_c + P_{ue}) \cdot (T_{qa} + T_{xa}) + P_e^2 \cdot (2T_{qa} + T_{xf}) \quad (3.60)$$

que pode ser rescrita como

$$T_z = T_{xa} + P_e \cdot T_{qa} + P_e^2 \cdot (T_{qa} + T_{xf} - T_{xa}) \quad (3.61)$$

onde  $T_{xa}$  e  $T_{xf}$  são o tempo de transmissão de uma célula no enlace sem fio para os modos ARQ e FEC, respectivamente.

O tempo médio para transmitir uma PDU composta de  $Z$  células, desprezando-se o tempo para transmissão do reconhecimento do terminal de destino para o terminal de origem, pode então ser determinado por

$$T_m = \left( (Z-1) \cdot T_{z-1} + T_z + \frac{424L}{R_o} \right) \cdot \gamma \quad (3.62)$$

onde  $\gamma$  é o número médio de transmissões necessárias para se receber uma PDU correta, calculado pelas expressões (3.19) e (3.20).

Para avaliar o ganho de desempenho da técnica híbrida com decisão majoritária proposta, compara-se a mesma com as técnicas SW-ARQ e FEC não-adaptativas, que possuem complexidade semelhante. Para tal, definem-se dois fatores de desempenho: o primeiro como a relação entre os tempos médios para se transmitir uma PDU na técnica SW-ARQ não-adaptativo, dado pela equação (3.24), e na técnica híbrida, dado pela equação (3.62); e o segundo como a relação entre os tempos médios para se transmitir uma PDU na técnica FEC não-adaptativo, dado pela equação (3.24), e na técnica híbrida. As Figuras 3.30 e 3.31 mostram os resultados, em função de  $p$ , considerando-se  $V = 40$ ,  $L = 3$  e  $Z = 100$ . Um fator de desempenho maior do que um indica que a técnica híbrida tem melhor desempenho que a outra técnica utilizada na comparação (SW-ARQ ou FEC não-adaptativos).

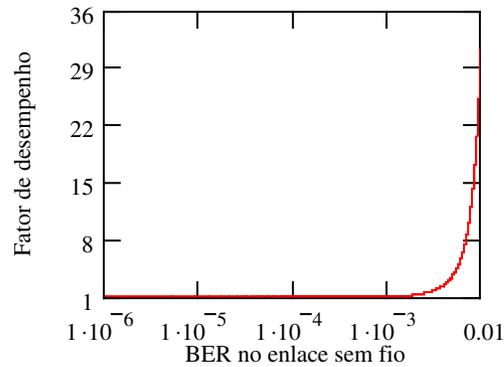


Figura 3.30 – Fator de desempenho entre a técnica ARQ e a técnica híbrida.

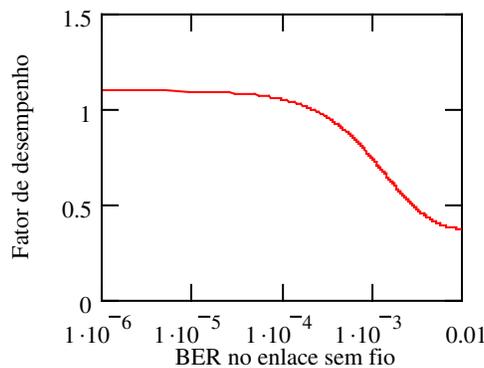


Figura 3.31 – Fator de desempenho entre a técnica FEC e a técnica híbrida.

Verifica-se que a técnica híbrida com decisão majoritária tem desempenho superior à técnica ARQ em toda a faixa de probabilidade de erro de bit considerada, sendo que a diferença de desempenho é mais significativa para probabilidades de erro de bit elevadas,  $\delta_m = 31.3$  para  $p = 10^{-2}$ . Comparando-se com a técnica FEC tem-se que o esquema híbrido tem desempenho superior para  $p \leq 2 \times 10^{-4}$ .

A vazão nesta técnica é calculada por

$$\eta_m = \frac{k}{n_a \cdot (1 - P_e) + 2n_a \cdot P_e \cdot (1 - P_e) + (2n_a + n_f) \cdot P_e^2} = \frac{k}{n_a \cdot (1 + P_e) + n_f \cdot P_e^2} \quad (3.63)$$

onde  $P_e$  é a probabilidade de uma célula ser recebida com erro detectável.

A vazão para a técnica híbrida com decisão majoritária está mostrada na Figura 3.38, onde se compara a vazão desta técnica com outra técnica híbrida proposta na seção 3.5.2.

### 3.5.2. SISTEMA HÍBRIDO ARQ-FEC

Nesta técnica considera-se a transmissão de uma célula ATM a cada janela ( $N = 1$  e  $k = 424$ ). O princípio de operação deste esquema híbrido é mostrado na Figura 3.32: o sistema comuta do modo ARQ para o modo FEC quando uma célula com erro é recebida (e a retransmissão solicitada) e comuta do modo FEC para o modo ARQ quando uma célula sem erro é recebida. Não há estimativa disponível da taxa de erro de bit no canal.

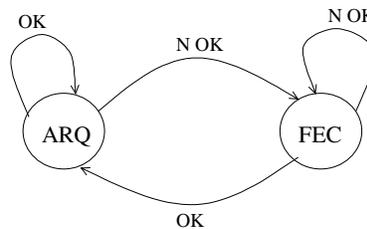


Figura 3.32 – Diagrama de estado da técnica híbrida ARQ-FEC

A probabilidade do enlace sem fio entregar uma célula correta para o enlace óptico é dada por

$$P_{cch} = (P_c + P_e \cdot P_{ccf}) \cdot P_{arq} + P_{ccf} \cdot (1 - P_{arq}) \quad (3.64)$$

onde  $P_c$  é a probabilidade de uma célula ser recebida sem erro, dada pela equação (3.9) ou (3.10),  $P_e$  é a probabilidade de uma célula ser recebida com erro detectável,  $P_e = 1 - P_c - P_{ue}$ ,  $P_{ccf}$  é a probabilidade do código FEC conseguir corrigir a célula, dada pela equação (3.15) e  $P_{arq}$  é probabilidade do sistema estar no modo ARQ, que pode ser calculada por

$$P_{arq} = \frac{P_{cf}}{P_{cf} + P_e} \quad (3.65)$$

onde  $P_{cf}$  é a probabilidade de uma célula não conter erro no modo FEC.

Segundo o critério definido na seção 3.2, os códigos ARQ e FEC devem ser escolhidos de modo que  $P_{cch} \geq P_{cco}$ , em toda a faixa de probabilidade de erro de bit considerada. Este critério é satisfeito tomando-se os valores de  $n_f$  e  $n_a$  obtidos nas seções 3.2.1 e 3.2.2, para  $p = 10^{-2}$ , onde se considerou as técnicas FEC e ARQ individualmente, resultando em  $n_f = 487$  e  $n_a = 449$ , mas este resultado não está otimizado para a técnica híbrida proposta.

O número mínimo de bits de paridade de cada código para o sistema híbrido pode ser obtido da seguinte forma: inicialmente, fixa-se  $p$  como a maior probabilidade de erro de bit no canal,  $p = 10^{-2}$ . Fazendo-se  $n_a$  grande o suficiente para tornar  $P_{ue}$  desprezível, tem-se que  $P_{arq}$  tende a zero e  $P_{cch}$  tende a  $P_{ccf}$ , permitindo que o número mínimo de bits de paridade do código FEC seja encontrado utilizando-se o algoritmo da seção 3.2.2. A Figura 3.33 mostra que, para  $p = 10^{-2}$ , o código FEC deve ter uma capacidade mínima  $t = 17$ , não sendo possível diminuir esta capacidade aumentando-se o valor de  $n_a$ . Verifica-se ainda que deve-se ter  $n_a \geq 438$ , para que  $P_{cch} \geq P_{cco}$ . Logo, para  $p = 10^{-2}$ , tem-se que o número total mínimo de bits dos códigos ARQ e FEC é, respectivamente,  $n_a = 438$  e  $n_f = 487$ .

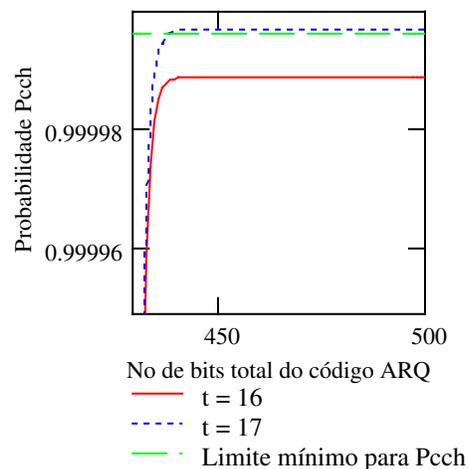


Figura 3.33 – Capacidade mínima do código FEC para  $p = 10^{-2}$ .

À medida em que a probabilidade de erro no canal diminui a probabilidade do sistema operar no estado FEC diminui, e o código ARQ aumenta sua influência no valor de  $P_{cch}$ . Em uma primeira abordagem, o valor mínimo de  $n_a$  pode ser obtido da seguinte forma: fixando-se o valor de  $n_f$  mínimo, encontrado para  $p = 10^{-2}$ , pode-se calcular o valor de  $n_a$ , para cada valor de  $p$ , que resulta em  $P_{cch} \geq P_{cco}$ . Este resultado é apresentado na Figura 3.34, na qual observa-se que, embora um valor de  $n_a = 438$  satisfaça o critério para  $p = 10^{-2}$ , um valor de 440 bits é necessário para que o critério seja satisfeito quando  $p = 10^{-3}$ . Logo, para que o critério,  $P_{cch} \geq P_{cco}$ , seja satisfeito para qualquer valor de  $p$ , deve-se ter  $n_f = 487$  e  $n_a = 440$ .

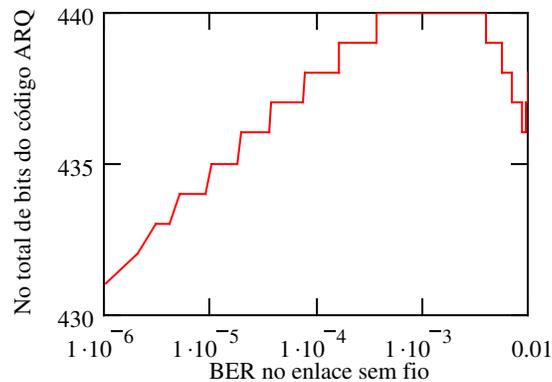


Figura 3.34 – Número mínimo de bits do código ARQ, em função de  $p$ , para  $n_f = 487$ .

Como  $P_{cch}$  depende de  $n_f$  e  $n_a$ , é necessário determinar se é possível reduzir o número de bits de paridade do código ARQ à custa de um incremento na capacidade de correção do código FEC. Para tal, pode-se variar a capacidade  $t$  do código FEC, iniciando-se com  $t_{min} = 17$  e, para cada valor de  $t$ , determinar o valor mínimo de  $n_a$  para cada probabilidade de erro de bit no canal. A Figura 3.35 mostra os resultados para  $t = 17$ ,  $t = 30$  e  $t = 100$ . Observa-se que, embora o aumento no valor de  $t$  resulte na possibilidade de diminuição de  $n_a$  para alguns valores de  $p$ , ainda é necessário se ter  $n_a \geq 440$  para que o critério  $P_{cch} \geq P_{cco}$  seja satisfeito para qualquer valor de  $p$ . Logo, a solução final para o esquema híbrido proposto é a utilização de um código ARQ com 440 bits e um código FEC com 487 bits.

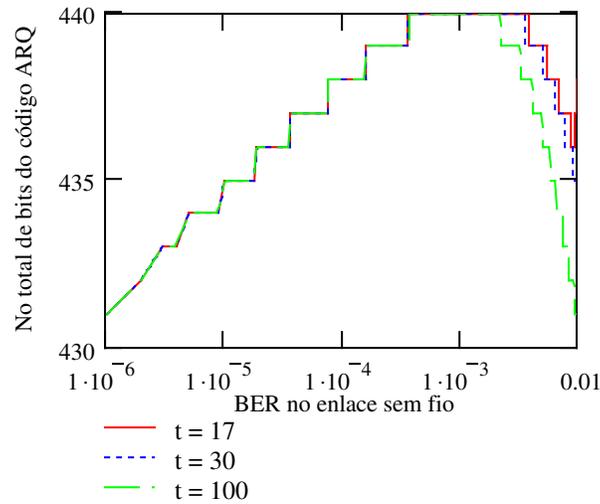


Figura 3.35 – Influência do valor de  $t$  no número total de bits do código ARQ, em função de  $p$ .

O tempo médio para se transmitir cada uma das  $Z - 1$  primeiras células da PDU, admitindo-se que todas as janelas do quadro estão no mesmo modo de operação, é dado por

$$T_{z-1} = [T_{qa} \cdot (1 - P_e) + (T_{qa} + T_{qf}) \cdot P_e] \cdot P_{arq} + T_{qf} \cdot (1 - P_{arq}) \quad (3.66)$$

onde  $T_{qa}$  e  $T_{qf}$  representam, respectivamente, o tempo de quadro para o modo ARQ e FEC, e podem ser calculados com a expressão (3.1), tomando-se o valor de  $n$  adequado.

O tempo médio para transmissão da última célula é calculado por

$$T_z = [T_{xa} \cdot (1 - P_e) + (T_{qa} + T_{xf}) \cdot P_e] \cdot P_{arq} + T_{xf} \cdot (1 - P_{arq}) \quad (3.67)$$

onde  $T_{xa}$  e  $T_{xf}$  são o tempo de transmissão de uma célula no enlace sem fio nos modos ARQ e FEC, respectivamente.

O tempo médio para se transmitir uma PDU composta de  $Z$  células, desprezando-se o tempo para transmissão do reconhecimento do terminal de destino para o terminal de origem, é dado pela equação

$$T_h = \left[ (Z - 1) \cdot T_{z-1} + T_z + \frac{424L}{R_o} \right] \cdot \gamma \quad (3.68)$$

onde  $\gamma$  é o número médio de transmissões necessárias para se receber uma PDU correta, calculado pelas expressões (3.19) e (3.20).

A vazão na técnica híbrida ARQ-FEC é calculada por

$$\eta_h = \frac{k}{\left[ n_a \cdot (1 - P_e) + (n_a + n_f) \cdot P_e \right] \cdot P_{arq} + n_f \cdot (1 - P_{arq})} \quad (3.69)$$

Para avaliar o ganho de desempenho da técnica híbrida proposta, compara-se a mesma com as técnicas SW-ARQ e FEC não-adaptativas, que possuem complexidade semelhante. Para tal, definem-se dois fatores de desempenho: o primeiro como a relação entre os tempos médios para se transmitir uma PDU na técnica SW-ARQ não-adaptativo, dado pela equação (3.24), e na técnica híbrida, dado pela equação (3.67); e o segundo como a relação entre os tempos médios para se transmitir uma PDU na técnica FEC não-adaptativo, dado pela equação (3.24), e na técnica híbrida. As Figuras 3.36 e 3.37 mostram os resultados, em função de  $p$ , considerando-se  $V = 40$ ,  $L = 3$  e  $Z = 100$ .

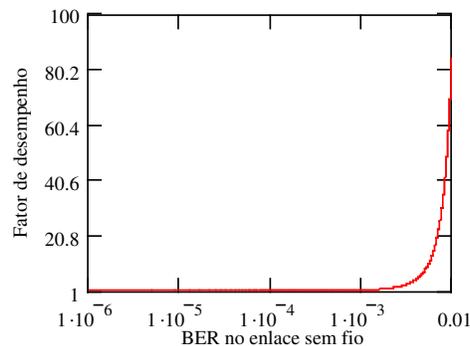


Figura 3.36 – Fator de desempenho entre a técnica ARQ não-adaptativa e a técnica híbrida.

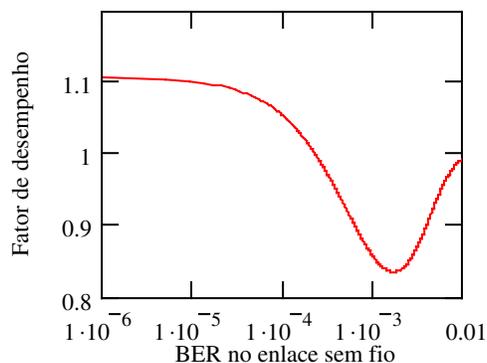


Figura 3.37 – Fator de desempenho entre a técnica FEC não-adaptativa e a técnica híbrida.

Verifica-se que a técnica híbrida tem desempenho superior à técnica ARQ em toda a faixa de probabilidade de erro de bit considerada, sendo que a diferença de desempenho é mais significativa para probabilidades de erro de bit elevadas,  $\delta_h = 84.2$  para  $p = 10^{-2}$ . Comparando-se com a técnica FEC tem-se que o esquema híbrido tem desempenho superior para  $p \leq 2.3 \times 10^{-4}$ , mas que a perda de desempenho para probabilidades de erro de bit maiores não é tão significativa.

Uma comparação entre as Figuras 3.30 e 3.31 com as Figuras 3.36 e 3.37 mostra que a técnica híbrida apresentada nesta seção tem melhor desempenho que a técnica híbrida com decisão majoritária.

Na Figura 3.38 compara-se a vazão das técnicas híbrida ARQ-FEC e híbrida com decisão majoritária. Verifica-se que a técnica híbrida apresenta melhor desempenho para toda a faixa de valores de  $p$ , com diferença mais acentuada para valores mais elevados de  $p$ .

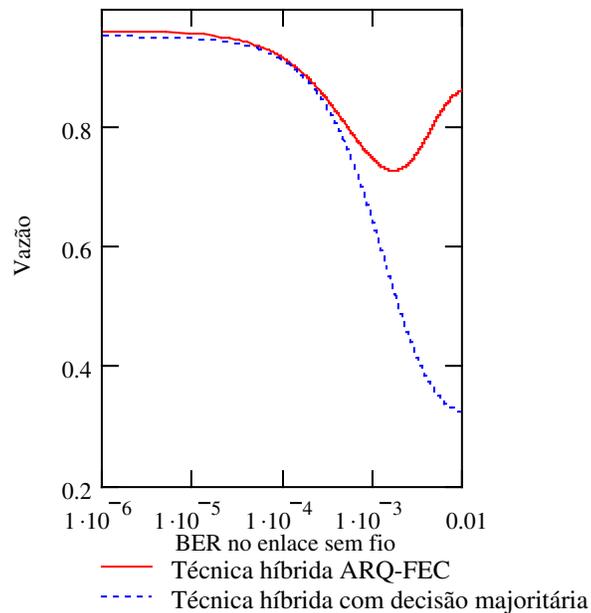


Figura 3.38 – Vazão nas técnicas híbrida ARQ-FEC e híbrida com decisão majoritária.

Nas Figura 3.39 e 3.40 compara-se o desempenho da técnica híbrida com a técnica FEC adaptativa ideal. Na Figura 3.39 utiliza-se o fator de desempenho, definido como a relação entre o tempo médio para se transmitir uma PDU na técnica FEC adaptativo ideal e o mesmo tempo na técnica híbrida, como parâmetro de comparação. Na Figura 3.40 a vazão é utilizada como parâmetro de comparação. Verifica-se que a técnica híbrida tem desempenho semelhante à técnica FEC adaptativo ideal, a menos do vale em torno de  $p = 10^{-3}$ , com menor complexidade de implementação.

A vazão na técnica FEC adaptativa ideal é calculada por

$$\eta_f = \frac{k}{n} \quad (3.70)$$

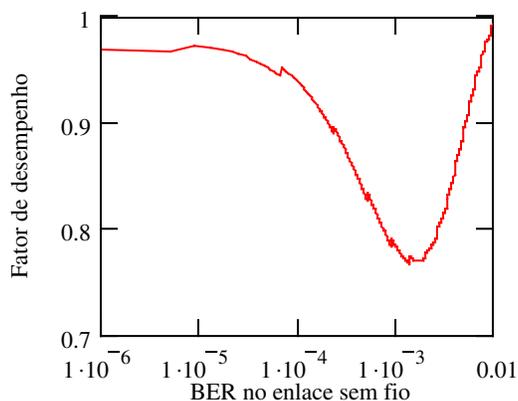


Figura 3.39 – Fator de desempenho entre a técnica FEC adaptativa ideal e a técnica híbrida.

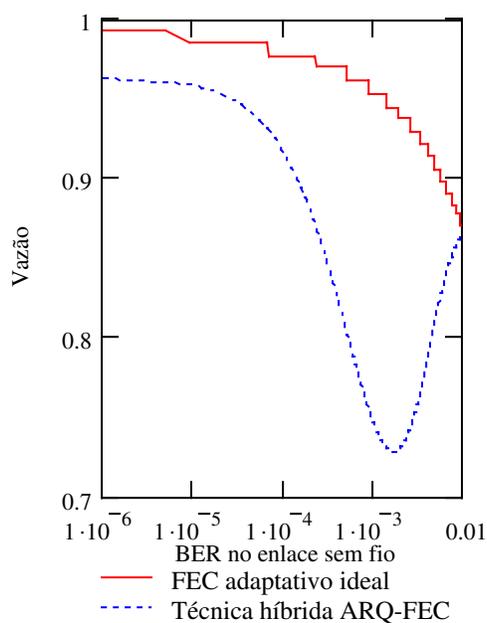


Figura 3.40 – Vazão nas técnicas FEC adaptativo ideal e híbrida ARQ-FEC

O vale que aparece nas Figuras 3.37 a 3.40, em torno de  $p = 10^{-3}$ , ocorre devido a uma grande probabilidade de comutação entre os modos ARQ-FEC. A Figura 3.41 mostra a probabilidade de cada estado do sistema híbrido em função de  $p$ .

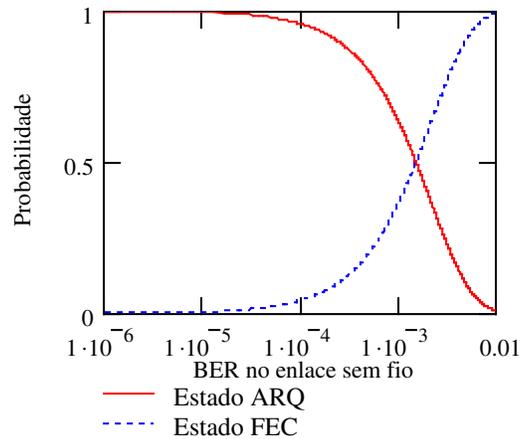


Figura 3.41 – Probabilidade de cada estado do sistema híbrido.

### 3.5.3. VARIANTE DO SISTEMA HÍBRIDO ARQ-FEC

As análises realizadas na seção 3.3.3.1. mostram que a técnica ARQ possui melhor desempenho que a técnica FEC se a taxa de erro de bit no canal é baixa ( $p < 1.8 \times 10^{-4}$ ) e desempenho pior se a taxa de erro no canal é alta ( $p > 1.8 \times 10^{-4}$ ). Uma forma de melhorar o desempenho do sistema híbrido proposto é aumentar a probabilidade do sistema operar no modo FEC para taxa de erro alta, que pode ser conseguido fazendo-se com que o sistema só comute do modo FEC para o modo ARQ após receber um determinado número,  $y$ , de células corretas consecutivas. O diagrama de estado deste novo sistema é mostrado na Figura 3.42.

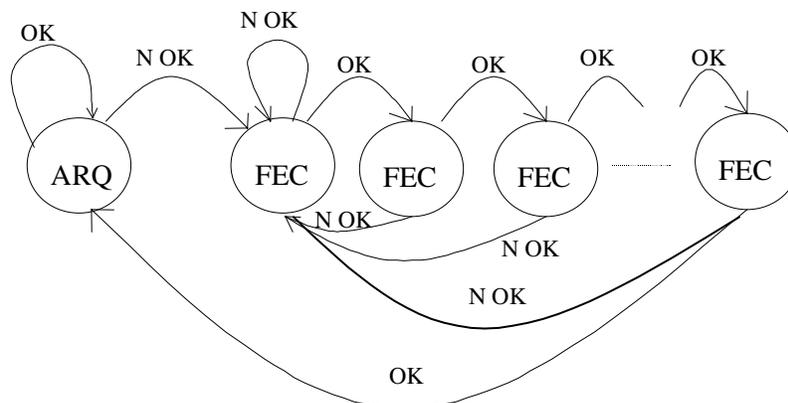


Figura 3.42 – Diagrama de estado do esquema híbrido.

A probabilidade do estado ARQ passa a ser calculada por

$$P_{arq} = \frac{P_{cf}^y}{P_{cf}^y + P_e \cdot \sum_{j=0}^{y-1} P_{cf}^j} \quad (3.71)$$

A Figura 3.43 mostra os valores de  $P_{arq}$  e  $P_{fec}$ , em função de  $p$  e  $y$ , mantendo-se os códigos ARQ e FEC encontrados na seção 3.5.2. Verifica-se que, à medida em que  $y$  cresce, o ponto de cruzamento, onde a probabilidade dos estados ARQ e FEC são iguais, ocorre para menores valores de  $p$ .

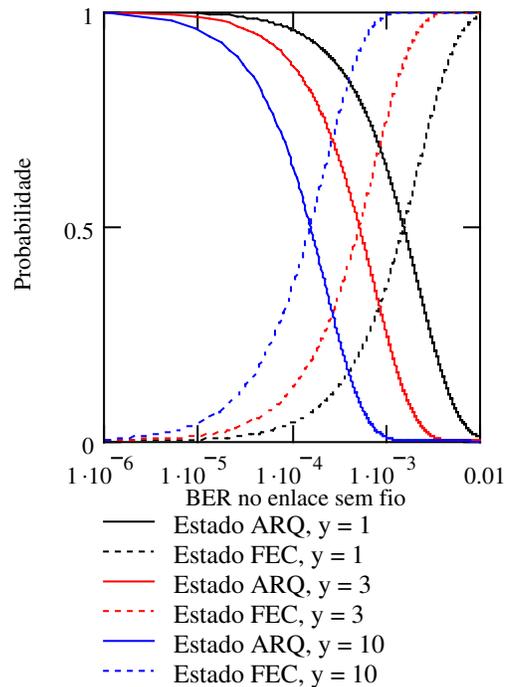


Figura 3.43 – Probabilidade dos estados ARQ e FEC em função de  $p$  e  $y$ .

O tempo médio para se transmitir uma PDU continua sendo calculado pelas expressões (3.66) a (3.68), com  $P_{arq}$  dado pela equação (3.71). A Figura 3.44 mostra o fator de desempenho entre as técnicas FEC não-adaptativo e a técnica híbrida. Verifica-se que, à medida em que  $y$  cresce, o vale de baixo desempenho da técnica híbrida tende a desaparecer. Para  $y = 11$ , o vale desaparece

quase completamente (o fator de desempenho é maior ou igual a 0.99 em toda faixa de  $p$ ), com pouca perda de desempenho para taxas de erro de bit baixas. Considerando-se que a probabilidade de erro de bit tem distribuição uniforme dentro da faixa, o valor de  $y$  que maximiza o valor médio do fator de desempenho é  $y = 18$ .

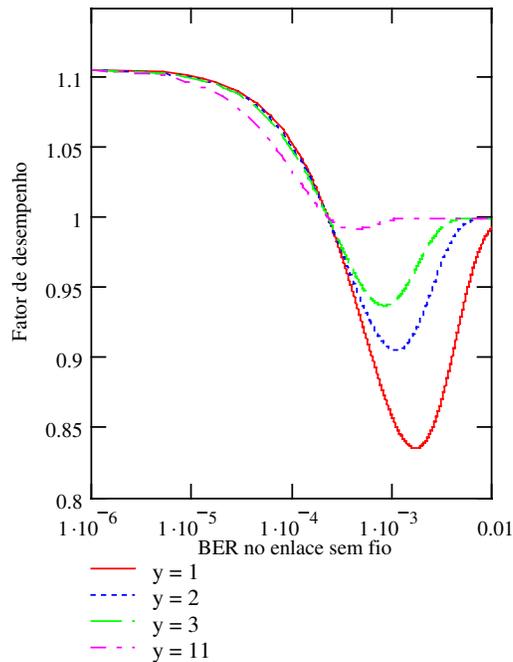


Figura 3.44 – Fator de desempenho entre sistema FEC não-adaptativo e sistema híbrido.

A Figura 3.45 mostra o fator de desempenho entre a técnica FEC adaptativo ideal e a técnica híbrida. Verifica-se que a técnica híbrida tem desempenho próximo à técnica FEC adaptativo ideal, sem a necessidade de obtenção da estimativa da taxa de erro de bit no canal e, portanto, com menor complexidade.

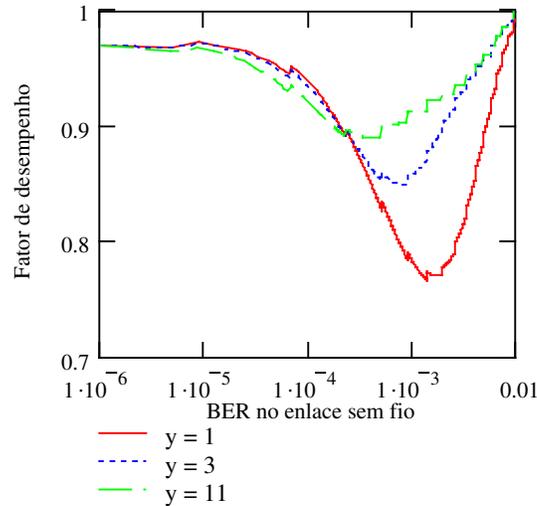


Figura 3.45 – Fator de desempenho entre sistema FEC adaptativo e sistema híbrido.

A análise acima considerou a utilização dos mesmos códigos derivados na seção 3.5.2. A determinação dos códigos ARQ e FEC necessários para este esquema pode ser feita utilizando-se o mesmo critério anterior,  $P_{cch} \geq P_{cco}$  para toda a faixa de probabilidade de erro de bit considerada. A probabilidade  $P_{cch}$  é calculada pela expressão (3.64), com  $P_{arq}$  dado pela expressão (3.71).

Fixando-se  $p$  igual à maior probabilidade de erro no canal,  $p = 10^{-2}$ , e fazendo-se  $n_a$  grande o suficiente para tornar a probabilidade  $P_{ue}$  desprezível, tem-se que  $P_{cch}$  tende para  $P_{ccf}$ , independente do valor de  $y$ , e o número mínimo de bits de paridade do código FEC pode ser encontrado aplicando-se o algoritmo descrito na seção 3.2.2. O resultado encontrado é que a capacidade mínima do código é  $t = 17$ , resultando, pelo limitante de Plotkin, em número mínimo de bits do código FEC igual a 487, para qualquer valor de  $y$ . Fixando-se a capacidade de correção do FEC igual à mínima encontrada, pode-se encontrar o número mínimo de bits de paridade necessário para o código ARQ. A Figura 3.46 ilustra os resultados para  $y = 1$  ( $n_a = 440$ ) e  $y = 11$  ( $n_a = 437$ ). Logo, a utilização do código ARQ com  $n_a = 437$  e do código FEC com  $n_f = 487$ , com  $y = 11$ , resultará em uma pequena melhoria de desempenho em relação ao apresentado nas Figuras 3.44 e 3.45.

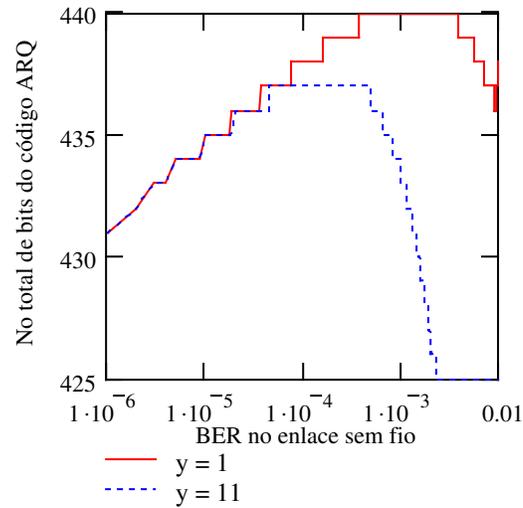


Figura 3.46 – Número total de bits necessário ao código ARQ, em função de  $y$  e  $p$ .

A vazão na técnica híbrida com múltiplos estados FEC é calculada pela expressão (3.69), com  $P_{arq}$  dado pela equação (3.71). A Figura 3.47 compara a vazão da técnica FEC adaptativa ideal com a técnica híbrida com múltiplos estados FEC. Verifica-se que o desempenho das duas técnicas em termos de vazão também é semelhante, se  $y$  é escolhido de forma adequada.

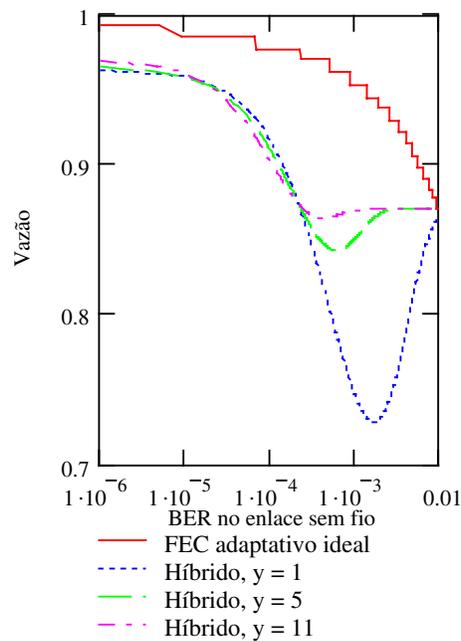


Figura 3.47 – Vazão nas técnicas FEC adaptativo ideal e híbrida com múltiplos estados FEC.

### 3.5.4. TÉCNICA HÍBRIDA TIPO I

Na técnica híbrida tipo I dois códigos são utilizados. A célula de  $k$  bits é codificada, utilizando-se um código  $(n_a, k)$  para detectar erros na célula, gerando uma palavra código com  $n_a$  bits. Esta palavra código é, por sua vez, codificada, utilizando-se um código  $(n, n_a)$  para corrigir erros. Quando o pacote chega ao receptor, ele primeiro é decodificado utilizando-se o decodificador FEC. A “mensagem” de  $n_a$  bits resultante é então enviada ao decodificador ARQ para verificar se há erro residual. Se um erro é detectado, a célula é descartada e a retransmissão é solicitada. [21]

Quando uma célula chega à rádio-base, os seguintes eventos podem ocorrer: a célula contém um erro corrigível (o número de bits errados é menor ou igual à capacidade  $t$  do código FEC), com probabilidade  $P_{ccf}$ , ou a célula contém um erro não corrigível, com probabilidade  $(1 - P_{ccf})$ . Se o erro é não corrigível o processo de decodificação irá gerar uma célula diferente da transmitida e, portanto, errada. Este erro pode não ser detectado pelo código ARQ, com probabilidade  $P_{ue}$ , ou ser detectado com probabilidade  $(1 - P_{ue})$ . Deve-se notar que neste caso  $(1 - P_{ue}) \neq P_c + P_e$ , uma vez que a célula certamente contém erro, sendo este detectável ou não.

A probabilidade de uma célula recebida pela rádio-base ser enviada para a rede óptica é dada por

$$P_a = P_{ccf} + (1 - P_{ccf}) \cdot P_{ue} \quad (3.72)$$

A probabilidade de uma célula recebida pela rádio-base ser descartada, com a solicitação de retransmissão, é calculada por

$$P_d = (1 - P_{ccf}) \cdot (1 - P_{ue}) \quad (3.73)$$

com  $P_{ccf}$  dado pela equação (3.15) e  $P_{ue}$  dado pela equação (2.3).

A probabilidade do enlace sem fio entregar uma célula correta para o enlace óptico é dada por

$$P_{chl} = P_{ccf} + P_d \cdot P_{ccf} + P_d^2 \cdot P_{ccf} + \dots = P_{ccf} \cdot \sum_{i=0}^{\infty} P_d^i = \frac{P_{ccf}}{1 - P_d} \quad (3.74)$$

Várias combinações de códigos ARQ e FEC satisfazem o critério  $P_{chl} \geq P_{cco}$ . Estas combinações podem ser encontradas fixando-se o valor de  $n_a$  e buscando-se, através de algoritmo iterativo, o mínimo valor de  $t$  que satisfaça o critério  $P_{chl} \geq P_{cco}$ . Os resultados possíveis, apresentados na Tabela 3.4, estão entre os limites  $n_a = 424$  (sem código ARQ) com  $t = 17$  e  $n_a = 449$  com  $t = 0$  (sem código FEC).

$n_a$	$t$	$n$	$n_a$	$t$	$n$
426	16	485	438	08	466
428	15	484	439	07	464
430	14	482	440	06	461
431	13	479	441	05	458
433	12	477	442	04	455
434	11	474	443	03	453
436	10	472	445	02	451
437	09	469	446	01	449

Tabela 3.4 – Códigos para a técnica híbrida tipo 1.

O tempo médio para transmissão de cada uma das primeiras  $(Z - 1)$  células da PDU é calculado por

$$T_{Z-1} = T_q \cdot P_a + 2T_q \cdot P_d \cdot P_a + 3T_q \cdot P_d^2 \cdot P_a + \dots = T_q \cdot P_a \cdot \sum_{i=1}^{\infty} i \cdot P_d^{i-1} = T_q \cdot \frac{P_a}{(1 - P_d)^2} \quad (3.75)$$

O tempo médio para transmissão da última célula é dado por

$$T_Z = T_x \cdot P_a + (T_x + T_q) \cdot P_d \cdot P_a + (T_x + 2T_q) \cdot P_d^2 \cdot P_a + (T_x + 3T_q) \cdot P_d^3 \cdot P_a + \dots$$

$$T_z = T_x \cdot P_a \cdot \sum_{i=0}^{\infty} P_d^i + T_q \cdot P_a \cdot \sum_{i=1}^{\infty} i \cdot P_d^i = T_x \cdot \frac{P_a}{1 - P_d} + T_q \cdot \frac{P_a \cdot P_d}{(1 - P_d)^2} \quad (3.76)$$

Nas equações (3.75) e (3.76),  $T_q$  é o tempo de quadro, dado pela equação (3.1), com  $\tau = n$ , e  $T_x$  é o tempo para transmissão de uma célula no enlace sem fio, dado por  $n/R_s$ .

O tempo médio para transmitir uma PDU composta de  $Z$  células é dado por

$$T_{hl} = \left[ (Z - 1) \cdot T_{z-1} + T_z + \frac{424L}{R_o} \right] \cdot \gamma \quad (3.77)$$

onde  $\gamma$  é o número médio de transmissões necessárias para se receber uma PDU correta, admitindo-se retransmissão na camada de adaptação, e é dado pelas equações (3.19) e (3.20).

A vazão na técnica híbrida tipo 1 é calculada por

$$\eta_{hl} = \frac{k}{n \cdot P_a + 2n \cdot P_d \cdot P_a + 3n \cdot P_d^2 \cdot P_a + \dots} = \frac{k}{n \cdot P_a \cdot \sum_{i=0}^{\infty} (i+1) \cdot P_d^i} = \frac{k}{n} \cdot \frac{(1 - P_d)^2}{P_a} \quad (3.78)$$

A Figura 3.48 mostra a vazão obtida, em função da taxa de erro de bit no canal sem fio, para alguns pares de códigos ARQ-FEC apresentados na Tabela 3.4. Se a capacidade de correção do código FEC é pequena, tem-se uma maior vazão para taxas de erro baixas, mas uma vazão pequena para taxas de erro de bit elevadas, devido ao grande número de retransmissões; se a capacidade de correção do código FEC é grande, a vazão é praticamente constante com o valor de  $p$ , devido ao número desprezível de retransmissões. A maior vazão média, admitindo-se  $p$  uniformemente distribuído na faixa considerada, é obtida com a solução  $n_a = 438$  e  $t = 8$ .

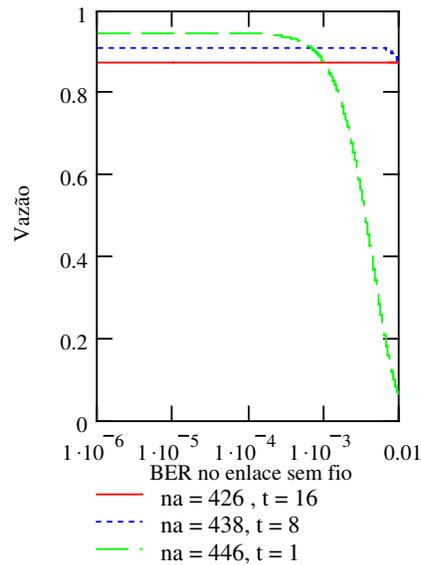


Figura 3.48 – Vazão para a técnica híbrida tipo 1.

A Figura 3.49 mostra a relação entre o tempo necessário para se transmitir uma PDU na técnica híbrida tipo 1, com  $n_a = 438$  e  $t = 8$ , e o mesmo tempo na técnica híbrida com onze estados FEC, admitindo-se  $V = 40$ ,  $L = 3$  e  $Z = 100$ . A Figura 3.50 compara a vazão entre as duas técnicas, nas mesmas condições. Verifica-se que a técnica híbrida com múltiplos estados FEC tem melhor desempenho se a taxa de erro de bit no canal é baixa e pior desempenho se a taxa de erro de bit no canal é alta. O desempenho das duas técnicas é idêntico para  $p \cong 8.5 \times 10^{-5}$ .

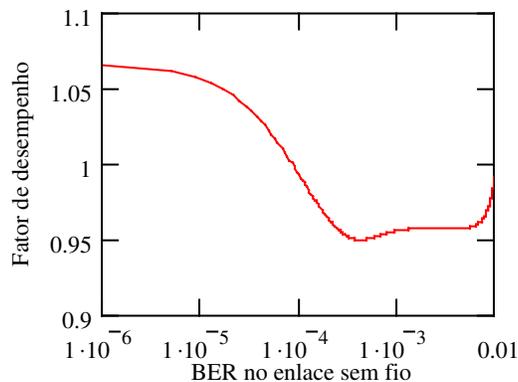


Figura 3.49 – Fator de desempenho entre a técnica híbrida tipo 1 e a técnica híbrida com onze estados FEC.

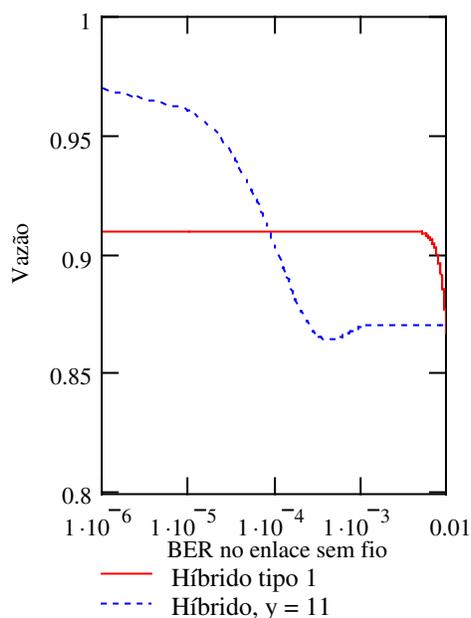


Figura 3.50 – Vazão nas técnicas híbrida tipo 1 e híbrida com onze estados FEC.

### 3.6. CONCLUSÕES

Neste capítulo compararam-se as técnicas ARQ e FEC para controle de erro em redes ATM sem fio. Para aplicações não tempo real o critério utilizado foi o tempo médio necessário para se transmitir uma PDU composta de  $Z$  células. Para aplicações em tempo real, os critérios foram: vazão, tempo médio para se transmitir uma célula e tempo máximo para se transmitir uma célula.

Analisaram-se sistemas não-adaptativos, onde os códigos são fixados considerando-se a maior taxa de erro de bit no canal, e sistemas adaptativos ideais, onde os códigos são escolhidos de acordo com a taxa de erro de bit no canal e nenhum *overhead* é introduzido para a estimativa da taxa de erro.

A escolha dos códigos, em todas as análises, baseou-se no seguinte critério: a probabilidade do enlace sem fio entregar uma célula correta para o enlace óptico é maior ou igual à probabilidade

de um enlace óptico entregar uma célula correta para outro enlace óptico. Este critério garante que as especificações dos parâmetros de QoS da rede ATM sejam atendidas.

Um fator de desempenho, definido como a relação entre o tempo médio para se transmitir uma PDU na técnica FEC e o mesmo tempo para a técnica ARQ foi definido, de modo a facilitar as comparações.

Para sistemas não-adaptativos e aplicações não tempo real, verificou-se que a técnica ARQ possui melhor desempenho que a técnica FEC quando a taxa de erro de bit no canal é baixa e pior desempenho quando a taxa de erro de bit no canal é alta. Para protocolos GBN-ARQ e SR-ARQ, verificou-se que o aumento no valor de  $N$  beneficia a técnica FEC.

Para sistemas não-adaptativos e aplicações em tempo real, o FEC sempre possui melhor desempenho quando o critério de comparação é a vazão; quando o critério é o tempo médio para se transferir uma célula, a conclusão é idêntica à do parágrafo anterior.

Para sistemas adaptativos ideais, o FEC possui melhor desempenho em toda faixa de probabilidade de erro de bit considerada.

Quatro sistemas híbridos ARQ-FEC foram propostos e analisados, sendo que os sistemas híbridos com múltiplos estados FEC e do tipo 1, apresentados na seções 3.5.3 e 3.5.4, tiveram o melhor desempenho. Verificou-se que estes sistemas híbridos possuem melhor desempenho que os sistemas ARQ e FEC não-adaptativos e desempenho muito próximo ao sistema FEC adaptativo ideal, com menor complexidade de implementação.

Comparando-se o sistema híbrido tipo 1 com o sistema híbrido com múltiplos estados FEC verificou-se que este último possui melhor desempenho para taxas de erro de bit baixas, enquanto o primeiro possui melhor desempenho para taxas de erro elevadas.

### 3.6.1. PRINCIPAIS CONTRIBUIÇÕES

As principais contribuições deste capítulo foram:

- Uma metodologia para escolha dos códigos nas técnicas ARQ e FEC, para aplicações em tempo real e não tempo real, foi apresentada.
- Expressões para o cálculo do tempo médio necessário para se transmitir uma PDU foram deduzidas para as técnicas SW-ARQ, GBN-ARQ, SR-ARQ e FEC, para aplicações não tempo real.
- Para aplicações em tempo real, expressões para o cálculo dos tempos médio e máximo para se transmitir uma célula e para o cálculo da vazão foram deduzidas para as técnicas SW-ARQ e FEC.
- Um fator de desempenho foi introduzido para facilitar as análises comparativas.
- Quatro sistemas híbridos ARQ e FEC foram propostos e analisados.

### 3.6.2. TRABALHOS FUTUROS

As análises realizadas neste capítulo consideraram a existência de um *interleaving* ideal, que permite admitir que o canal é sem memória. Uma extensão destas análises deve considerar canais com memória, onde os erros tendem a ocorrer em rajadas. Novas comparações, utilizando um modelo de Markov para o canal, poderiam ser realizadas, de modo a considerar a distribuição da taxa de erro de bit no canal.

Uma extensão das análises realizadas neste capítulo poderia ser feita para redes IP sem fio.

## **CAPÍTULO IV – COMPARAÇÃO ANALÍTICA ENTRE FEC ADAPTATIVO e MODULAÇÃO ADAPTATIVA**

O uso de técnicas adaptativas, denominadas de técnicas de adaptação do enlace, nas quais parâmetros de transmissão são ajustados dinamicamente para acompanhar as variações no comportamento do canal, resultam na melhor utilização do rádio-enlace e na melhoria do desempenho das redes sem fio. Os principais parâmetros que podem ser adaptados são o número de níveis do esquema de modulação e a taxa do código de controle de erro, embora outros possam ser incluídos, tais como: nível de potência e fator de espalhamento. [32]

Nos sistemas com modulação adaptativa, o número de bits transmitidos por símbolo varia em função das características do canal. Considerando a utilização de TDMA no rádio-enlace, a modulação pode ser definida para cada quadro. A idéia básica é: se a taxa de erro de bit no canal excede um dado limiar, o número de bits transmitidos por símbolo é reduzido, diminuindo a taxa de transmissão no canal e, como a energia média por símbolo transmitido é mantida constante, reduzindo a probabilidade de erro de bit no canal. Logo, o esquema de modulação usado é dependente da taxa de erro de bit (ou da relação sinal/ruído) no canal. Os esquemas de modulação mais comumente utilizados são o M-PSK e M-QAM [34]-[36][38]-[40][43].

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. A idéia básica é: se a taxa de erro de bit no canal excede 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 uma célula conter erros que não possam ser corrigidos, e a vazão reduz.

Várias propostas de utilização de códigos adaptativos e/ou modulação adaptativa têm sido apresentadas na literatura: em [35], um esquema utilizando quatro modulações e sete códigos diferentes é proposto para redes de acesso sem fio (rede fixa); em [36], um esquema envolvendo

modulação, codificação e segmentação adaptativa é proposto para redes locais sem fio padrão IEEE 802.11a; em [37]-[40], esquemas com modulação adaptativa são propostos e analisados para canais com desvanecimento; em [43], um esquema de modulação e codificação adaptativos, com codificação híbrida ARQ-FEC tipo II, é analisado; em [44], um esquema do tipo FEC adaptativo é proposto para redes de comunicação por satélite; em [45], um esquema adaptativo híbrido ARQ-FEC, envolvendo controle adaptativo do comprimento do quadro, é proposto; em [23][24][27][46][47], esquemas de controle de erro adaptativos para redes ATM sem fio são propostos. Ainda, o uso de código adaptativo e/ou modulação adaptativa foi incorporado em diversos sistemas de comunicações móveis celulares, por exemplo: CDMA-2000 (Code Division Multiple Access - 2000), WCDMA (Wideband CDMA), GPRS (General Packet Radio Service), EGPRS (Enhanced GPRS), modo HSDPA (High Speed Downlink Packet Access) do padrão UMTS (Universal Mobile Telecommunications Service) [32]-[34][48].

Embora as técnicas de modulação adaptativa e codificação adaptativa venham sendo largamente utilizadas, comparações entre as duas técnicas não são freqüentes. Em [41] e [42], Cameron, Zukerman e Gitlits comparam, baseado em simulação, as técnicas de modulação adaptativa e FEC adaptativo, e concluem: “*Our results show that adaptive modulation offers significant efficiency and coverage gains over the fixed system when ARQ is considered and that in many instances an adaptive modulation system renders FEC redundant*” [41] e “*This paper motivates the use of adaptive modulation and question the use of FEC in many cases*” [42]. No entanto, os resultados das comparações analíticas realizadas neste capítulo contrariam estas conclusões.

O princípio geral de adaptação do enlace é: definir um indicador de qualidade do canal, denominado informação do estado do canal (CSI – Channel State Information), que provê informação sobre as características correntes do canal, e ajustar os parâmetros de transmissão de acordo com a CSI. [32]

As métricas que têm sido propostas para estimar a qualidade do canal são: taxa de erro de pacote, média e desvio padrão da taxa de erro de símbolo ou taxa de erro de bit e relação sinal/ruído média. [32][33]

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  $t = j$  e o outro tem  $t = j + v$  ou  $t = j - v$ , onde  $v$  é um inteiro positivo) 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) excede um dado limiar (calculado com base em uma BER alvo). [38]-[40][45][47].

Neste capítulo investiga-se o ponto ótimo de comutação entre modulações ou códigos vizinhos e compara-se, analiticamente, o desempenho das técnicas FEC adaptativo e modulação adaptativa. Ainda, com base nas análises realizadas, uma técnica híbrida que envolve modulação e FEC adaptativos é proposta. Os critérios utilizados para investigar o ponto ótimo de comutação e comparar o desempenho das duas técnicas são: a vazão e o parâmetro CER, para aplicações em tempo real, e o tempo médio para transmitir uma PDU, para aplicações não tempo 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  $E_b/N_0$  muda no momento da comutação. Desta forma, o cálculo dos parâmetros de desempenho para os esquemas de modulação considerados deve ser feito em função da relação  $E_b/N_0$ .

O cenário de referência utilizado neste capítulo é o mesmo descrito na seção 3.1. Nas seções seguintes, o termo “bits de informação” refere-se sempre aos 424 bits de uma célula ATM. Em todas as análises considerou-se a transmissão de uma célula ATM em cada janela de transmissão do período de *uplink* ( $k = 424$  bits).

O restante do capítulo está organizado da seguinte forma: na seção 4.1 analisam-se os pontos de comutação e comparam-se as técnicas utilizando-se a vazão como critério; na seção 4.2 o critério utilizado é a CER, enquanto na seção 4.3 é o tempo médio para transmitir uma PDU; na seção 4.4, uma técnica híbrida utilizando modulação adaptativa e FEC adaptativo é proposta e analisada; as conclusões são apresentadas na seção 4.5.

#### 4.1. CRITÉRIO DA VAZÃO

Em [49], Deng e Lin propuseram o uso da vazão, definida como o número de bits de informação dividido pelo número médio total de bits transmitidos no enlace sem fio, para determinar os pontos de comutação entre códigos vizinhos em um sistema adaptativo híbrido tipo I.

Nas comparações entre FEC e modulação adaptativos, considera-se, em um primeiro momento, que o sistema de modulação adaptativa não utiliza qualquer codificação e, portanto, a vazão, como definida em [49], não é capaz de parametrizar o comportamento da técnica com modulação adaptativa, uma vez que todos os bits transmitidos são bits de informação.

Para a definição da vazão, consideramos três fatores:

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 o número de bits por símbolo na modulação corrente dividido pelo número de bits por símbolo de uma modulação de referência;
3. o percentual de células corretas entregues à rede óptica, significando que células que saem do enlace sem fio com erro não são contabilizadas na vazão (obs.: neste caso, a vazão é algumas vezes denominada *goodput*).

Logo, a vazão é dada pela expressão

$$\eta = \frac{\log_2 M_i}{\log_2 M_r} \cdot \frac{k}{n_i} \cdot P_c \quad (4.1)$$

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 e  $P_c$  é a probabilidade de uma célula ser entregue à rede óptica sem erros.

Para os sistemas FEC adaptativo tem-se  $M_i = M_r$  e  $P_c = P_{ccf}$  (dado pela expressão 3.15). Para os sistemas com modulação adaptativa tem-se  $n_i = k$  e  $P_c = (1 - p)^k$ , onde  $p$  é a probabilidade de erro de bit no enlace sem fio para a modulação corrente.

A Figura 4.1 mostra a vazão obtida para um sistema com modulação adaptativa, tendo-se a modulação 256-QAM como referência, em função da relação  $E_s/N_0$  no canal, para as modulações  $M$ -QAM (com  $M = 16, 32, 64, 128$  e  $256$ ). A Figura 4.2 mostra a vazão, nas mesmas condições, para as modulações BPSK, QPSK, 8-PSK e 16-QAM. O ponto de cruzamento entre as curvas define a relação  $E_s/N_0$  ótima de comutação entre modulações vizinhas, os resultados estão resumidos na Tabela 4.1.

Com base nos resultados da Tabela 4.1, conclui-se:

- se a comutação entre duas modulações vizinhas ocorre com base em uma medida de  $E_s/N_0$  (ou SNR), o valor ótimo de comutação independe do sentido da comutação;
- se a comutação ocorre com base no valor da taxa de erro de bit, o limiar de comutação depende do sentido da comutação e a definição de um limiar de comutação fixo, para qualquer sentido, não maximiza o desempenho do sistema, uma vez que o valor da BER limiar varia com a modulação corrente.

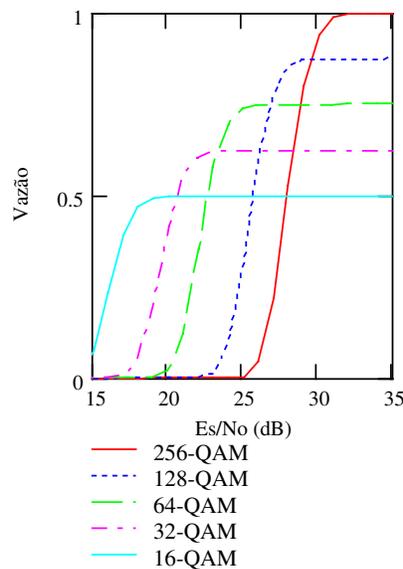


Figura 4.1 – Vazão para modulações  $M$ -QAM.

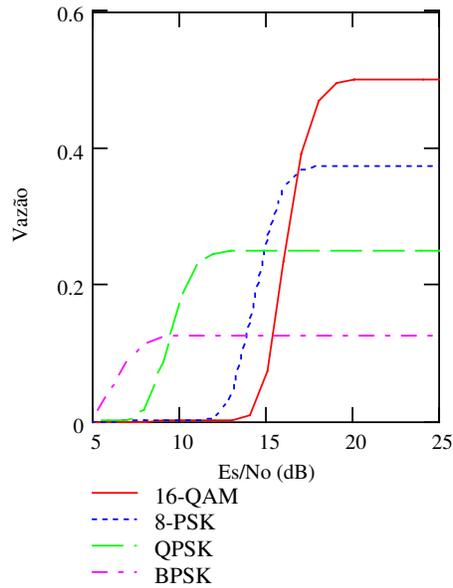


Figura 4.2 – Vazão para as modulações 16-QAM, 8-PSK, QPSK e BPSK.

Comutação de	$E_s/N_0$ limiar (dB)	BER no limiar	Comutação de	BER no limiar
256 para 128-QAM	29.4	$3.2 \times 10^{-4}$	128 para 256-QAM	$3.8 \times 10^{-6}$
128 para 64-QAM	26.8	$3.6 \times 10^{-4}$	64 para 128-QAM	$6 \times 10^{-7}$
64 para 32-QAM	23.3	$4.4 \times 10^{-4}$	32 para 64-QAM	$4.7 \times 10^{-6}$
32 para 16-QAM	20.5	$5.3 \times 10^{-4}$	16 para 32-QAM	$8.3 \times 10^{-7}$
16-QAM para 8-PSK	16.8	$7.4 \times 10^{-4}$	8-PSK para 16-QAM	$6 \times 10^{-5}$
8-PSK para QPSK	14.8	$9.6 \times 10^{-4}$	QPSK para 8-PSK	$1.8 \times 10^{-8}$
QPSK para BPSK	9.4	$1.6 \times 10^{-3}$	BPSK para QPSK	$1.6 \times 10^{-5}$

Tabela 4.1 – Pontos ótimos de comutação segundo o critério da vazão.

A Figura 4.3 mostra a vazão para um sistema FEC adaptativo, em função de  $E_s/N_o$ , para códigos com diferentes capacidades de correção de erro, admitindo-se a utilização de uma modulação 256-QAM. Nesta figura o número de bits de paridade do código foi calculado utilizando-se o limitante de Plotkin, definido na equação (2.7).

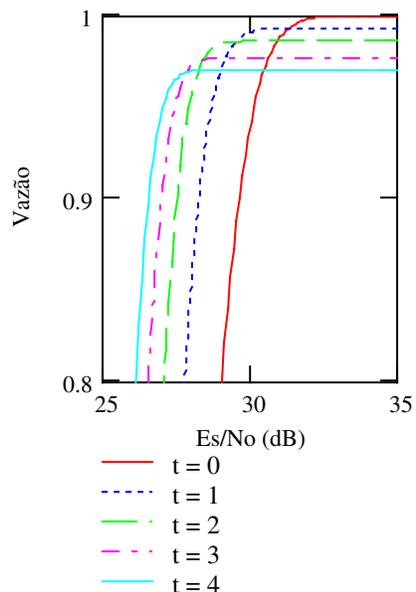


Figura 4.3 – Vazão para sistema FEC adaptativo considerando-se o limitante de Plotkin.

Na Figura 4.4 mostra-se a vazão obtida para o sistema FEC adaptativo, considerando-se a utilização de códigos BCH, ou seja, o número de bits de paridade é calculado pelo limitante para os códigos BCH, mostrado na seção 2.3.1.2.1.

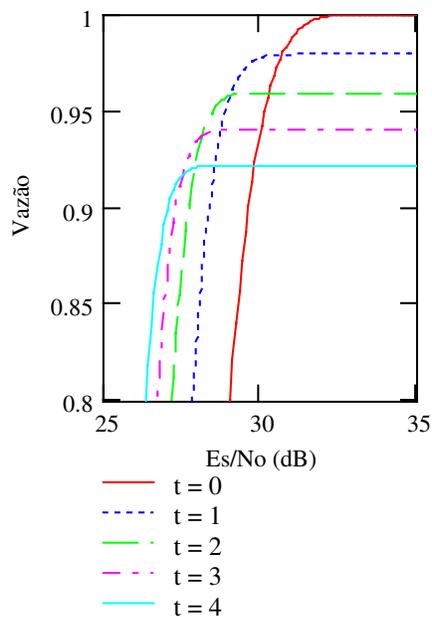


Figura 4.4 – Vazão para sistema FEC adaptativo com código BCH.

Observa-se que os pontos de comutação e a vazão nas figuras 4.3 e 4.4 são diferentes, ou seja, os resultados dependem do código que está sendo utilizado.

Nas análises seguintes para o sistema FEC adaptativo, optou-se por considerar a implementação do sistema utilizando-se códigos BCH, ao invés de se trabalhar com limitantes, como se fez no Capítulo III. Tal opção tem o objetivo de tornar a comparação das técnicas de modulação adaptativa e FEC adaptativo mais realista, uma vez que para os sistemas com modulação adaptativa as análises consideram o desempenho de modulações específicas, e não limitantes.

A Figura 4.5 mostra a vazão obtida para  $t$  variando de 4 a 8, nas mesmas condições em que foi obtida a Figura 4.4. O ponto de cruzamento entre as curvas define a relação  $E_s/N_0$  ótima de comutação entre códigos vizinhos, os resultados estão resumidos na Tabela 4.2. Observa-se que a BER no ponto de comutação ótimo depende do código corrente, não sendo uma grandeza fixa. Verifica-se também que à medida em que  $t$  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  $t = 6$  para  $t = 7$  e o valor no ponto de comutação de  $t = 7$  para  $t = 8$  é de apenas 0.3 dB), indicando que, para efeito de implementação, o valor de  $v$  que define a vizinhança de códigos deve crescer à medida em que  $t$  cresce.

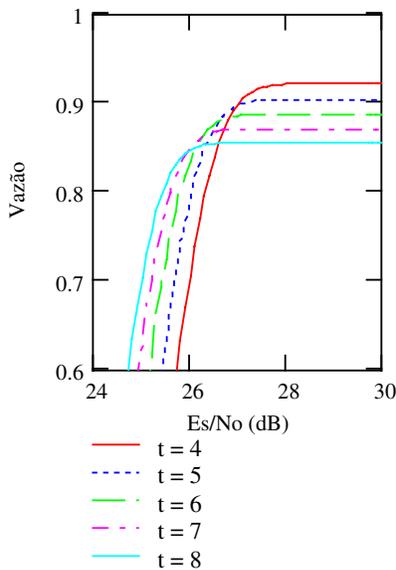


Figura 4.5 – Vazão para sistema FEC adaptativo com código BCH.

Comutação		$E_s/N_0$ limiar (dB)	BER no limiar
de	para		
$t = 0$	$t = 1$	30.7	$4.7 \times 10^{-5}$
$t = 1$	$t = 2$	29.0	$5.2 \times 10^{-4}$
$t = 2$	$t = 3$	28.1	$1.4 \times 10^{-3}$
$t = 3$	$t = 4$	27.5	$2.4 \times 10^{-3}$
$t = 4$	$t = 5$	27.0	$3.6 \times 10^{-3}$
$t = 5$	$t = 6$	26.6	$4.8 \times 10^{-3}$
$t = 6$	$t = 7$	26.2	$6.3 \times 10^{-3}$
$t = 7$	$t = 8$	25.9	$7.6 \times 10^{-3}$

Tabela 4.2 – Pontos de comutação para sistema FEC adaptativo com códigos BCH.

A Figura 4.6 compara a vazão máxima obtida nos sistemas com modulação adaptativa e FEC adaptativo, admitindo-se que a modulação de referência é a 256-QAM. Considerou-se nesta comparação que a resolução da medida de  $E_s/N_0$ , para efeito de comutação, é de 0.5 dB, ou seja, o sistema só é capaz de medir  $E_s/N_0$  de 0.5 em 0.5 dB. Observa-se que a técnica FEC adaptativo tem desempenho igual ou superior à técnica de modulação adaptativa para  $E_s/N_0 \geq 25$  dB e pior desempenho em caso contrário. Ressalta-se que a probabilidade de erro de bit da modulação de referência, para  $E_s/N_0 = 25$  dB, é  $p = 0.013$ .

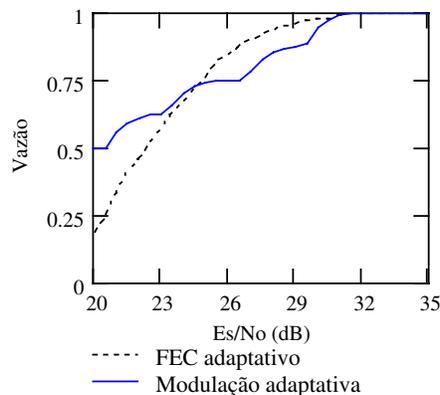


Figura 4.6 – Vazão das técnicas modulação adaptativa e FEC adaptativo, com a modulação 256-QAM como referência.

A Figura 4.7 compara as duas técnicas, considerando-se agora a modulação 64-QAM como referência. A técnica FEC adaptativo tem desempenho igual ou superior para  $E_s/N_0 \geq 18$  dB e pior desempenho em caso contrário. A probabilidade de erro de bit da modulação de referência no ponto de cruzamento é  $p = 0.024$ .

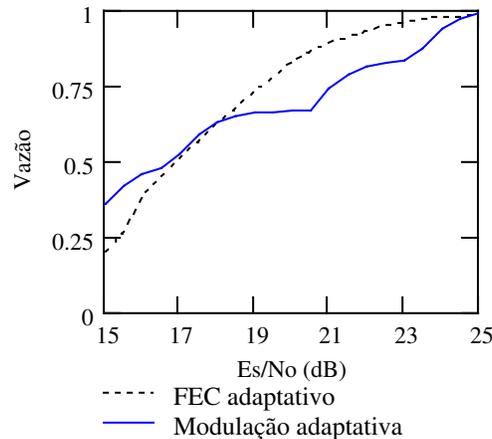


Figura 4.7 - Vazão das técnicas modulação adaptativa e FEC adaptativo, com a modulação 64-QAM como referência.

## 4.2. CRITÉRIO DA CER

O critério da vazão não considera qualquer restrição quanto à QoS, podendo resultar em valores elevados para o parâmetro CER (Cell Error Ratio). Considerando-se apenas o enlace sem fio e desprezando-se a influência do HEC do cabeçalho ATM, o parâmetro CER é igual a  $(1 - P_c)$  para sistemas com modulação adaptativa e  $(1 - P_{cef})$  para sistemas com FEC adaptativo. As Figuras 4.8 e 4.9 mostram o comportamento da CER para as técnicas modulação adaptativa e FEC adaptativo, quando o critério da vazão é utilizado para definir os pontos de comutação, considerando-se as modulações 256-QAM e 64-QAM como referência, respectivamente.

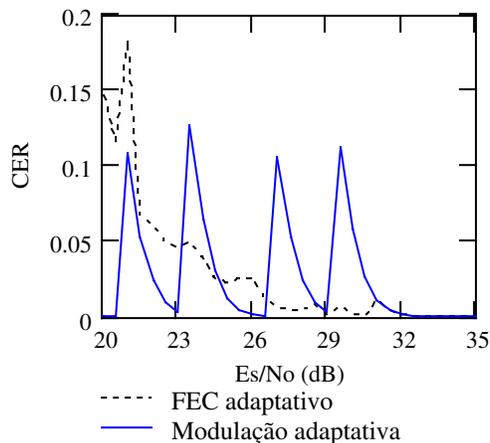


Figura 4.8 – CER para as técnicas modulação adaptativa e FEC adaptativo, com modulação 256-QAM como referência.

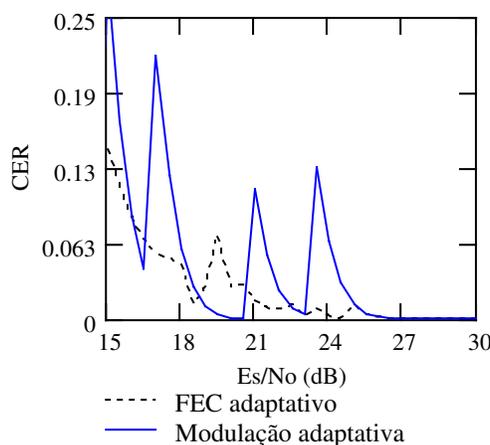


Figura 4.9 - CER para as técnicas modulação adaptativa e FEC adaptativo, com modulação 64-QAM como referência.

Verifica-se que o uso do critério da vazão pode resultar em valores elevados do parâmetro CER, tornando necessária a 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 o parâmetro CER como critério para definir os pontos de comutação. Portanto, haverá a comutação de uma modulação (ou código) para outra(o) quando a CER atingir o valor máximo especificado.

As Figuras 4.10 e 4.11 mostram o comportamento da CER, 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 curva de CER da modulação corrente com a reta definida pelo valor máximo permitido para o parâmetro, por exemplo o valor  $CER_{m\acute{a}x} = 0.01$  mostrado na figura.

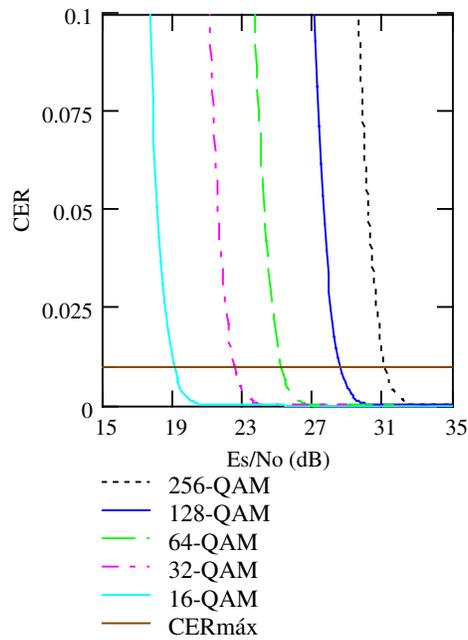


Figura 4.10 – Parâmetro CER para modulações M-QAM

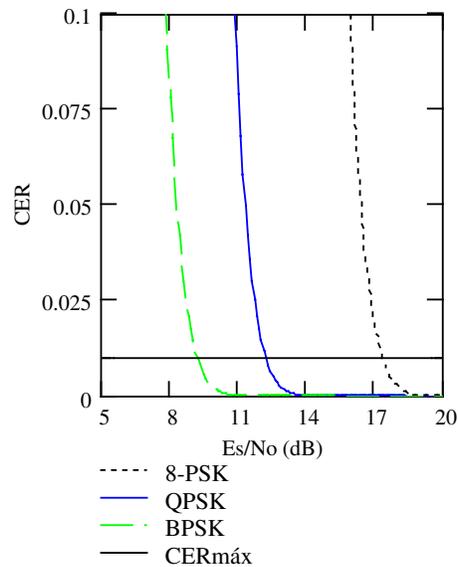


Figura 4.11 – Parâmetro CER para modulações M-PSK.

A Figura 4.12 mostra o comportamento da CER, em função de  $E_s/N_0$ , para um sistema FEC adaptativo com códigos com  $t = 0, 1, 2, 3$  e  $4$ , considerando-se a modulação 256-QAM como referência. O ponto de comutação, de um código para outro, é definido pelo ponto de cruzamento da curva de CER, do código corrente, com a reta definida pelo valor máximo permitido para o parâmetro, por exemplo o valor  $CER_{m\acute{a}x} = 0.01$  mostrado na figura.

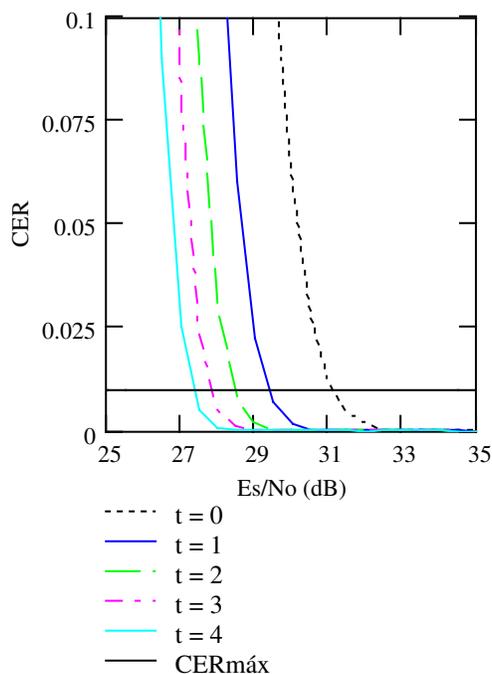


Figura 4.12 – Parâmetro CER para técnica FEC adaptativo e códigos com  $t = 0, 1, 2, 3$  e  $4$ , considerando-se a modulação 256-QAM como referência.

Os pontos de comutação entre modulações vizinhas e códigos vizinhos, considerando-se uma CER limite para o enlace sem fio igual a 0.01, estão apresentados na Tabela 4.3. A última linha para o esquema de modulação adaptativa mostra o valor mínimo admissível para  $E_s/N_0$ , abaixo do qual não é possível alcançar a CER especificada. A Tabela 4.4 mostra os resultados para uma CER limite igual a  $4 \times 10^{-6}$ . Observa-se que os valores de  $E_s/N_0$  de comutação são diferentes daqueles obtidos com o critério da vazão. Para a técnica de modulação adaptativa, a taxa de erro de bit no ponto de comutação é constante.

Comutação de	$E_s/N_0$ limiar (dB)	BER no limiar	Comutação de	$E_s/N_0$ limiar (dB)	BER no limiar
256 para 128-QAM	31	$2.4 \times 10^{-5}$	$t = 0$ para $t = 1$	31	$2.4 \times 10^{-5}$
128 para 64-QAM	28.5	$2.4 \times 10^{-5}$	$t = 1$ para $t = 2$	29.3	$3.6 \times 10^{-4}$
64 para 32-QAM	25.1	$2.4 \times 10^{-5}$	$t = 2$ para $t = 3$	28.4	$1 \times 10^{-3}$
32 para 16-QAM	22.4	$2.4 \times 10^{-5}$	$t = 3$ para $t = 4$	27.7	$2 \times 10^{-3}$
16-QAM para 8-PSK	19	$2.4 \times 10^{-5}$	$t = 4$ para $t = 5$	27.3	$2.8 \times 10^{-3}$
8-PSK para QPSK	17.3	$2.4 \times 10^{-5}$	$t = 5$ para $t = 6$	26.9	$3.8 \times 10^{-3}$
QPSK para BPSK	12.1	$2.4 \times 10^{-5}$	$t = 6$ para $t = 7$	26.5	$5.1 \times 10^{-3}$
BPSK para indis.	9.1	$2.4 \times 10^{-5}$	$t = 7$ para $t = 8$	26.2	$6.3 \times 10^{-3}$

Tabela 4.3 – Pontos de comutação para modulação adaptativa e FEC adaptativo, com CER limite igual a 0.01.

Comutação de	$E_s/N_0$ limiar (dB)	BER no limiar	Comutação de	$E_s/N_0$ limiar (dB)	BER no limiar
256 para 128-QAM	34	$9.4 \times 10^{-9}$	$t = 0$ para $t = 1$	34	$9.4 \times 10^{-9}$
128 para 64-QAM	31.4	$9.4 \times 10^{-9}$	$t = 1$ para $t = 2$	31.7	$7.1 \times 10^{-6}$
64 para 32-QAM	28	$9.4 \times 10^{-9}$	$t = 2$ para $t = 3$	30.4	$7.7 \times 10^{-5}$
32 para 16-QAM	25.4	$9.4 \times 10^{-9}$	$t = 3$ para $t = 4$	29.6	$2.5 \times 10^{-4}$
16-QAM para 8-PSK	21.9	$9.4 \times 10^{-9}$	$t = 4$ para $t = 5$	29	$5.2 \times 10^{-4}$
8-PSK para QPSK	20.2	$9.4 \times 10^{-9}$	$t = 5$ para $t = 6$	28.5	$9.1 \times 10^{-4}$
QPSK para BPSK	14.9	$9.4 \times 10^{-9}$	$t = 6$ para $t = 7$	28.1	$1.4 \times 10^{-3}$
BPSK para indis.	11.9	$9.4 \times 10^{-9}$	$t = 7$ para $t = 8$	27.8	$1.8 \times 10^{-3}$

Tabela 4.4 – Pontos de comutação para modulação adaptativa e FEC adaptativo, com CER limite igual a  $4 \times 10^{-6}$ .

A comutação com base no critério da CER resultará em uma perda de vazão no enlace sem fio em relação à comutação com base no critério da vazão. As Figuras 4.13 e 4.14 ilustram estas perdas para sistemas com modulação adaptativa e FEC adaptativo, respectivamente, e modulação

256-QAM como referência. Verifica-se que a perda de vazão aumenta à medida em que o valor limite fixado para a CER diminui.

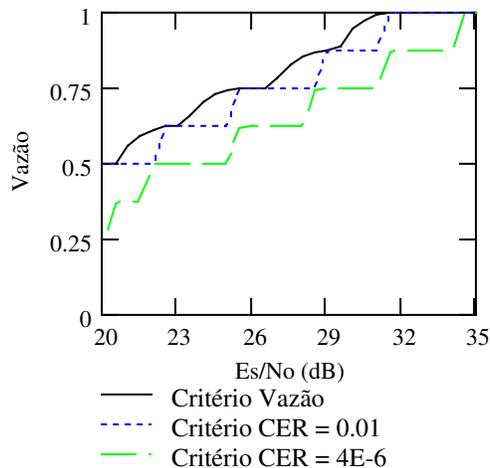


Figura 4.13 – Perda de vazão para sistema com modulação adaptativa e modulação 256-QAM como referência.

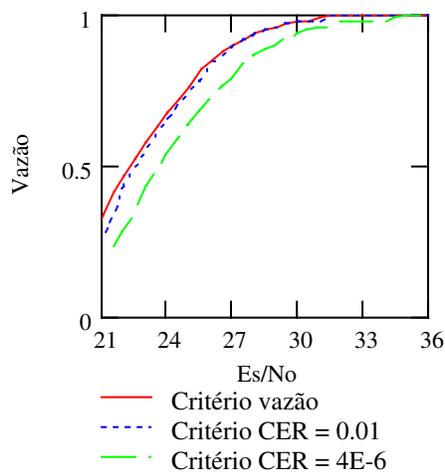


Figura 4.14 – Perda de vazão para sistema FEC adaptativo e modulação 256-QAM como referência.

A Figura 4.15 compara a vazão nas técnicas modulação adaptativa e FEC adaptativo, quando o critério da CER é utilizado para comutação entre modulações ou códigos vizinhos. A técnica FEC

adaptativo tem desempenho melhor ou igual à técnica de modulação adaptativa para  $E_s/N_0 \geq 24$  dB e desempenho pior, caso contrário.

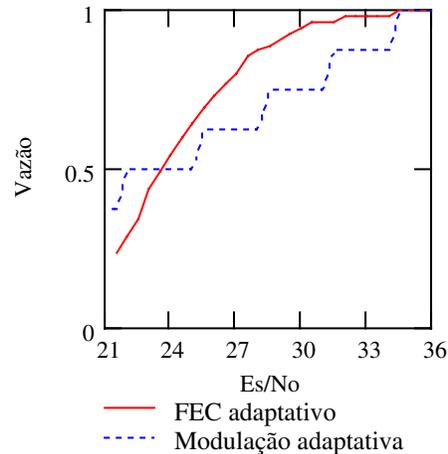


Figura 4.15 – Vazão nas técnicas FEC adaptativo e modulação adaptativa, com comutação baseada no critério  $CER \leq 4 \times 10^{-6}$

Uma forma de diminuir a perda de vazão nos sistemas com modulação adaptativa, sem ultrapassar o limite máximo definido para a CER, é utilizar um sistema híbrido 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 CER seja satisfeito. A Figura 4.16 compara a vazão do sistema com comutação baseada na vazão com a do sistema híbrido proposto, considerando-se o valor limite de  $4 \times 10^{-6}$  para a CER. 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 CER. A Figura 4.17 mostra a capacidade,  $t$ , do código FEC adaptativo utilizado, em função de  $E_s/N_0$ .

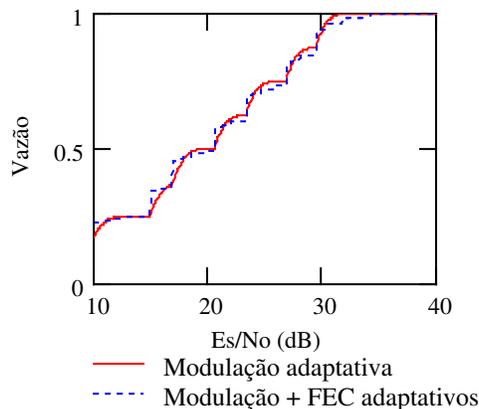


Figura 4.16 – Vazão para modulação adaptativa e sistema híbrido.

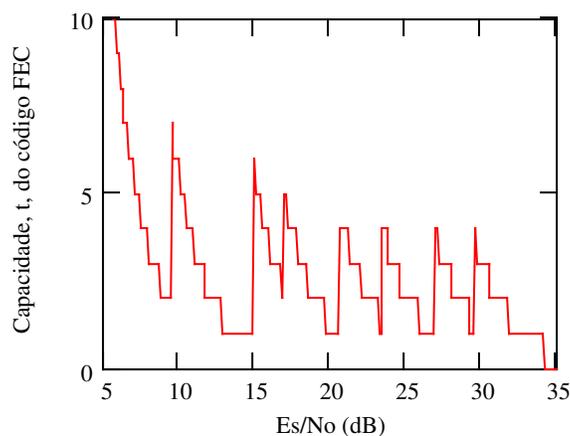


Figura 4.17 – Capacidade de correção do código FEC.

### 4.3. CRITÉRIO DO ATRASO

Para aplicações não tempo real, o tempo médio necessário para transmitir uma PDU correta é um critério adequado de desempenho. Em um sistema com FEC adaptativo, o tempo médio para a transmissão de uma PDU correta, para um dado código, considerando-se retransmissão na camada de adaptação e desprezando-se o tempo perdido entre o término de transmissão de uma PDU errada e o início da retransmissão desta PDU é dado pela equação (3.18), que é reescrita a seguir

$$T_{fec} = \left[ (Z-1) \cdot \frac{V \cdot n_i}{R_s} + \frac{n_i}{R_s} + \frac{424 \cdot L}{R_o} + \xi_f \right] \cdot \gamma \quad (4.2)$$

onde  $n_i$  é o número total de bits do código corrente. A taxa de transmissão no enlace sem fio depende da modulação de referência, e é calculada por  $R_s = \beta \times B$ , onde  $B$  é a largura de faixa do canal e  $\beta$  é a eficiência de largura de faixa, dada pela equação 2.8. O parâmetro  $\gamma$  é o número médio de transmissões necessárias para se receber uma PDU correta, admitindo-se retransmissão na camada de enlace, e é computado por (vide equações 3.19 e 3.20)

$$\gamma = \frac{1}{P_{pc}} = \frac{1}{P_{ccf}^Z \cdot P_{cco}^{L \cdot Z}} \quad (4.3)$$

onde  $P_{cco}$  é dado pela equação (3.2) e  $P_{ccf}$  pela equação (3.15), para o código corrente.

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 uma PDU em um código com  $t = j$  e o mesmo tempo em um código  $t = j + 1$ , com  $j = 0, 1, 2, 3, \dots$ . Este fator está expresso na equação (4.4), onde admitiu-se  $R_s = R_o$  e tempo de decodificação desprezível.

$$\delta_j = \frac{(Z-1) \cdot V \cdot n_j + n_j + 424L}{(Z-1) \cdot V \cdot n_{j+1} + n_{j+1} + 424L} \cdot \left( \frac{P_{ccf(j+1)}}{P_{ccfj}} \right)^Z \quad (4.4)$$

A Figura 4.18 mostra a influência do valor de  $Z$  no ponto de comutação, que é obtido pelo cruzamento da curva do fator de desempenho com a reta  $\delta = 1$ , considerando-se a modulação 256-QAM como referência,  $V = 40$  e  $L = 3$ .

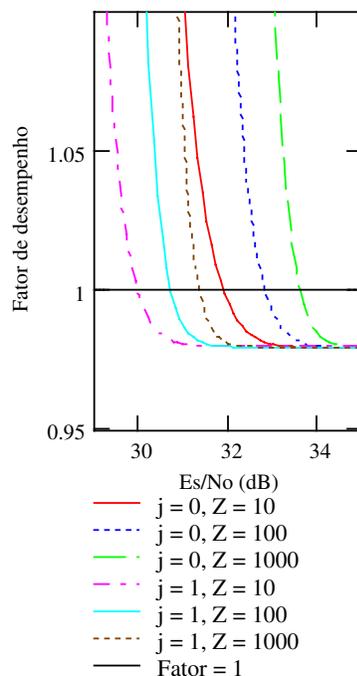
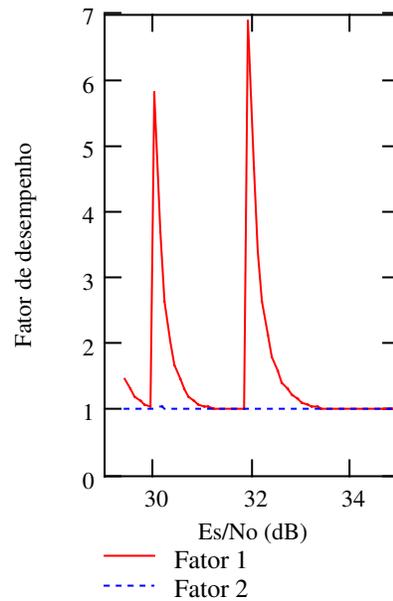


Figura 4.18 – Influência de  $Z$  no ponto de comutação entre códigos vizinhos para a técnica FEC adaptativo.

Verifica-se que o parâmetro  $Z$  tem grande influência na definição do ponto de comutação. Como este parâmetro depende da aplicação e pode variar significativamente, o ponto de comutação de um código para outro deve ser definido em função do valor corrente de  $Z$  ou ser fixado para o maior valor de  $Z$  possível na rede ( $Z = 1362$  para AAL5). Para justificar este critério definem-se dois fatores de desempenho: o primeiro, denominado Fator 1, é a relação entre o tempo para se transmitir uma PDU de 1000 células, com os pontos de comutação definidos para uma PDU de 10 células, e o mesmo tempo considerando-se que os pontos de comutação foram definidos para uma PDU de 1000 células; o segundo, denominado Fator 2, é a relação entre o tempo médio para se transmitir uma PDU de 10 células, com os pontos de comutação definidos para uma PDU de 1000 células, e o mesmo tempo considerando-se que os pontos de comutação foram definidos para uma PDU de 10 células. Estes fatores estão apresentados na Figura 4.19, onde observa-se que a fixação dos pontos de comutação para valores pequenos de  $Z$  pode resultar em queda significativa de desempenho quando grandes PDUs são transmitidas, mas o inverso não é verdadeiro, justificando o critério (o valor máximo do Fator 1 é 7 e o valor máximo do Fator 2 é 1.027).



Fator 4.19 – Fator de desempenho em função do valor de  $Z$  utilizado para definir o ponto de comutação, para a técnica FEC adaptativo

Os pontos de comutação entre códigos vizinhos, considerando-se  $Z = 1362$ , códigos BCH e a modulação 256-QAM como referência, estão resumidos na Tabela 4.5.

Comutação		$E_s/N_0$ limiar (dB)	BER no limiar
de	para		
$t = 0$	$t = 1$	33.6	$4.9 \times 10^{-8}$
$t = 1$	$t = 2$	31.4	$1.3 \times 10^{-5}$
$t = 2$	$t = 3$	30.2	$1.0 \times 10^{-4}$
$t = 3$	$t = 4$	29.4	$3.2 \times 10^{-4}$
$t = 4$	$t = 5$	28.8	$6.6 \times 10^{-4}$
$t = 5$	$t = 6$	28.3	$1.1 \times 10^{-3}$
$t = 6$	$t = 7$	27.9	$1.7 \times 10^{-3}$
$t = 7$	$t = 8$	27.5	$2.4 \times 10^{-3}$

Tabela 4.5. – Pontos de comutação para técnica FEC adaptativo.

Comparando-se os resultados apresentados nas Tabelas (4.2) a (4.5), verifica-se que o ponto ótimo de comutação entre códigos vizinhos em um sistema FEC adaptativo depende do critério utilizado. Os resultados obtidos para o critério que busca a maximização da vazão são semelhantes aos obtidos com o critério no qual um valor limite igual a 0.01 é fixado para a CER (diferença de aproximadamente 0.3 dB no  $E_s/N_o$  de comutação), mas são bastante diferentes dos resultados obtidos quando a minimização do atraso para transmitir uma PDU é fixada como critério (diferença variando entre 1.6 e 2.9 dBs, dependendo do código corrente). O critério do atraso leva a resultados semelhantes aos obtidos com o critério  $CER = 4 \times 10^{-6}$  (diferença de aproximadamente 0.3 dB). Em qualquer critério, se a comutação é baseada em uma estimativa de BER, o valor no ponto de comutação não é fixo, mas varia com o código corrente.

Para um sistema com modulação adaptativa, o tempo médio para se transmitir uma PDU, para uma dada modulação, considerando-se que o pedido de retransmissão é feito na camada de adaptação e desprezando-se o tempo perdido entre o término de transmissão de uma PDU errada e o início da retransmissão desta PDU, pode ser calculado pela equação

$$T_{\text{mod}} = \left[ (Z-1) \cdot \frac{V \cdot k}{\beta_i \cdot B} + \frac{k}{\beta_i \cdot B} + \frac{424 \cdot L}{R_o} \right] \cdot (P_c \cdot P_{cco})^{-Z} \quad (4.5)$$

onde  $\beta_i$  é a eficiência de largura de faixa da modulação corrente (equação 2.8),  $P_c = (1-p)^k$  e  $P_{cco}$  é dado pela equação (3.2).

Admitindo-se que a taxa de transmissão no enlace óptico é igual à taxa de transmissão no enlace sem fio quando a modulação de referência é utilizada, o fator de desempenho, definido como a relação entre o tempo médio para se transmitir uma PDU 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

$$\delta = \frac{(Z-1) \cdot V \cdot k \cdot \beta_r + k \cdot \beta_r + 424L \cdot \beta_{j-1}}{(Z-1) \cdot V \cdot k \cdot \beta_r + k \cdot \beta_r + 424L \cdot \beta_j} \cdot \frac{\beta_j}{\beta_{j-1}} \cdot \left( \frac{P_{cj}}{P_{c(j-1)}} \right)^Z \quad (4.6)$$

onde  $\beta_{r,j,j-1}$  é a eficiência de largura de faixa da modulação de referência e das modulações  $j$  e  $j - 1$ , e  $P_{c_j,(j-1)}$  é a probabilidade de uma célula não conter erro para as modulações  $j$  e  $j - 1$ .

A Figura 4.20 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. A mesma conclusão obtida para o sistema FEC adaptativo se aplica, ou seja, os pontos de comutação devem ser calculados como uma função de  $Z$  ou definidos para o maior valor de  $Z$  possível no sistema ( $Z = 1362$  para AAL5).

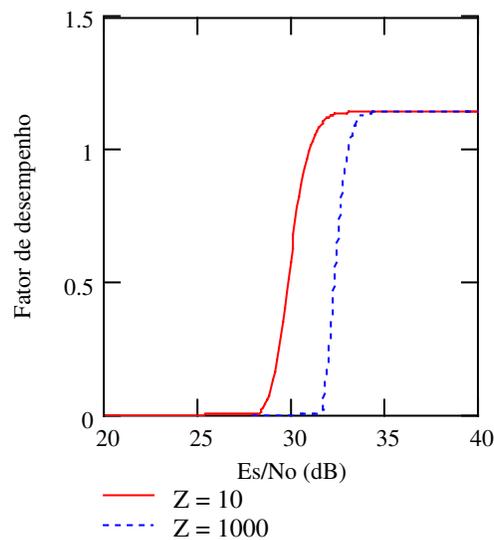


Figura 4.20 – Influência do valor de  $Z$  no ponto de comutação em sistema com modulação adaptativa.

As Figura 4.21 e 4.22 mostram o fator de desempenho entre as modulações M-QAM e M-PSK, respectivamente, para  $Z = 1362$ ,  $V = 40$ ,  $L = 3$  e modulação 256-QAM como referência.

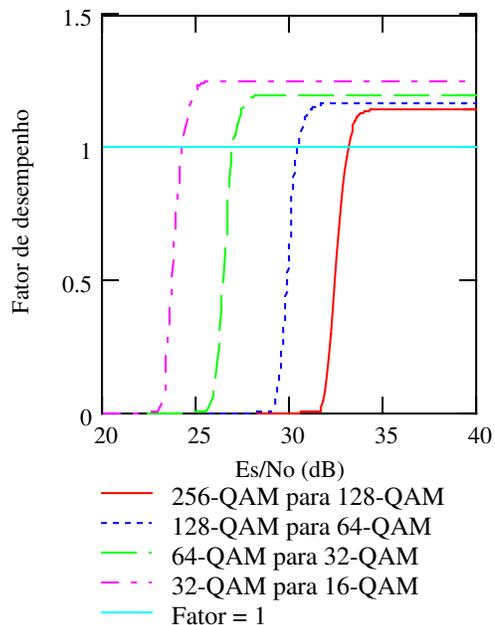


Figura 4.21 – Fator de desempenho entre modulações M-QAM.

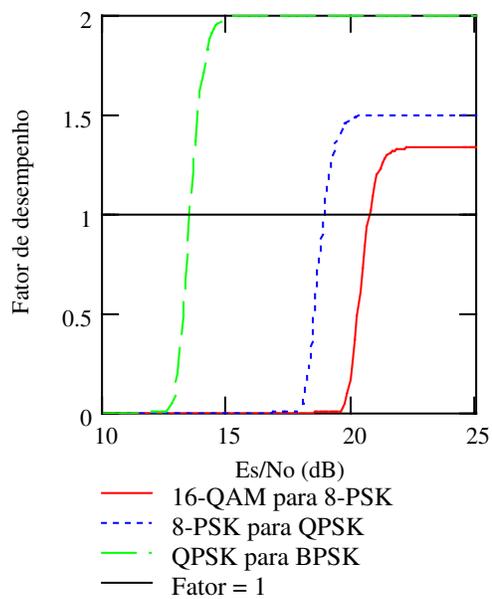


Figura 4.22 – Fator de desempenho entre modulação 16-QAM e 8-PSK e entre modulações M-PSK.

Os pontos de comutação entre modulações vizinhas estão resumidos na Tabela 4.6.

Comutação de	$E_s/N_0$ limiar (dB)	BER no limiar	Comutação de	BER no limiar
256 para 128-QAM	33	$3.0 \times 10^{-7}$	128 para 256-QAM	$1.5 \times 10^{-11}$
128 para 64-QAM	30.4	$3.1 \times 10^{-7}$	64 para 128-QAM	$1.5 \times 10^{-13}$
64 para 32-QAM	26.9	$4.0 \times 10^{-7}$	32 para 64-QAM	$1.4 \times 10^{-11}$
32 para 16-QAM	24.2	$4.4 \times 10^{-7}$	16 para 32-QAM	$1.5 \times 10^{-13}$
16-QAM para 8-PSK	20.6	$6.2 \times 10^{-7}$	8-PSK para 16-QAM	$2.2 \times 10^{-9}$
8-PSK para QPSK	18.8	$8.1 \times 10^{-7}$	QPSK para 8-PSK	0
QPSK para BPSK	13.4	$1.5 \times 10^{-6}$	BPSK para QPSK	$1.9 \times 10^{-11}$

Tabela 4.6 – Pontos de comutação para sistema com modulação adaptativa e critério de comutação baseado em atraso

Comparando-se os resultados apresentados nas Tabelas (4.1), (4.3), (4.4) e (4.6), verifica-se que o ponto ótimo de comutação entre modulações vizinhas em um sistema com modulação adaptativa depende do critério utilizado. As maiores diferenças são entre o critério que busca a maximização da vazão e o critério no qual um valor limite igual a  $4 \times 10^{-6}$  é fixado para a CER (diferença entre 4.6 e 5.5 dB no  $E_s/N_o$  de comutação, dependendo da modulação corrente). Em qualquer critério, se a comutação é baseada em uma estimativa de BER, o valor no ponto de comutação não é fixo, mas varia com a modulação corrente e com o sentido da comutação.

A Figura 4.23 mostra o fator de desempenho definido como a relação entre o tempo médio para se transmitir uma PDU no sistema com modulação adaptativa e o mesmo tempo no sistema com FEC adaptativo. Verifica-se que a técnica FEC adaptativo tem desempenho melhor ou igual à técnica modulação adaptativa para  $E_s/N_o \geq 23.6$  dB.

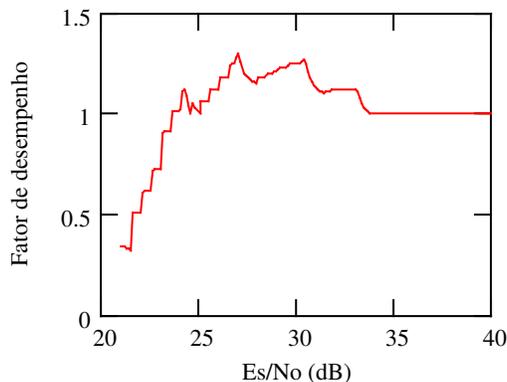


Figura 4.23 – Fator de desempenho entre modulação adaptativa e FEC adaptativo.

#### 4.4. TÉCNICA HÍBRIDA – MODULAÇÃO ADAPTATIVA e FEC ADAPTATIVO

As análises das seções anteriores mostram que a técnica FEC adaptativo tem desempenho igual ou superior à modulação adaptativa quando a relação  $E_s/N_o$  é alta e pior desempenho quando a relação  $E_s/N_o$  é baixa, indicando que uma técnica híbrida que englobe modulação adaptativa e FEC adaptativo pode maximizar o desempenho da rede.

Nesta seção, uma técnica híbrida, na qual associa-se modulação adaptativa com FEC adaptativo, é proposta e analisada. O desempenho da técnica híbrida é comparada às técnicas de modulação adaptativa (sem código) e FEC adaptativo (com modulação fixa), considerando-se a modulação 256-QAM como referência. Em todas as técnicas, os pontos de comutação são definidos de tal modo que a probabilidade do enlace sem fio entregar uma célula correta para o enlace óptico seja igual ou superior à probabilidade de um enlace óptico entregar uma célula correta para outro enlace óptico, o que é equivalente ao critério da CER descrito na seção 4.2. Este critério garante que os parâmetros de QoS para a rede ATM sem fio sejam satisfeitos.

Os parâmetros de desempenho utilizados para a análise da técnica proposta são a vazão e o tempo médio para transmitir uma PDU composta de  $Z$  células. Para as técnicas híbrida e FEC adaptativo, compara-se também a capacidade de correção de erro,  $t$ , necessária aos códigos.

#### 4.4.1. VAZÃO

As Figuras 4.24 e 4.25 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 obter  $P_{ccf} \geq P_{cco}$ . Os pontos de comutação são obtidos pelo cruzamento das curvas de vazão das modulações vizinhas e estão resumidos na Tabela 4.7.

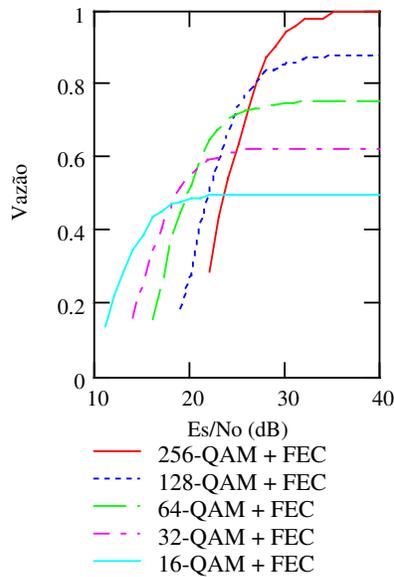


Figura 4.24 – Vazão para modulações M-QAM associadas com FEC adaptativo.

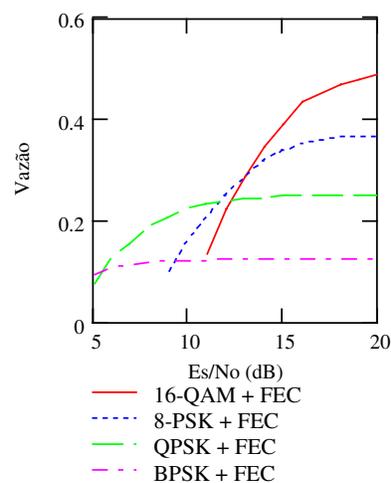


Figura 4.25 – Vazão para modulação 16-QAM e modulações M-PSK associadas com FEC adaptativo.

A Figura 4.26 compara a vazão da técnica híbrida proposta 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 modulação adaptativa e FEC adaptativo foram obtidos seguindo-se o procedimento descrito na seção 4.2, de modo a se obter  $P_{ccf} \geq P_{cco}$ , e estão resumidos na Tabela 4.7. Verifica-se que a técnica híbrida proposta tem desempenho superior em toda a faixa de  $E_s/N_o$  considerada.

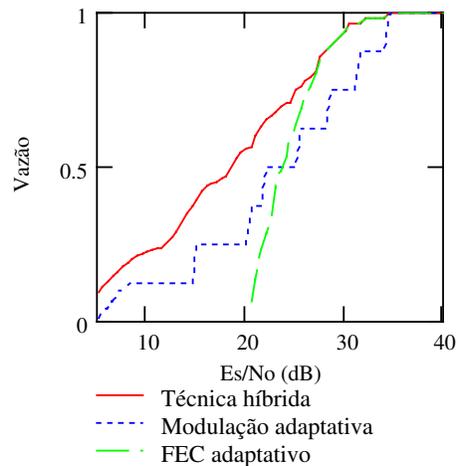


Figura 4.26 – Vazão para as técnicas híbrida, modulação adaptativa e FEC adaptativo.

Comutação		Técnica híbrida $E_s/N_o$ (dB)	Modulação adaptativa $E_s/N_o$ (dB)	Comutação		FEC adaptativo $E_s/N_o$ (dB)
de	para			de	para	
256-QAM	128-QAM	27.2	34	t = 0	t = 1	34
128-QAM	64-QAM	24.7	31.4	t = 1	t = 2	31.7
64-QAM	32-QAM	20.7	28	t = 2	t = 3	30.4
32-QAM	16-QAM	18.0	25.3	t = 3	t = 4	29.6
16-QAM	8-PSK	12.8	21.8	t = 4	t = 5	29
8-PSK	QPSK	11.5	20.2	t = 5	t = 6	28.5
QPSK	BPSK	5.3	14.9	t = 6	t = 7	28.1

Tabela 4.7 – Pontos de comutação para critério da vazão.

#### 4.4.2. TEMPO MÉDIO PARA TRANSMITIR UMA PDU

O tempo médio para se transmitir uma PDU correta no sistema híbrido é dado pela expressão 4.7, que é derivada diretamente da expressão (4.5), lembrando-se que um código FEC é acrescentado para se obter  $P_{ccf} \geq P_{cco}$  e, portanto, o número total de bits,  $n_i$ , varia com a relação  $E_s/N_o$  no canal.

$$T_{hib} = \left[ (Z-1) \cdot \frac{V \cdot n_i}{\beta_i \cdot B} + \frac{n_i}{\beta_i \cdot B} + \frac{424 \cdot L}{R_o} \right] \cdot (P_{ccf} \cdot P_{cco}^L)^{-Z} \quad (4.7)$$

Admitindo-se que a taxa de transmissão no enlace óptico é igual à taxa de transmissão no enlace sem fio quando a modulação de referência é utilizada, o fator de desempenho, definido como a relação entre o tempo médio para se transmitir uma PDU 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

$$\delta = \frac{(Z-1) \cdot V \cdot n_{j-1} \cdot \beta_r + n_{j-1} \cdot \beta_r + 424L \cdot \beta_{j-1}}{(Z-1) \cdot V \cdot n_j \cdot \beta_r + n_j \cdot \beta_r + 424L \cdot \beta_j} \cdot \frac{\beta_j}{\beta_{j-1}} \quad (4.8)$$

onde  $\beta_{r,j,j-1}$  é a eficiência de largura de faixa da modulação de referência e das modulações  $j$  e  $j-1$ , respectivamente, e  $n_{j,j-1}$  é o número total de bits do código FEC, variável com  $E_s/N_o$ , para as modulações  $j$  e  $j-1$ , respectivamente.

As Figuras 4.27 e 4.28 mostram o fator de desempenho entre as modulações M-QAM e M-PSK, para  $Z = 1362$ ,  $V = 40$ ,  $L = 3$ , tendo a modulação 256-QAM como referência. Os pontos de comutação, resumidos na Tabela 4.8, são definidos pelo cruzamento das curvas com a reta de fator de desempenho igual a 1. Observa-se que, neste caso, os pontos de comutação para o critério do atraso são idênticos aos obtidos para o critério da vazão.

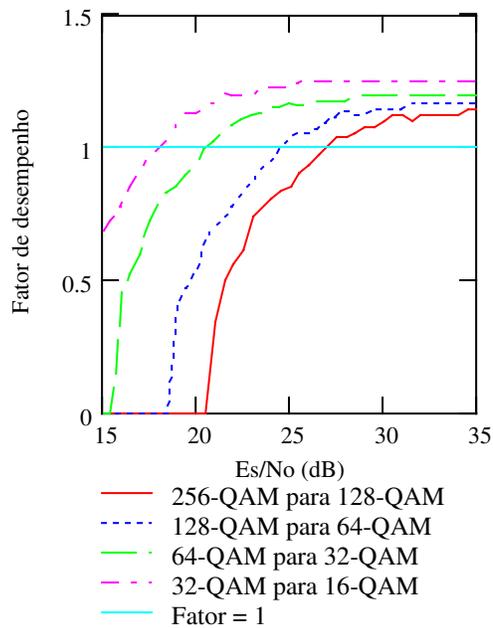


Figura 4.27 – Fator de desempenho entre modulações M-QAM, considerando-se FEC associado.

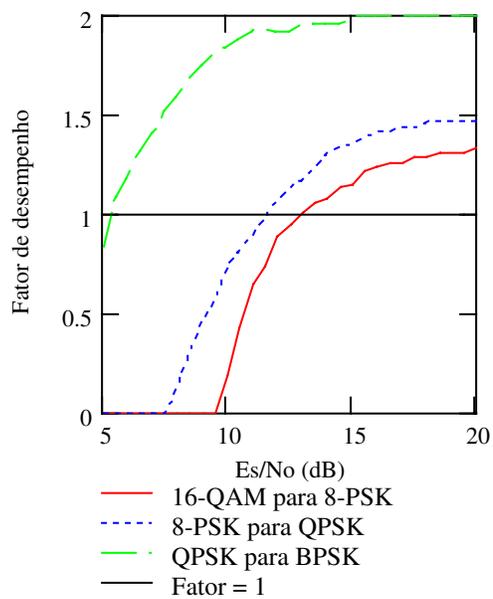


Figura 4.28 – Fator de desempenho entre 16-QAM e 8-PSK e entre modulações M-PSK, considerando-se FEC associado.

Comutação		$E_s/N_o$ de comutação (dB)
de	para	
256-QAM	128-QAM	27.2
128-QAM	64-QAM	24.7
64-QAM	32-QAM	20.7
32-QAM	16-QAM	18
16-QAM	8-PSK	12.8
8-PSK	QPSK	11.5
QPSK	BPSK	5.3

Tabela 4.8 – Pontos de comutação para técnica híbrida e critério do atraso.

Para avaliar o desempenho da técnica híbrida definem-se dois fatores de desempenho: o primeiro, denominado Fator 1, é a relação entre o tempo médio para se transmitir uma PDU 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 uma PDU na técnica híbrida e o mesmo tempo na técnica FEC adaptativo (com modulação fixa). Os resultados estão apresentados na Figura 4.29. Os pontos de comutação das técnicas de modulação adaptativa e FEC adaptativo são definidos de modo a se obter  $P_{ccf} \geq P_{cco}$ , e estão apresentados na Tabela 4.7. A modulação de referência é a 256-QAM. Verifica-se que a técnica híbrida proposta tem melhor desempenho em toda a faixa de  $E_s/N_o$ .

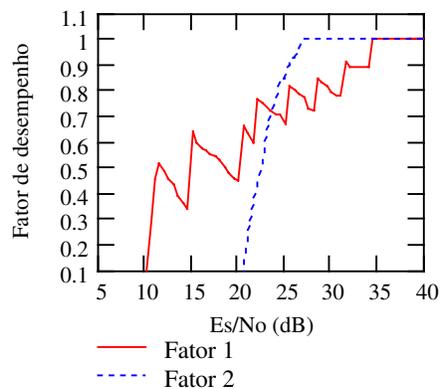


Figura 4.29 – Fator de desempenho comparando a técnica híbrida com as técnicas modulação adaptativa (sem código) e FEC adaptativo (com modulação fixa).

### 4.4.3. CAPACIDADE DE CORREÇÃO DE ERRO

Nesta seção compara-se a capacidade de correção de erro,  $t$ , necessária aos códigos, de modo se obter  $P_{cef} \geq P_{cco}$ , nas técnicas híbrida e FEC adaptativo. Os resultados estão apresentados na Figura 4.30, na qual observa-se que a utilização da técnica híbrida resulta na necessidade de códigos com menor capacidade de correção de erro e, portanto, mais facilmente implementáveis em *hardware*.

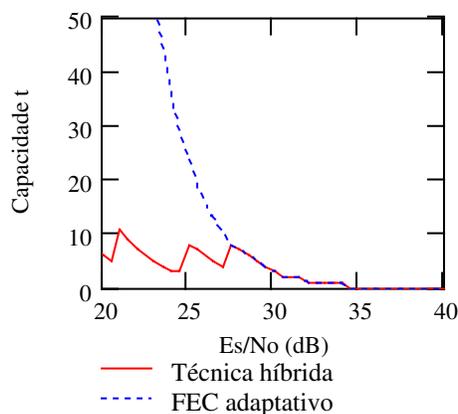


Figura 4.30 – Capacidade de correção de erro,  $t$ , dos códigos FEC.

## 4.5. CONCLUSÕES

Neste capítulo compararam-se, analiticamente, as técnicas FEC adaptativo e modulação adaptativa como contramedidas à taxa de erro de bit variável no rádio-enlace de uma rede ATM sem fio. Os parâmetros de desempenho utilizados para a definição dos pontos de comutação e comparação do desempenho foram a vazão, o tempo médio para se transmitir uma PDU composta de  $Z$  células e a razão de células erradas (CER).

Mostrou-se que o ponto ótimo de comutação entre modulações ou códigos vizinhos varia com o critério de desempenho adotado e com a modulação ou código corrente. Ainda, se a comutação

baseia-se em uma estimativa da BER no canal, verificou-se que a BER alvo não deve ser fixa, mas deve variar com a modulação ou código corrente e com o sentido da comutação.

Verificou-se que a técnica FEC adaptativo possui desempenho igual ou superior á modulação adaptativa quando a relação  $E_s/N_0$  é elevada e desempenho pior quando a relação  $E_s/N_0$  é baixa, indicando que uma técnica híbrida pode oferecer melhor desempenho.

Um sistema híbrido envolvendo modulação adaptativa e FEC adaptativo foi proposto e analisado. Mostrou-se que o desempenho desta técnica é superior às técnicas modulação adaptativa (sem código) e FEC adaptativo (com modulação fixa) para toda faixa de  $E_s/N_0$ . Ainda, verificou-se que esta técnica permite a utilização de códigos com menor capacidade de correção de erro, quando comparada com a técnica FEC adaptativo.

#### **4.5.1. PRINCIPAIS CONTRIBUIÇÕES**

As principais contribuições apresentadas neste capítulo foram:

- uma metodologia para definir os pontos ótimos de comutação, segundo três critérios distintos, em sistemas com modulação adaptativa e FEC adaptativo foi definida;
- expressões analíticas para determinar a vazão e o tempo médio para transmissão de uma PDU foram apresentadas para as técnicas consideradas;
- um esquema híbrido envolvendo modulação adaptativa e FEC adaptativo, com desempenho superior às técnicas de modulação adaptativa (sem código) e FEC adaptativo (com modulação fixa), foi proposto e analisado.

#### **4.5.2. TRABALHOS FUTUROS**

Uma extensão natural das análises realizadas neste capítulo é a comparação das técnicas FEC adaptativo e modulação adaptativa considerando-se outros modelos de canal. Novas análises,

utilizando um modelo de Markov para o canal, poderiam ser realizadas, de modo a considerar a distribuição da taxa de erro de bit no canal.

A análise de desempenho de sistemas com multi-portadoras com modulação adaptativa e/ou FEC adaptativo poderia ser feita.



## CAPÍTULO V – CONCLUSÕES FINAIS

Um dos principais problemas para a implementação de redes ATM sem fio é o ambiente ruidoso e variante no tempo do rádio-enlace. Os efeitos da taxa de erro de bit no enlace sem fio podem ser reduzidos através de mecanismos de controle de erro, com correção por retransmissão (ARQ - Automatic Repeat Request) ou correção direta no receptor (FEC - Forward Error Correction), ou reduzindo-se o número de bits por símbolo na modulação.

A utilização de mecanismos de controle de erro resulta na diminuição da taxa de erro de bit residual (taxa de erro de bit após a aplicação do mecanismo de controle de erro) e no aumento do número de bits transmitidos no rádio-enlace, devido ao *overhead* associado ao código de controle de erro, reduzindo a vazão e aumentando o tempo de transmissão das células ATM. Os códigos utilizados podem ser definidos de forma adaptativa, na qual o código varia com as características do canal, ou não-adaptativa, na qual o código é fixado para a pior taxa de erro de bit no canal. A utilização de códigos adaptativos melhora o desempenho da rede e aumenta a complexidade, uma vez que é necessário obter-se uma estimativa da qualidade do canal e implementar-se codificadores e decodificadores adaptativos.

A redução no número de bits por símbolo na modulação, denominada de técnica de modulação adaptativa, diminui a taxa de transmissão, reduzindo a vazão e aumentando o tempo de transmissão das células ATM, e diminui a taxa de erro de bit no rádio-enlace.

As três técnicas foram comparadas analiticamente no ambiente de uma rede ATM sem Fio com múltiplo acesso do tipo TDMA/TDD (Time Division Multiple Access / Time Division Duplex): a técnica de controle de erro por retransmissão, considerando-se os protocolos *Stop-and-Wait*, *Go-Back-N* e *Selective-Repeat*; a correção automática dos erros no receptor; e a técnica de modulação adaptativa.

Consideraram-se aplicações em tempo real e não tempo real e sistemas adaptativos ideais, nos quais o código e/ou a modulação se adaptam à qualidade do canal sem *overhead* adicional, e não-adaptativos. Os parâmetros de desempenho utilizados para comparação foram a vazão, a CER (Cell Error Ratio), o tempo médio para se transferir uma célula, para aplicações em tempo real, e o tempo médio para se transmitir uma PDU (Protocol Data Unit), para aplicações não tempo real.

Para sistemas não-adaptativos e aplicações não tempo real, mostrou-se que a técnica ARQ tem desempenho superior à técnica FEC quando a taxa de erro de bit no canal é baixa e desempenho inferior quando a taxa de erro de bit no canal é alta, indicando que a utilização de um esquema híbrido ARQ-FEC pode maximizar o desempenho da rede.

Para sistemas não-adaptativos e aplicações em tempo real, mostrou-se que a técnica FEC possui sempre melhor desempenho quando o critério é a vazão; quando o critério é o tempo médio para se transferir uma célula, a conclusão é a mesma do parágrafo anterior.

Em sistemas adaptativos, mostrou-se que a técnica FEC tem desempenho igual ou superior à técnica ARQ em toda a faixa de probabilidade de erro de bit considerada nas análises.

Quatro esquemas híbridos ARQ-FEC foram propostos e analisados. Os esquemas com múltiplos estados FEC e do tipo 1 (FEC seguido de ARQ) tiveram o melhor desempenho. Mostrou-se que o desempenho destes esquemas híbridos é superior ao das técnicas ARQ ou FEC não-adaptativo e semelhante ao da técnica FEC adaptativo ideal, com menor complexidade de implementação.

Concluiu-se também que a técnica FEC adaptativo tem desempenho superior à modulação adaptativa se a relação  $E_s/N_0$  no canal é alta e desempenho inferior se a relação é baixa, indicando que a utilização de uma técnica híbrida pode maximizar o desempenho da rede.

Propôs-se uma técnica híbrida envolvendo modulação adaptativa em conjunto com FEC adaptativo e mostrou-se que o desempenho desta técnica é superior ao obtido com o uso de FEC adaptativo (com modulação fixa) ou modulação adaptativa (sem código). Ainda, verificou-se que

esta técnica híbrida permite a utilização de códigos com menor capacidade de correção de erro, quando comparada com a técnica FEC adaptativo.

## 5.1. TRABALHOS FUTUROS

As análises realizadas consideraram a existência de um *interleaving* ideal, que permite admitir que o canal é sem memória. Pode-se fazer uma extensão destas análises, considerando-se canais com memória, onde os erros tendem a ocorrer em rajadas.

Novas comparações, utilizando um modelo de Markov para o canal, podem ser realizadas, de modo a considerar a distribuição da taxa de erro de bit no canal.

Uma extensão das análises pode ser feita considerando-se redes IP sem fio.

Finalmente, pode-se analisar o desempenho de sistemas com modulação adaptativa e/ou FEC adaptativo em sistemas com modulação multi-portadoras.



## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] – M. De Prycker, Asynchronous Transfer Mode – Solution for Broadband ISDN, third edition, Prentice Hall, 1995.
- [2] – D. Ginsburg, ATM – Solutions for Enterprise Internetworking, second edition, Addison-Wesley, 1999.
- [3] – N. Giroux and S. Ganti, Quality of Service in ATM Networks, Prentice Hall, 1999.
- [4] – ITU-T Recommendation I.356, B-ISDN ATM Layer Cell Transfer Performance, March 2000.
- [5] - D. Raychaudhuri, L. J. French, R. J. Siracusa, S. k. Biswas, R. Yuan, P. Narasimhan and C. A. Johnston, “WATMnet: A Prototype Wireless ATM System for Multimedia Personal Communication”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, VOL. 15, No. 1, pp. 83-95, January, 1997.
- [6] - J. Mikkonen, J. Aldis, G. Awater, A. Lunn and D. Hutchison, “The Magic WAND-Functional Overview”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, VOL. 16, No. 6, pp. 953-972, August, 1998.
- [7] - E. Ayanoglu, K. Y. Eng and M. J. Karol, “Wireless ATM: Limits, Challenges, and Proposals” IEEE Personal Communications, pp. 18-33, August, 1996.
- [8] – P. Agrawal et alii, “SWAN: A Mobile Multimedia Wireless Network”, IEEE Personal Communications, pp. 18-33, April, 1996.
- [9] – R. Keller et alii, “Wireless ATM for Broadband Multimedia Wireless Access: The ATMmobil Project”, IEEE Personal Communications, pp. 66-80, October, 1999.

- [10] – A. Acampora, “Wireless ATM: A Perspective on Issues and Prospects”, IEEE Personal Communications, pp. 8-17, August, 1996.
- [11] – D. Raychaudhuri, “Wireless ATM Networks: Architecture, System Design and Prototyping”, IEEE Personal Communications, pp. 42-49, August, 1996.
- [12] – C. Schuler, Design and Implementation of an Adaptive Error Control Protocol, GMD Research Series, No21, 1999.
- [13] – S. Lin and D. J. Costello Jr., Error Control Coding – Fundamentals and Applications, Prentice-Hall, 1983.
- [14] – B. Sklar, Digital Communications – Fundamentals and Applications, second edition, Prentice-Hall, 2001.
- [15] – J. G. Proakis, Digital Communications, second edition, McGraw-Hill, 1989.
- [16] – I. S. Reed and X. Chen, Error-Control Coding for Data Networks, Kluwer Academic Publishers, 1999.
- [17] – S. Haykin, Communication Systems, 4<sup>th</sup> edition, John Wiley & Sons, 2001.
- [18] – W. W. Peterson and E. J. Weldon Jr., Error-Correcting Codes, second edition, MIT Press, 1972.
- [19] – L. H. C. Lee, Error-Control Block Codes – for Communications Engineers, Artech House, 2000.
- [20] – J. Mikkonen et alli, “Emerging Wireless Broadband Networks”, IEEE Communications Magazine, pp. 112-117, February, 1998.

[21] – S. B. Wicker, *Error Control Systems for Digital Communication and Storage*, Prentice Hall, 1995.

[22] – K. Y. Eng et al., “BAHAMA, A Broadband Ad-Hoc Wireless ATM Local-Area Network”, *Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC 95)*, pp. 1216-1223, June, 1995.

[23] – J. H. Seo, H. T. Oh and S. W. Seo, “A New MAC and DLC Scheme Considering Channel Conditions in Wireless ATM”, *Proc. Vehicular Technology Conference (VTC 2000)*, pp. 987-991, Tokyo, Japan, 2000.

[24] – K. Yamada, H. Okada and T. H. Lai, “An Integrated Dynamic Error Control Scheme for Wireless ATM Networks”, *IEICE Transactions on Fundamentals*, Vol. E82-A, No 7, pp. 1261-1268, July 1999.

[25] – F. C. Cheng and J. M. Holtzman, “Wireless Intelligent ATM Network and Protocol Design for Future Personal Communication Systems”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 15, No 7, pp. 1289-1307, September 1997.

[26] – J. B. Cain and D. N. McGregor, “A Recommended Error Control Architecture for ATM Networks with Wireless Links”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 15, No 1, pp. 16-28, January 1997.

[27] – I. F. Akyildiz, I. Joe, H. Driver and Y. L. Ho, “An Adaptive FEC Scheme for Data Traffic in Wireless ATM Networks”, *IEEE Transactions on Networking*, Vol. 9, No 4, pp. 419-426, August 2001.

[28] – S. Aikawa, Y. Motoyama and M. Umehira, “Error Correction and Error Detection Techniques for Wireless ATM Systems”, *Wireless Networks*, Vol. 3, pp. 285-290, 1997.

[29] – P. R. Denz, “Performance of Error Control Coding Techniques and the Development of a Dynamic Error Control Coding Mechanism for Wireless ATM”, PhD Thesis, Faculty of North Carolina State University, 1999.

[30] – I. Joe, “Error Control for Wireless ATM Networks”, PhD Thesis, Georgia Institute of Technology, July, 1998.

[31] – M. M. Al-Khatib, “New Wireless ATM Automatic Error Control System”, PhD Thesis, University of Southwestern Louisiana, 1999.

[32] – S. Catreux, V. Erceg, D. Gesbert and R. W. Heath Jr., “Adaptive Modulation and MIMO Coding for Broadband Wireless Data Networks”, IEEE Communications Magazine, pp. 108-115, June, 2002.

[33] – S. Nanda, K. Balachandran and S. Kumar, “Adaptation Techniques in Wireless Packet Data Services”, IEEE Communications Magazine, pp. 54-64, January, 2000.

[34] – M. Döttling, J. Michel and B. Raaf, “Hybrid ARQ and Adaptive Modulation and Coding Schemes for High Speed Downlink Packet Access”, Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2002), 5 pages, 2002.

[35] – I. Forkel, A. Krämling and D. Bernhardt, “On Allocation and Adaptive Transmission Technology in Fixed Wireless Access Networks”, Proc. 4<sup>th</sup> European Personal Mobile Communications Conference (EPMCC2001), 7 pages, 2001.

[36] – D. Qiao and S. Choi, “Goodput Enhancement of IEEE 802.11a Wireless LAN via Link Adaptation”, Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC 2001), pp. 1995-2000, Helsinki, Finland, June, 2001.

- [37] – T. Javornik and G. Kandus, “N-MSK Adaptive Modulation Techniques in a Slow Rayleigh Fading Channel”, Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2000), pp. 138-142, 2000.
- [38] – J. Tang and J. Wang, “Adaptive Modulation for Fading Channels”, Proc. Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS 2000), pp. 58-61, 2000.
- [39] – M. Alouini, X. Tang and A. J. Goldsmith, “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.
- [40] – J. M. Torrance and L. Hanzo, “Latency Considerations for Adaptive Modulation in an Interference-Free Slow Rayleigh Fading Channel”, Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 97), pp. 1204-1208, 1997.
- [41] – F. Cameron, M. Zukerman and M. Gitlits, “New Thoughts on Effects of TCP Slow Start and FEC Coding in WATM Access Networks”, Proc. ER Workshops, pp. 301-310, 1998.
- [42] – F. Cameron, M. Zukerman and M. Gitlits, “Adaptive Transmission Parameters Optimisation in Wireless Multi-access Communication”, Proc. IEEE International Conference on Networks (ICON 99), pp. 91-95, 1999.
- [43] – S. Falahati and A. Svensson, “Hybrid Type-II ARQ Schemes with Adaptive Modulation Systems for Wireless Channels”, Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 99), pp. 2691-2695, 1999.
- [44] – S. Cho, A. Goulart, I. F. Akyildiz and N. Jayant, “An Adaptive FEC with QoS Provisioning for Real-Time Traffic in LEO Satellite Networks”, Proc. International Conference on Communications (ICC 2001), pp. 2938-2942, 2001.

[45] – S. Choi and K. G. Shin, “A Class of Adaptive Hybrid ARQ Schemes for Wireless Links”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 50, No 3, pp. 777-790, May 2001.

[46] – I. Joe, “A Novel Adaptive Hybrid ARQ Scheme for Wireless ATM Networks”, Wireless Networks, No 6, pp. 211-219, 2000.

[47] – K. Akhavan, S. Farahvash, M. Kavehrad and N. Mehravari, “QoS Provisioning for Wireless ATM by Variable-Rate Coding”, Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC 99), 5 pages, New Orleans, USA, September, 1999.

[48] – S. F. Dantas and D. H. Sadok, “Dynamic Coding Adaptation in a GPRS Network”, Proc. International Telecommunications Symposium (ITS 2002), 6 pages, Natal, Brazil, September, 2002.

[49] – R. H. Deng and M. L. Lin, “A Type I Hybrid ARQ System with Adaptive Code Rates”, IEEE Transactions on Communications, Vol. 43, No2/3/4, pp. 733-737, February/March/April, 1995.

## APÊNDICE 1 – CONTRIBUIÇÕES PUBLICADAS

[P01] – I. S. Bonatti e J. M. C. Brito, “A Simple Hybrid ARQ-FEC Scheme to Control Errors in the Wireless Link in Wireless ATM Networks”, Anais do III Workshop de Comunicação sem Fio e Computação Móvel (WCSF 2001), pp. 63-70, Recife, Brasil, 14 e 15 de agosto de 2001.

[P02] – J. M. C. Brito and I. S. Bonatti, “A Simple Adaptive Error Control Scheme for Wireless ATM Networks”, Proc. IEEE International Symposium on Telecommunications (IST 2001), pp. 333-336, Tehran, Iran, 1-3 September, 2001.

[P03] – J. M. C. Brito e I. S. Bonatti, “Uma Comparação entre FEC e ARQ para Tráfego em Tempo Real em Redes ATM sem Fio”, Anais do 19º Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT 2001), 6 páginas, Fortaleza, Brasil, 03-06 de Setembro de 2001.

[P04] – J. M. C. Brito and I. S. Bonatti, “A Comparison of End-to-End Delay in Wireless ATM Networks using FEC and Selective Repeat ARQ in the Wireless Link”, Proc. Third IEEE International Conference on Information, Communications and Signal Processing (ICICS 2001), 5 pages, Singapore, 15-18 October, 2001.

[P05] – J. M. C. Brito and I. S. Bonatti, “A Comparison of End-to-End Delay in Wireless ATM Networks using FEC and Go-Back-N ARQ in the Wireless Link”, Proc. 5th IEEE Malaysia International Conference on Communications (MICC 2001), pp. 84-89, Kuala Lumpur, Malaysia, 21-24 October, 2001.

[P06] – J. M. C. Brito and I. S. Bonatti, “Threshold Levels for Adaptive Modulation with Channel Coding in the Wireless ATM Networks”, Proc. 5<sup>th</sup> IEEE International Conference on High-Speed Networks and Multimedia Communications (HSNMC 2002), pp. 187-191, Jeju Island, Korea, 3-5 July, 2002.

[P07] – J. M. C. Brito and I. S. Bonatti, “Analysing the Optimal Threshold Level for Adaptive Modulation in the Wireless ATM Networks”, Proc. IEEE/IASTED International Conference on Wireless and Optical Communications (WOC 2002), pp 510-515, Banff, Canada, 17-19 July, 2002.

[P08] – J. M. C. Brito and I. S. Bonatti, “A Combined Modulation and FEC Adaptive Scheme to Wireless Multiaccess ATM Networks”, Proc. IEEE International Telecommunications Symposium (ITS 2002), 6 pages, Natal, Brazil, 8-12 September, 2002.

[P09] – J. M. C. Brito and I. S. Bonatti, “Analysing the Switching Points in Wireless ATM Networks that Use Adaptive FEC Schemes”, Proc. IEEE International Symposium on Communications and Information Technology (ISCIT 2002), pp 305-308, Pattaya, Thailand, 23-25 October, 2002.

[P10] – J. M. C. Brito and I. S. Bonatti, “An Analytical Comparison among Adaptive Modulation, Adaptive FEC, Adaptive ARQ and Hybrid Systems for Wireless ATM Networks”, Proc. 5<sup>th</sup> IEEE International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC 2002), pp. 1034-1038, Honolulu, USA, 27-30 October, 2002.

[P11] - J. M. C. Brito and I. S. Bonatti, “An Improvement in a Simple Adaptive Error Control Scheme for Wireless ATM Networks”, aceito para publicação na IASTED International Conference on Communication Systems and Networks (CSN 2003), 6 pages, Benalmadena, Spain, 8-10 September 2003.