

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
INSTITUTO DE INFORMÁTICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM COMPUTAÇÃO

RAFAEL KUNST

**Um Injetor de Erros Aplicado à Avaliação
de Desempenho do Codificador de Canal
em Redes IEEE 802.16**

Dissertação apresentada como requisito parcial
para a obtenção do grau de
Mestre em Ciência da Computação

Prof. Dr. Juergen Rochol
Orientador

Porto Alegre, março de 2009

CIP – CATALOGAÇÃO NA PUBLICAÇÃO

Kunst, Rafael

Um Injetor de Erros Aplicado à Avaliação de Desempenho do Codificador de Canal em Redes IEEE 802.16 / Rafael Kunst. – Porto Alegre: PPGC da UFRGS, 2009.

79 f.: il.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Rio Grande do Sul. Programa de Pós-Graduação em Computação, Porto Alegre, BR-RS, 2009. Orientador: Juergen Rochol.

1. Injeção de erros. 2. Modelos de erros. 3. Controle de erros. 4. IEEE 802.16. 5. WiMAX. I. Rochol, Juergen. II. Título.

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL

Reitor: Prof. Carlos Alexandre Netto

Vice-Reitor: Prof. Rui Vicente Oppermann

Diretor do Instituto de Informática: Flávio Rech Wagner

Coordenadora do PPGC: Prof. Álvaro Freitas Moreira

Bibliotecária-chefe do Instituto de Informática: Beatriz Haro

A minha mãe, pelo apoio.

AGRADECIMENTOS

Seria inviável citar todos aqueles que, de alguma forma, contribuíram para a realização deste trabalho. Certamente seria injusto listar as pessoas e, por descuido, cometer a injustiça de esquecer algum nome. Entretanto, sinto-me na obrigação de dirigir agradecimentos especiais a certas pessoas, sem no entanto desmerecer a colaboração das demais. Portanto, agradeço:

Ao meu professor orientador, Prof. Dr. Juergen Rochol pelo tempo dedicado a orientar este trabalho e também pelas construtivas discussões tanto sobre o trabalho, quanto sobre a vida como um todo. Aos demais professores do Grupo de Pesquisa em Redes de Computadores do Instituto de Informática da UFRGS, pelo ensinamentos e pelas sugestões e discussões durante a elaboração deste trabalho. Ao Prof. Dr. Lisandro Granville, em especial, pelo auxílio na escrita de artigos e por ter se disposto a ser um dos revisores deste volume.

Aos colegas do grupo de Redes, em especial a Cristiano Both e Eliane Camargo, pelas constantes discussões e pela amizade, que certamente foram muito importantes nesta caminhada. Espero que esta parceria dure por muito tempo e que diversos trabalhos surjam a partir dela.

Não poderia também esquecer de agradecer ao Prof. Dr. Vincius Gadis Ribeiro pelo incentivo para que seguisse a carreira acadêmica. Sem o auxílio e o exemplo dados por ti, Vinicius, dificilmente estaria concluindo mais esta etapa importante em minha vida, tanto pessoal, quanto profissionalmente.

A todos os meus amigos que, de alguma maneira, participaram desta fase. Alguns há mais tempo, alguns há menos. Alguns mais próximos, outros menos. Porém, todos de extrema importância, pois sem amigos não sobreviveríamos. Obrigado, meus amigos.

A minha mãe pelo apoio incondicional e pela paciência. Te agradeço, mãe.

A Deus, acima de tudo e de todos.

SUMÁRIO

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	7
LISTA DE FIGURAS	9
LISTA DE TABELAS	10
RESUMO	11
ABSTRACT	12
1 INTRODUÇÃO	13
2 MODELAGEM DE ERROS	15
2.1 Modelagem de Canais Físicos	15
2.1.1 Perdas no Percurso (<i>Path Loss</i>)	16
2.1.2 Espalhamento do Atraso Devido a Multipercursos	17
2.1.3 Desvanecimento	18
2.1.4 Efeito Doppler	19
2.2 Modelagem de Canais Digitais	19
2.2.1 Modelo Gilbert-Elliot	20
2.2.2 Modelo de Fritchman	20
3 PROPOSTA DO INJETOR DE ERROS	22
3.1 Injetor de Erros tipo AWGN	25
3.2 Injetor de Erros em Rajada	26
4 CODIFICAÇÃO DE CANAL EM REDES IEEE 802.16	28
4.1 Aleatorização dos Bits	29
4.2 Codificação FEC	30
4.3 Entrelaçamento de Bits	33
4.4 Modulação e Codificação Adaptativa	34
4.5 Multiplexação e Transmissão dos Dados no padrão IEEE 802.16	37
4.5.1 Multiplexação OFDM	38
4.5.2 Multiplexação OFDMA	39
4.6 Modelagem do Protótipo	40
4.7 Trabalhos Relacionados	42
4.7.1 Mecanismos de Codificação de Canal	43
4.7.2 Propostas e Análises de Desempenho de Codificadores em Canais Ruidosos	44

5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	46
5.1	Descrição dos Cenários de Simulação	46
5.2	Avaliação de Desempenho	50
5.2.1	Análise de Desempenho dos Codificadores FEC	50
5.2.2	Análise de Desempenho das Técnicas de Entrelaçamento	53
5.2.3	Análise da Vazão e do <i>Overhead</i>	54
6	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	59
	REFERÊNCIAS	62
APÊNDICE A	ARTIGO PUBLICADO NO IEEE INTERNATIONAL SYM- POSIUM ON WIRELESS COMMUNICATIONS AND SYS- TEMS 2008 - ISWCS08	66
APÊNDICE B	ARTIGO SUBMETIDO À IEEE <i>COMMUNICATIONS MA- GAZINE</i>	72

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

A/D	Analógico/Digital
AMC	<i>Adaptive Modulation and Coding</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
ARQ	<i>Automatic Repeat Request</i>
DC	<i>Direct Current</i>
BCH	<i>Bose-Ray-Chaudhuri-Hocquenghem</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
BS	<i>Base Station</i>
BSID	<i>Base Station Identification</i>
CAC	<i>Connection Admission Control</i>
CC	Códigos Convolucionais
CNIR	<i>Carrier to Interference plus Noise Ratio</i>
CP	<i>Cyclic Prefix</i>
CTC	<i>Convolutional Turbo Codes</i>
D/A	Digital/Analógico
DIUC	<i>Downlink Interval Usage Code</i>
DL	<i>Downlink</i>
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i>
FEC	<i>Forward Error Correction</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
GF	<i>Galois Field</i>
HARQ	<i>Hybrid Automatic Repeat Request</i>
IE	Injetor de Erros
IER	Injetor de Erros em Rajada
IEEE	<i>Institute of Electrical and Eletronic Engineers</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>

LDPC	<i>Low-Density Parity-Check Codes</i>
LOS	<i>Line of Sight</i>
LSB	<i>Less Significant Bits</i>
MAC	<i>Medium Access Control</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
MSB	<i>Most Significant Bits</i>
NLOS	<i>Non Line of Sight</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplex</i>
OFDMA	<i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i>
PDA	<i>Personal Digital Assistant</i>
PHY	<i>Physical Layer</i>
PL	<i>Path Loss</i>
PRBS	<i>Pseudorandom Binary Sequence Generator</i>
QoS	<i>Quality of Service</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RF	<i>Rádio Frequência</i>
RLC	<i>Radio Link Control</i>
RS	<i>Reed-Solomon</i>
SC	<i>Single Carrier</i>
SINR	<i>Signal to Interference plus Noise Ratio</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
SOFDMA	<i>Scalable Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i>
SS	<i>Subscriber Station</i>
TDD	<i>Time Division Duplexing</i>
TPC	<i>Turbo Product Codes</i>
UIUC	<i>Uplink Interval Usage Code</i>
UL	<i>Uplink</i>
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
WMAN	<i>Wireless Metropolitan Area Network</i>

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1:	Descrição do injetor de erros	20
Figura 2.2:	Modelo de Fritchman	21
Figura 2.3:	Modelo de Fritchman Simplificado	21
Figura 3.1:	Modelo do injetor de erros em rajada	24
Figura 4.1:	Codificador de canal do padrão IEEE 802.16	28
Figura 4.2:	Vetor de inicialização do PRBS	29
Figura 4.3:	Aleatorizador no padrão IEEE 802.16	30
Figura 4.4:	Codificador convolucional do padrão IEEE 802.16	32
Figura 4.5:	Funcionamento básico do mecanismo de entrelaçamento	34
Figura 4.6:	Constelação de símbolos de modulação QPSK	35
Figura 4.7:	Limites para mudança do perfil de rajada	37
Figura 4.8:	Descrição da técnica OFDM	40
Figura 4.9:	Modelagem do protótipo	41
Figura 4.10:	Modelagem do Injetor de Erros	42
Figura 5.1:	Estrutura de um símbolo OFDM	46
Figura 5.2:	Impacto dos erros AWGN e em rajada	50
Figura 5.3:	Impacto da variação na duração da rajada	51
Figura 5.4:	Comportamento das técnicas FEC	52
Figura 5.5:	Impacto do uso de diversas configurações FEC	53
Figura 5.6:	Comportamento das técnicas de diversidade temporal	54
Figura 5.7:	Vazão em relação à largura de banda do canal	55
Figura 5.8:	Vazão em sistemas nomádicos e móveis	56
Figura 5.9:	Vazão em relação à variação do prefixo cíclico	57
Figura 5.10:	<i>Overhead</i> inserido pelo mecanismo AMC e dados transmitidos	58

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1:	Parâmetros utilizados pelo modelo	17
Tabela 2.2:	Valores de T_1	18
Tabela 3.1:	Parâmetros para descrição do comportamento de canais sem fio	23
Tabela 4.1:	Padrões de redução para códigos convolucionais	32
Tabela 4.2:	Tamanho dos Blocos para Entrelaçamento	33
Tabela 4.3:	Perfis de rajada do padrão IEEE 802.16	36
Tabela 5.1:	Relação entre o fator de amostragem e a largura de banda	47
Tabela 5.2:	Eficiência de transmissão considerando o prefixo cíclico	48
Tabela 5.3:	Durações do quadro MAC para transmissões OFDM	48
Tabela 5.4:	Parâmetros de simulação	49
Tabela 5.5:	Quantidade de bits por quadro OFDM em relação ao AMC	57

RESUMO

A necessidade de suportar serviços multimídia impulsiona o desenvolvimento das redes sem fio. Com isso, torna-se importante fornecer confiabilidade na transmissão de dados em um ambiente sujeito a variações espaciais, temporais e de frequência, causadas por fenômenos físicos que, geralmente, causam erros nos dados transmitidos. Esses erros são basicamente de dois tipos: erros em rajada e erros aleatórios (*Additive White Gaussian Noise* - AWGN). Simular o comportamento dos canais sem fio afetados por erros é objeto de pesquisa há diversos anos. Entretanto, grande parte das pesquisas não considera a aplicação dos dois tipos de erros simultaneamente, o que pode gerar imprecisões nos resultados das simulações. Sendo assim, este trabalho propõe um injetor capaz de gerar tanto seqüências de erros em rajada quanto AWGN, além de propor um modelo de erros híbrido que considera a injeção de ambos os tipos de erros para simular o comportamento de um canal sem fio. O injetor de erros proposto é empregado em um estudo de caso referente à análise de desempenho do mecanismo de codificação de canal em redes que seguem o padrão IEEE 802.16, tanto nomádicas (fixas) quanto móveis. É avaliada a capacidade de correção dos codificadores *Forward Error Correction* (FEC), de emprego obrigatório de acordo com o referido padrão. Além disso, estuda-se o impacto causado pela aplicação de técnicas que consistem na adição de diversidade temporal à transmissão, em cenários cuja ocorrência dos erros é em rajada, e em cenários cujos erros são modelados de acordo com seqüências AWGN. Finalmente, realiza-se um estudo teórico sobre a vazão que pode ser atingida nos cenários nomádicos e móveis, além de uma discussão sobre os avanços tecnológicos trazidos pela multiplexação de canal baseada em *Orthogonal Frequency Division Multiple Access* (OFDMA), empregado em redes IEEE 802.16 móveis.

Palavras-chave: Injeção de erros, modelos de erros, controle de erros, IEEE 802.16, WiMAX.

Proposal of an error sequence generator applied to the performance analysis of IEEE 802.16 channel encoder

ABSTRACT

The demand for providing multimedia services is increasing the development of wireless networks. Therefore, an important issue is to guarantee correct transmissions over channels that are affected by time and frequency variant conditions caused by physical impairments that lead to the occurrence of errors during the transmission. These errors are basically of two types: burst errors and random errors, typically modeled as *Additive White Gaussian Noise* (AWGN). Simulating the behavior of wireless channels affected by physical impairments has been subject of several investigations in the past years. Nevertheless, part of the current researches does not consider the occurrence of both errors at the same time. This approach may lead to imprecisions on the results obtained through simulations. This work proposea an error sequence generator which is able of generating both burst and AWGN error models. Moreover, the proposed model can generate hybrid errors sequences composed of both error types simultaneously. The proposed error sequence generator is applied to a case study that aims to evaluate the performance of the channel encoder of nomadic (fixed) and mobile IEEE 802.16 networks. In this context, we evaluate the error correction capability of FEC encoders which are mandatory according to IEEE 802.16 standard. Furthermore, we study the impact caused by the application of time diversity techniques on the transmission, considering scenarios affected by burst errors and AWGN. We also present a study about the theoretical throughput that can be reached by nomadic and mobile technologies. Finally, we discuss the technological advances brought by *Orthogonal Frequency Division Multiple Access* (OFDMA) channel multiplexing technique, which is employed in IEEE 802.16 mobile networks.

Keywords: error sequence generation, error models, error control, IEEE 802.16, WiMAX.

1 INTRODUÇÃO

Transmissões em redes sem fio são suscetíveis a ocorrência de erros devidos a condições adversas de propagação do sinal, causadas por fenômenos físicos tais como desvanecimento e efeito Doppler (RAPPAPORT, 2001). Este comportamento é mais comum em redes sem fio de longo alcance (SUH; MO, 2008), como é o caso das redes IEEE (*Institute of Electrical and Eletronic Engineers*) 802.16, também conhecidas como *Worldwide Interoperability for Microwave Access* (WiMAX), as quais são projetadas para operar com abrangência metropolitana (*Wireless Metropolitan Area Networks* - WMAN). Assim, controlar a ocorrência de erros através da aplicação de técnicas para detecção e correção dos mesmos é fundamental para o bom funcionamento dessas redes, em especial ao considerar-se cenários nos quais haja mobilidade das estações.

A ocorrência de erros em redes sem fio pode ser classificada em dois grupos, definidos de acordo com a distribuição dos erros em um bloco de bits transmitido. O primeiro grupo é caracterizado pela ocorrência de erros cuja distribuição é aleatória no bloco de bits enviado. Estes erros não possuem correlação no tempo, ou seja, a memória do canal não é significativa para a modelagem de erros aleatórios. Um exemplo deste grupo é o ruído *Additive White Gaussian Noise* (AWGN), o qual é o modelo mais utilizado para gerar seqüências de erros aleatórias, dentre os encontrados na literatura. O segundo grupo é composto pelos erros em rajada, caracterizados pela existência de um número determinado de bits corretos separando a ocorrência de dois bits cujos valores são incorretos. A distribuição dos erros neste caso é definida por modelos de erros que consideram as variações temporais observadas no comportamento dos canais de rádio frequência (RF).

Haja vista a existência de duas classes de erros, é natural supor que ambas sejam consideradas em pesquisas que envolvam análise do comportamento de redes sem fio mediante a ocorrência de erros. Entretanto, grande parte dos trabalhos encontrados na literatura aplicam apenas ruídos aleatórios. Como exemplo, pode-se citar as pesquisas cujo foco é avaliar a eficiência da técnica de controle de erros *Forward Error-Correction* (FEC), a qual permite que através da transmissão de informações redundantes seja possível para o receptor do quadro detectar e corrigir erros. Nesta área, diversas pesquisas atuais (XU; LIANG; LEON, 2008; ARGON; MCLAUGHLIN, 2004; HIRST; HONARY; MARKARIAN, 2001) consideram apenas a ocorrência de erros aleatórios, geralmente modelados segundo ruídos do tipo AWGN. Por outro lado, apesar de normalmente não ser considerada para análise de desempenho do mecanismo FEC, a modelagem de erros em rajada tem ganhado atenção da comunidade científica nos últimos anos em outros contextos. Por exemplo, Wang e Xu (2007) propuseram um processo determinístico a partir do qual foi derivada uma nova classe de modelos de erros para simulação de canais de RF digitais. Além disso, Sandeep e Chatuverdi (2007) basearam-se em séries de Fourier para obter expressões cuja finalidade é descrever a probabilidade da ocorrência de erros

para sinalização *Binary Phase Shift Keying* (BPSK) na presença de erros causados por desvanecimento. Os resultados obtidos pelos autores permitem estimar a probabilidade de erros considerando os modelos de propagação Nakagami-m (1960) e Weibull (1951).

Considerando-se os trabalhos relacionados, percebe-se a existência de possíveis temas de pesquisa voltados principalmente ao estudo do comportamento dos mecanismos FEC quando o canal de RF é afetado por erros em rajada. Sendo assim, neste trabalho é proposto um injetor de erros (IE) híbrido, baseado no modelo Gilbert-Elliot (ELLIOT, 1963), capaz de gerar seqüências de bits com erros de acordo com os modelos em rajada e aleatório (AWGN). O injetor de erros proposto é implementado através de um protótipo cuja finalidade é simular além da injeção de erros, o comportamento do mecanismo de codificação de canal utilizado em redes IEEE 802.16, suportando tanto configurações referentes a redes nomádicas (fixas) quanto móveis. Para tanto, o protótipo permite a simulação de cenários que consideram variações no tamanho dos blocos, bem como na capacidade de correção de erros dos codificadores FEC. A partir dos resultados obtidos através da utilização do protótipo, foi realizado um estudo comparativo entre os modelos de erros a fim de demonstrar quantitativamente a diferença entre realizar a modelagem de erros aleatórios e em rajada em redes IEEE802.16e. Além disso, foi estudado o comportamento dos diversos níveis de robustez oferecidos pelos codificadores FEC cuja utilização é obrigatória de acordo com o padrão IEEE 802.16.

O restante do presente trabalho está organizado da seguinte forma. O Capítulo 2 apresenta um estudo dos codificadores FEC, com principal foco naqueles cuja implementação é obrigatória para interoperabilidade de dispositivos de rede baseados na norma IEEE 802.16e. No Capítulo 3 é proposto um injetor de erros capaz de gerar tanto seqüências de erros aleatórias, quanto em rajada. No Capítulo 4 apresenta-se o protótipo que implementa o injetor de erros proposto. Além disso, é discutida a metodologia experimental a ser empregada a fim de realizar-se um estudo do desempenho do mecanismo de codificação de canal IEEE 802.16, utilizando-se para tanto o injetor de erros proposto para gerar seqüências de erros. O Capítulo 5 apresenta os cenários utilizados para as simulações e discute os resultados obtidos. Por fim, no Capítulo 6, são apresentadas conclusões, bem como propostas de trabalhos futuros.

2 MODELAGEM DE ERROS

Modelos para a simulação de erros podem ser classificados basicamente em dois grupos: descritivos e geradores. Os modelos descritivos caracterizam-se por utilizar dados experimentais, ou seja, informações reais, para obter estatísticas sobre a seqüência de erros. Além disso, seqüências de erros descritivas podem ser obtidas através de simulações que considerem todas as características do canal de transmissão, o que geralmente demanda grande poder de processamento e, conseqüentemente, tem um custo elevado associado. Já os modelos geradores utilizam equações matemáticas para gerar seqüências de erros estatisticamente similares àquelas produzidas por um canal físico. Tendo em vista sua natureza baseada na matemática, modelos geradores, se comparados com os descritivos, demandam menor quantidade de recursos computacionais para a geração de grandes seqüências de erros. Esta característica torna os modelos geradores mais indicados para utilização em modelos de simulação (WANG; XU, 2007).

A simulação da ocorrência de erros baseada em modelos geradores pode ser realizada com base em abordagens *soft decision* ou *hard decision* (PROAKIS; SALEHI, 2002). O emprego de *soft decisions* é baseado na utilização de diferentes amostras de uma seqüência de bits que permitem além de estimar o valor do bit, calcular o grau de certeza que se tem sobre o valor estimado para o bit. O valor final do bit é definido após a aplicação de um algoritmo que calcula o grau de semelhança entre as amostras disponíveis para a aplicação de *soft decision*. Esse algoritmo é também conhecido como *likelihood* (MORELOS-ZARAGOZA, 2002). A implementação do mecanismo de *soft decision* geralmente apresenta elevada complexidade, porque uma maior quantidade de informações precisa ser processada. A outra abordagem, conhecida como *hard decisions* ou ainda como modelos binários, analisa somente o fluxo de dados recebido para definir o valor dos bits. Sendo assim, não há necessidade de utilizar informações adicionais para estimar a seqüência de erros. Essa característica reduz as exigências de processamento, tornando os modelos *hard decisions* ideais para fins de simulação.

Modelos de erro podem ser classificados ainda de acordo com o tipo de canal para o qual são projetados. Existem duas possíveis classificações: modelos de canais físicos, como, por exemplo, Rice (ERCEG et al., 1999) e Rayleigh (SKLAR, 1997) e modelos de canais digitais, como o proposto por Gilbert (1960). Esses modelos serão estudados nas Seções 2.1 e 2.2, respectivamente.

2.1 Modelagem de Canais Físicos

A modelagem de canais físicos, também conhecidos como canais analógicos, é importante para projetar redes sem fio e avaliar seu desempenho e, com isso, buscar formas de otimizar a transmissão nessas redes (WANG; XU, 2007). Modelos de canais físicos

são baseados na caracterização dos fenômenos que afetam as condições de propagação em canais de RF realísticos. Nas próximas subseções, serão apresentados os principais fenômenos físicos que contribuem para a alteração nas condições de propagação de um canal físico, abordando os modelos mais utilizados para descrever cada fenômeno.

2.1.1 Perdas no Percurso (*Path Loss*)

O fenômeno conhecido como *path loss* (PL) consiste na redução da energia de transmissão durante a propagação do sinal em um canal de RF. Esse fenômeno é causado por efeitos físicos como refração, reflexão e difração, entre outros (PROAKIS; SALEHI, 2002). Existem diversas maneiras de estimar perdas no percurso, ou *path loss*, para canais de transmissão sem-fio, dentre as quais pode-se destacar o Modelo de Okumura (1968), o Modelo de Hata (1980), o Modelo de Durki e o Modelo de Lee (RAPPAPORT, 2001).

Atualmente, as abordagens mais utilizadas para descrever o fenômeno *path loss* empregam conjuntamente conceitos propostos por Hata e por Okumura. O modelo resultante é conhecido como Hata-Okumura e é válido para frequências na faixa dos 500 aos 1500MHz, com distâncias entre *Base Station* (BS) e *Subscriber Station* (SS) superiores a 1Km e altura da antena da estação base superior a 30m. Existem ainda extensões do modelo para frequências próximas a 2GHz. No entanto, o modelo Hata-Okumura não é aplicável em situações nas quais a antena da BS seja baixa ou então para situações onde hajam muitos obstáculos para a transmissão, como no caso das grandes cidades e de ambientes montanhosos.

Erceg (1999), visando suprir as deficiências no que tange ao escopo das propostas publicadas até 1999, propôs um modelo que abrange três tipos de terrenos. O tipo A foi projetado para descrever ambientes montanhosos com presença significativa de obstáculos, o que gera elevada quantidade de perdas. O terreno tipo B simula o comportamento de ambientes montanhosos com poucos obstáculos, ou ainda, de terrenos planos com elevada quantidade de obstáculos. Já o tipo C é utilizado para modelar ambientes planos com presença de poucos obstáculos. A tendência de perdas é a menor entre os três tipos. O modelo de Erceg foi projetado para modelar o comportamento do *path loss* em frequências próximas a 2GHz, suportando altura de antena da SS próxima a 2m. Nesse modelo, a perda média é dada, em dB, por:

$$PL = A + 10 \gamma \log_{10}(d/d_0) + s \quad \text{para } d \geq d_0, \quad (2.1)$$

onde $A = 20 \log_{10}(4 \pi d_0/\lambda)$; λ é o comprimento de onda; γ representa o expoente de perda e é dado por $\gamma = (a - b h_b + c/h_b)$. Nesta expressão, h_b é a altura da BS e varia entre 10m e 80m; $d_0 = 100m$; d indica a distância, em metros, entre a BS e a SS; a, b, c são constantes definidas na Tabela 2.1 e s é o efeito de sombreamento, também definido na tabela.

O efeito de sombreamento, ou *shadowing*, fator importante para a definição do PL, ocorre devido à grande variabilidade das estruturas tipicamente encontradas em canais de RF. A consequência desse fenômeno é a variação da potência de recepção do sinal. A variação do sombreamento segue uma distribuição gaussiana em escala logarítmica, também conhecida como distribuição lognormal (RAPPAPORT, 2001).

O modelo de Erceg define ainda parâmetros a serem empregados de acordo com o tipo de terreno utilizado. Esses valores, que são apresentados na Tabela 2.1, dizem respeito às constantes que afetam o cálculo do expoente de perda (γ) e ao efeito de sombreamento (s)

Tabela 2.1: Parâmetros utilizados pelo modelo

Parâmetro	Terreno tipo A	Terreno tipo B	Terreno tipo C
a	4,6	4	3,6
b	0,0075	0,0065	0,005
c	12,6	17,1	20
s	10,6	9,6	8,2

É possível ainda generalizar o modelo para frequências variáveis e altura da antena das SSs entre 2m e 10m. Para tanto é necessária a aplicação de termos de correção, sendo que a perda passa a ser definida por:

$$PL_{geral} = PL + \Delta PL_f + \Delta PL_h \quad (2.2)$$

onde PL é definido pela equação 2.1; ΔPL_f é a correção de frequência e ΔPL_h é a correção de altura da antena definidos pelas equações 2.3 e 2.4, respectivamente.

$$\Delta PL_f = 6 \log_{10}(f)/2000 \quad (2.3)$$

onde f é a frequência, representada em MHz.

$$\Delta PL_h = \begin{cases} -10,8 \log_{10}(h/2), & \text{para tipos A e B} \\ -20 \log_{10}(h/2), & \text{para tipo C} \end{cases} \quad (2.4)$$

onde h é a altura da antena da SS, podendo variar entre 2 e 10 metros.

2.1.2 Espalhamento do Atraso Devido a Multipercursos

Os canais de RF têm como uma das principais características a propagação por multipercursos (RAPPAPORT, 2001). O sinal recebido pelo terminal móvel é composto pela soma vetorial dos vários sinais de diferentes caminhos entre o transmissor e o receptor. Esses multipercursos são causados por fenômenos físicos como: reflexão, difração e espalhamento do sinal transmitido em estruturas próximas ao receptor. A soma vetorial dos vários sinais dos multipercursos pode resultar em uma interferência construtiva ou destrutiva no sinal recebido.

Com o movimento das estações, as estruturas em torno do receptor vão se modificando e, por consequência, as interferências passam constantemente da situação construtiva para a destrutiva, fazendo com que a intensidade do sinal recebido varie rapidamente. Quanto maior a velocidade de movimentação, mais rápidas serão as variações no sinal recebido. Esse fenômeno de alteração na intensidade do sinal recebido é denominado desvanecimento por multipercursos (GREENSTEIN et al., 1997).

Devido à dispersão natural inserida pelo ambiente de transmissão, o espalhamento do atraso devido a multipercursos é um importante fator a ser considerado na caracterização de canais de RF. Seu valor médio é dado em função da distância entre a estação que transmite e a que recebe os dados. Greenstein (1997) propôs um modelo de atraso para ambientes rurais, urbanos e montanhosos, dado pela seguinte expressão:

$$\tau = T_1 d^\epsilon y \quad (2.5)$$

onde T_1 é o valor médio do atraso (τ) para $d = 1Km$, medido em ambientes reais; d é a distância entre a estação transmissora e a receptora; ϵ é um expoente, também obtido através de medições experimentais, e possui valor 0,5 para áreas urbanas, subúrbios e áreas rurais e 1 para ambientes montanhosos; e y é uma variável aleatória cuja mediana é zero e o desvio padrão varia entre 2 dB e 6 dB. Os valores para T_1 são mostrados na Tabela 2.2.

Tabela 2.2: Valores de T_1

Tipo de Ambiente	Valor
Urbano	$0,4\mu s$
Subúrbios	$0,3\mu s$
Rurais	$0,1\mu s$
Montanhosos	$\geq 0,5\mu s$

Cabe salientar que os valores apresentados resultam de experimentos realizados em campo e, portanto, refletem com elevado grau de fidelidade as situações encontradas no cotidiano, o que proporciona grande aceitação e utilização do modelo proposto.

2.1.3 Desvanecimento

O desvanecimento em canais de RF, pode ser caracterizado por uma distribuição estatística Rice. O fator mais importante dessa distribuição para a caracterização de canais é o Fator K, uma vez que relaciona a potência da componente de frequência dominante com as demais componentes de multipercurso. Esse fator é definido, de maneira geral, por Rappaport (2001) como:

$$K = 10 \log\left(\frac{r_s^2}{2\omega^2}\right) \quad (2.6)$$

onde r_s é a amplitude da componente dominante e ω é o desvio padrão das componentes do sinal.

Outra abordagem, proposta por Greenstein (GREENSTEIN et al., 1997), considera um modelo de desvanecimento também baseado na distribuição de Rice, com K definido como:

$$K = F_s F_h F_b K_0 d^\gamma u \quad (2.7)$$

onde:

- F_s é o fator relativo ao clima, assumindo valor 1,0 no verão e 2,5 no inverno;
- $F_h = (h/3)^{0,46}$ representa o fator de altura da antena, onde h é a altura da antena, em metros;
- $F_b = (b/17)^{-0,62}$ representa o fator de concentração de energia, onde b é medido em graus e expressa o ângulo de inclinação do sinal;
- $K_0 = 10$ e $\gamma = -0,5$ são coeficientes de regressão;
- u é uma variável aleatória cuja mediana é zero e o desvio padrão é 8 dB.

Analisando-se a equação 2.7, percebe-se que o Fator K é afetado pelas condições climáticas, pela altura das antenas, pela distância de transmissão e pela concentração de energia emitida pela antena. Como o fator K é o principal fator que caracteriza o desvanecimento, à medida que seu valor diminui, o canal de RF torna-se mais suscetível à distorções e ruídos. Isso aumenta a probabilidade da ocorrência de erros, o que limita a vazão da rede. O valor do Fator K diminui de acordo com a redução da altura das antenas, da concentração da energia ou ainda através do aumento da distância de transmissão, fatores que são decisivos para a qualidade do canal de transmissão.

2.1.4 Efeito Doppler

O efeito Doppler (RAPPAPORT, 2001) é a percepção, por parte da estação receptora, de uma frequência diferente daquela que foi transmitida pela estação de origem. É fortemente ligado ao movimento das estações, sendo que quanto maior a velocidade de deslocamento, em relação à direção de propagação da onda, maior o desvio de frequência percebido. Pode-se deduzir o valor do efeito Doppler em função da velocidade de movimento através da equação 2.8:

$$f_D = \frac{v}{\lambda} \cos \phi \quad (2.8)$$

onde f_D é o efeito Doppler, v é a velocidade do móvel, ϕ é o ângulo entre a direção do movimento e a direção de propagação da onda e λ é o comprimento de onda da portadora.

Em uma situação real, o sinal é recebido através de diversas direções simultaneamente. Com isso, cada um dos sinais dos multipercursos sofre diferentes efeitos Doppler e como resultado, ao invés de um simples desvio, passa-se a ter um espectro Doppler, composto pelo desvio dos diversos caminhos pelos quais o sinal se propaga até chegar na estação de destino.

O espectro Doppler é formado a partir da variação aleatória em cada multipercurso, formados pela variação das estruturas ao redor do receptor, dando origem a ruídos que tornam provável a existência de erros em bits. Como o espectro Doppler é formado a partir de obstáculos, ele não pode ser reduzido através do aumento da potência de transmissão (RAPPAPORT, 2001). Portanto, é necessário utilizar técnicas para controle de erros, que consistem em procedimentos para detecção e correção de erros.

2.2 Modelagem de Canais Digitais

Canais digitais focam em descrever os fenômenos físicos que causam problemas de propagação nos canais de RF através de processos estocásticos. O objetivo dos modelos de canais digitais é gerar seqüências de bits que eventualmente possuirão erros (inversão do valor correto do bit). Neste caso, a distribuição de erros modelada no canal digital considera todo o processo de transmissão, o que inclui, por exemplo, ruídos causados pelo transmissor, fenômenos físicos que afetam a propagação e ruídos ocorridos durante o processamento no receptor (WANG; XU, 2007).

Nas próximas subseções, serão apresentados os principais modelos de canais digitais encontrados na literatura. Na Subseção 2.2.1 é estudado o modelo Gilbert-Elliot e na Subseção 2.2.2 é apresentado o modelo de Fritchman.

2.2.1 Modelo Gilbert-Elliot

Diversos trabalhos propõem esquemas de geração de seqüências de erros em rajada, tanto para sistemas cabeados, quanto sem fio. Gilbert (1960) apresentou a primeira proposta de modelagem do comportamento de um canal de transmissão através de uma cadeia de Markov. A cadeia proposta por Gilbert consiste em dois estados: o estado Bom é considerado livre de ocorrência de erros, ou seja, a modelagem do canal é ideal, enquanto, o estado Ruim é afetado por erros, que tipicamente são modelados em rajadas. A Figura 2.1 apresenta graficamente a cadeia de Markov que descreve o modelo proposto por Gilbert.

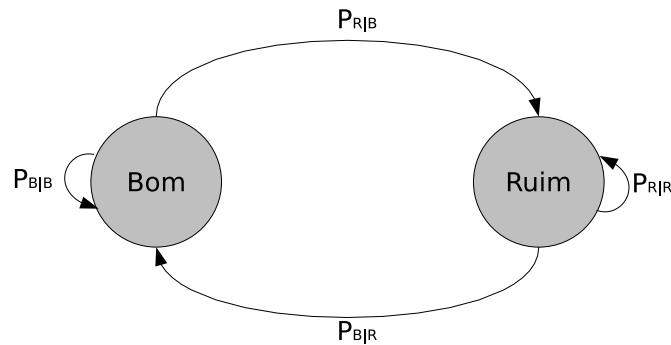


Figura 2.1: Descrição do injetor de erros

O modelo de Gilbert é baseado na definição de probabilidade de transição entre estados, bem como de permanência em um determinado estado. Nesse sentido, $P_{R|B}$ e $P_{B|R}$ indicam as probabilidades de transição entre os estados, enquanto $P_{B|B}$ e $P_{R|R}$ representam as probabilidades de permanência nos estados. Além disso, uma probabilidade de ocorrência de erros é associada a cada estado, a qual, para o estado Ruim, deve ser definida de acordo com as condições de propagação do canal quando afetado por erros, e para o estado Bom, geralmente assumirá valor zero.

Entretanto, este modelo apresenta uma limitação, a qual está ligada ao fato de que canais de transmissão, em especial meios de transmissão sem fio, dificilmente possuem situações totalmente livres de erros. Buscando tratar esta limitação, Elliot (1963) estendeu a proposta de Gilbert, criando um modelo conhecido atualmente como Gilbert-Elliot.

A abordagem Gilbert-Elliot permite que pequenas rajadas sejam modeladas no estado que originalmente era considerado livre de erros. Tal modelagem é baseada em associar uma pequena probabilidade de ocorrência de erros no estado Bom da cadeia de Markov. A abordagem baseada em dois estados é muito utilizada em simulações do comportamento de canais, pois devido à pequena quantidade de transições, a exigência de processamento não é elevada (WANG; XU, 2007). Entretanto, a limitação deste modelo está na dificuldade de reproduzir estatisticamente uma rajada de erros que represente com fidelidade o comportamento dos canais de RF na realidade.

2.2.2 Modelo de Fritchman

Uma possível forma de tratar a limitação presente no modelo Gilbert-Elliot é através do aumento do número de estados da cadeia de Markov que descreve o comportamento do canal. Um importante trabalho neste sentido foi apresentado por Fritchman (1967) que propôs uma cadeia de Markov contendo um número finito de estados, os quais são divididos em grupos, como pode ser visto na Figura 2.2.

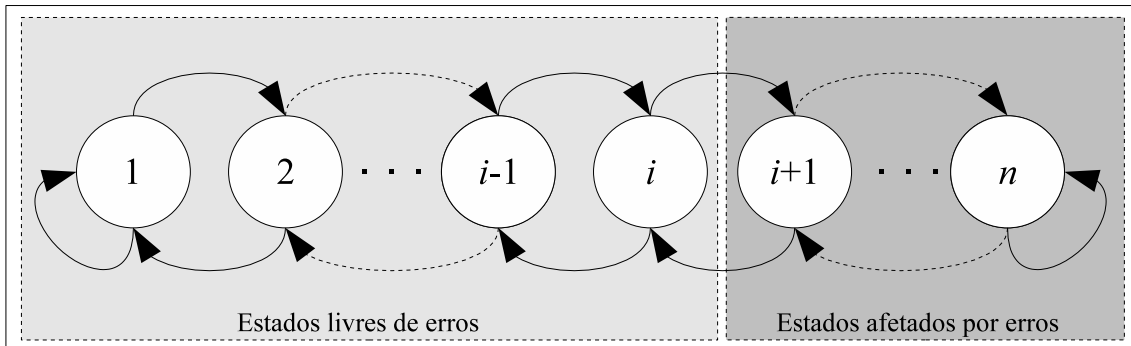


Figura 2.2: Modelo de Fritchman

O primeiro grupo é composto por estados livres de erros, ou seja, a probabilidade de erros associada a cada estado é zero. O segundo grupo é formado por diversos estados em que são modelados erros, com a mesma probabilidade de ocorrência associada a cada estado. Com o modelo de Fritchman é possível reproduzir com maior confiança o comportamento de canais de RF. Entretanto, as simulações baseadas nela tendem a exigir elevado poder de processamento, tendo em vista a exigência de um elevado número de transições entre os estados e conseqüentemente processamento a fim de calcular as novas probabilidades de ocorrência de erros.

Com a finalidade de reduzir a complexidade dos modelos de simulação baseados na proposta de Fritchman, alguns trabalhos (TSAI, 1969) (SWARTS; FERREIRA, 1994) (ZHU; GARCIA-FRIAS, 2004) propõem o emprego de um modelo de Fritchman simplificado, o qual consiste em apenas um estado passível de ocorrência de erros. Esse comportamento é obtido através do mapeamento dos estados livres de erros em apenas um estado afetado por erros, o que faz com que o modelo simplificado de Fritchman assemelhe-se ao de Gilbert, como pode ser observado na Figura 2.3.

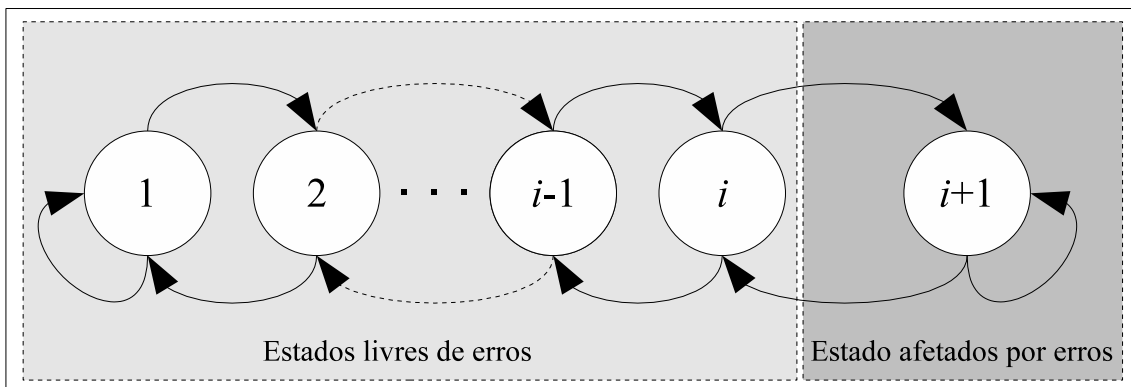


Figura 2.3: Modelo de Fritchman Simplificado

No capítulo 3 será apresentada a proposta de um modelo para geração de sequência de erros em canais digitais que permite a injeção de erros em rajada e aleatórios, para simular o comportamento de canais de RF digitais.

3 PROPOSTA DO INJETOR DE ERROS

Considerando as abordagens adotadas em pesquisas relacionadas, citadas no Capítulo 2, percebeu-se que é possível modelar a ocorrência de erros em canais sem fio baseando-se no modelo Gilbert-Elliot, ou seja, através de uma cadeia de Markov de tempo discreto contendo dois estados, na qual ambos sejam afetados por erros, com probabilidades distintas de ocorrência. Para tratar a limitação referente à precisão da modelagem estatística dos erros, este trabalho propõe empregar medições reais do comportamento dos erros nos canais sem fio e, com isso, associar probabilidades de erros realísticas ao estado passível de erros. Além disso, propõe-se a injeção de erros do tipo AWGN no estado bom da cadeia de Markov, assim, simulando a ocorrência dos ruídos aleatórios naturalmente encontrados nos canais de transmissão. Deste modo, o modelo proposto neste trabalho pode ser considerado um modelo híbrido, que considera tanto a ocorrência de erros em rajada, quanto aleatórios no canal sem fio.

Sendo assim, este trabalho propõe um modelo gerador de seqüências de erros baseado em *hard decision*, visto que estas são as técnicas que melhor se enquadram no contexto de simulação de injeção de erros (WANG; XU, 2007). A modelagem do injetor de erros segue os princípios apresentados por Gilbert, ou seja, consiste na representação do comportamento do canal segundo uma cadeia de Markov composta por dois estados. Estes estados, na proposta em questão, são chamados Bom e Ruim. É associada uma probabilidade de transição a cada um dos estados, com o objetivo de modelar o comportamento das mudanças nas condições de propagação do canal sem fio. Além disso, cada estado possui uma probabilidade de erro associada.

Considerando-se que $X(t_k)$ representa o estado do canal sem fio em um dado momento, a cadeia de Markov citada pode ser descrita pelas expressões 3.1 a 3.4:

$$P_{(B|B)} = P\{X(t_{k+1}) = Bom | X(t_k) = Bom\} \quad (3.1)$$

$$P_{(R|B)} = P\{X(t_{k+1}) = Ruim | X(t_k) = Bom\} \quad (3.2)$$

$$P_{(B|R)} = P\{X(t_{k+1}) = Bom | X(t_k) = Ruim\} \quad (3.3)$$

$$P_{(R|R)} = P\{X(t_{k+1}) = Ruim | X(t_k) = Ruim\} \quad (3.4)$$

A matriz de transição (P) para a cadeia de Markov proposta é disposta da maneira apresentada em 3.5.

$$P = \begin{bmatrix} P_{(B|B)} & P_{(R|B)} \\ P_{(B|R)} & P_{(R|R)} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Analisando-se a matriz de transição percebe-se que em situações nas quais o canal encontra-se no estado Bom, a probabilidade de transição para o estado Ruim é definida

por $P_{(R|B)}$, enquanto $P_{(B|B)} = 1 - P_{(R|B)}$ é a probabilidade de permanência no estado Bom. Por outro lado, considerando-se que o canal esteja no estado Ruim, a probabilidade de transição para o estado Bom é dada por $P_{(B|R)}$, já a de permanência pela probabilidade de seu evento complementar $P_{(R|R)}$. No modelo proposto tais probabilidades são obtidas a partir de medições reais encontradas na literatura. Alguns trabalhos buscam estimar estes valores, dentre eles se destacam: Fantacci (1996), Wang (1995) e Bhagwat (1997).

Os valores obtidos pelos autores consideram a probabilidade de transição dos estados baseadas em medições temporais relativas às condições do canal. A partir das probabilidades, o tempo médio que o canal permanece em cada um dos estados (T_B e T_R) é calculado a partir das equações 3.6 e 3.7, para os estados Bom e Ruim, respectivamente. Além disso, é necessário relacionar a cada estado do canal sem fio uma probabilidade de erros (E_B e E_R). Esses valores na abordagem de cada um dos autores são mostrados na Tabela 3.1.

$$T_B = \frac{1}{1 - P_{(B|B)}} \quad (3.6)$$

$$T_R = \frac{1}{1 - P_{(R|R)}} \quad (3.7)$$

Tabela 3.1: Parâmetros para descrição do comportamento de canais sem fio

Parâmetro	Fantacci <i>et. al.</i> (1996)	Wang <i>et. al.</i> (1995)	Bhagwat <i>et. al.</i> (1997)
$P_{(B B)}$	0,995	0,9999918	0,9999918
$P_{(R R)}$	0,96	0,999184	0,999184
T_B	200ms	121951,2ms	50ms
T_R	25ms	1225,4ms	500ms
E_B	10^{-4}	10^{-5}	0
E_R	10^{-3}	10^{-2}	10^{-1}

Todos os valores apresentados nos trabalhos referenciados na Tabela 3.1 foram obtidos a partir de medições realizadas em ambientes sem fio. Entretanto, as condições de medição variaram em cada trabalho, o que explica a discrepância nos valores encontrados em cada medição. Fantacci é o que se aproxima mais das condições reais médias de um canal sem fio, em termos da taxa de erros observada em cada condição de propagação do canal, ou seja, 10^{-3} no estado Ruim (BLACKARD; RAPPAPORT; BOSTIAN, 1993) (ECKHARD; STEENKISTE, 1996). Embora o injetor de erros proposto seja parametrizável no que diz respeito à taxa de erros associada a cada estado da cadeia de Markov, optou-se por seguir os parâmetros obtidos por Fantacci. Esta escolha justifica-se pelo fato de que no modelo de Fantacci há uma probabilidade de erros significativa associada ao estado Bom da cadeia de Markov, o que reflete bem as condições típicas de transmissão de uma rede sem fio de longa distância, como é o caso das redes IEEE 802.16. Sendo assim, a matriz de transição considerada é apresentada em 3.8.

$$P = \begin{bmatrix} 0,995 & 0,905 \\ 0,04 & 0,96 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Portanto, ao aplicar as equações 3.6 e 3.7, obtém-se o tempo médio de duração do estado Bom igual a 200ms e a duração média do estado Ruim é de aproximadamente

25ms. Por exemplo, considerando-se a transmissão de um quadro IEEE 802.16 com 10ms de duração, pode-se concluir que a duração do estado Ruim será de aproximadamente 1,25ms, enquanto o estado Bom tende a durar cerca de 8,75ms.

Tendo em vista a variedade de parâmetros e de modelos de injeção de erros possíveis, o injetor de erros proposto é parametrizável, sendo capaz de gerar tanto seqüências de erros em rajada, quanto erros aleatórios do tipo AWGN. Outra importante funcionalidade do injetor de erros proposto é a parametrização que permite ajustar tanto a profundidade, ou seja, a probabilidade de erro associada a cada estado, quanto a duração da rajada de erros. O cálculo da duração da rajada leva em conta as probabilidades de transição entre os estados que compõem a cadeia de Markov.

A fim de exemplificar o funcionamento do injetor de erros proposto, pode-se considerar uma transmissão de dados em redes IEEE 802.16. Neste exemplo, o envio de dados é dividido em quadros compostos por porções *downlink* (DL) e *uplink* (UL), como pode ser visto na Figura 3.1, na qual T_F representa a duração total do quadro, considerando tanto o período DL, quanto o UL. T_{DL} indica a duração do período DL, o qual é composto pela soma entre um tempo em que o canal encontra-se no estado Bom (T_B), ou seja, onde não está sujeito à ocorrência de erros e um tempo em que o canal está no estado Ruim (T_R), isto é, sujeito à ocorrência de erros. A soma $T_{DL} = T_B + T_R$ pode ser normalizada para representar um intervalo de transmissão DL, resultando na seguinte expressão normalizada: $1 - t_R = t_B$. Nessa expressão, t_R e t_B são equivalentes normalizados de T_R e de T_B , respectivamente.

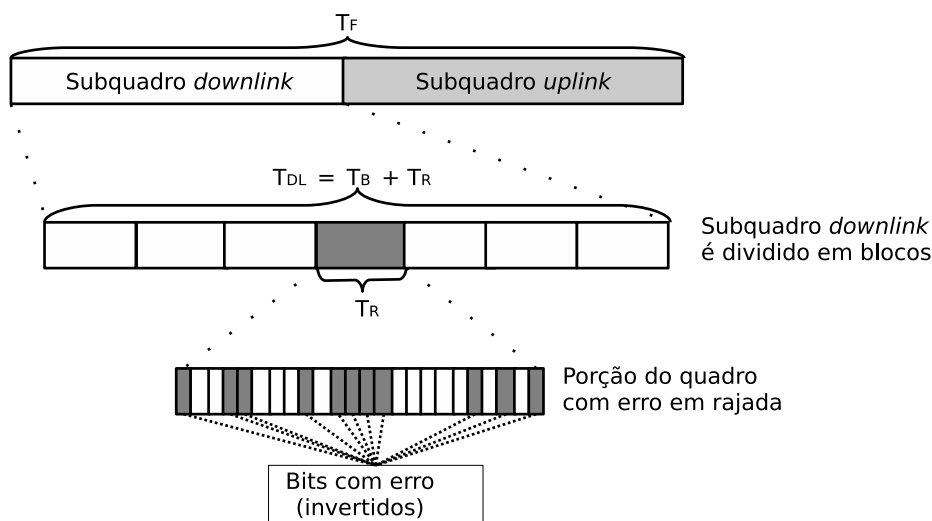


Figura 3.1: Modelo do injetor de erros em rajada

Considerando-se no exemplo apenas transmissão DL (embora o modelo proposto suporte também transmissão UL), o injetor de erros divide o subquadro em blocos, os quais podem representar períodos de transmissão no estado Bom e no estado Ruim da cadeia de Markov que representa o comportamento do canal. A seqüência de erros é gerada dentro dos blocos DL correspondentes a situações em que a cadeia de Markov encontra-se no estado Ruim, como pode ser visto na Figura 3.1. Sendo assim, percebe-se que a quantidade e a concentração de erros gerados dependem da quantidade de vezes em que a cadeia de Markov realiza transições para o estado Ruim, bem como do tempo em que a rede permanece no referido estado. As Seções 3.1 e 3.2 descrevem a modelagem do injetor de erros

para geração de seqüências de erros aleatórias (AWGN) e em rajada, respectivamente.

3.1 Injetor de Erros tipo AWGN

O injetor de erros quando funciona como IE-AWGN permite inserir de forma aleatória n_e erros de bit com uma probabilidade de erro de bit T_{eb} pré-definida em um bloco de dados com um total de N_{Tb} bits. Lembrando que a taxa de erro de bit (T_{eb}) pode ser aproximada, considerando-se um intervalo de medida muito grande, dividindo-se o número total de bits errados (n_e) pela quantidade total de bits enviados (N_{Tb}), como pode ser visto na expressão 3.9:

$$T_{eb} = \frac{n_e}{N_{Tb}} \quad (3.9)$$

Considerando-se N_{Tb} muito grande ($N_{Tb} \gg n_e$), de tal forma que, o total de bits corretos para um erro de bit, será dado por: $\frac{N_{Tb}}{n_e} = N_b$, em que N_b representa o número de bits corretos por um bit errado. Pode-se então, definir a probabilidade de erro de bit (P_{eb}) como:

$$T_{eb} = \frac{n_e}{N_{Tb}} = \frac{1}{N_b} \cong P_{eb} \quad (3.10)$$

Portanto, pode-se aproximar a taxa de erro T_{eb} da probabilidade de erro P_{eb} , desde que seja usado um bloco de N_{Tb} bits na entrada suficientemente grande. Para inserir n_e erros de bit dentro de um bloco de N_{Tb} bits, são escolhidos aleatoriamente k bits, invertendo-se o seu valor. Isto pode provocar a escolha, duas ou mais vezes de um mesmo bit, com isso, o número de erros de bit inseridos poderá ser menor que k , tendo em vista que um bit ao ser escolhido por duas vezes sofrerá uma dupla inversão e, portanto, ficará correto novamente. De modo geral, se o número de escolhas de um bit for ímpar, não acontecerá esta anulação do erro. Pode-se calcular o número de erros n_e efetivos inseridos em N_{Tb} bits de entrada, fazendo-se k inversões aleatórias de bit dentro do bloco, como:

$$n_e = k(1 - \rho_{N_{Tb}}) \quad (3.11)$$

em que $\rho_{N_{Tb}}$ representa a probabilidade de que um bit seja escolhido duas vezes. Esta probabilidade, segundo Feller (1968), pode ser expressa por 3.12. Cabe salientar que a probabilidade de que um bit seja escolhido três ou mais vezes é pequena e, para efeitos de modelagem, foi considerada nula.

$$\rho_{N_{Tb}} = \exp \left[\frac{-k(k-1)}{2N_{Tb}} \right] \quad (3.12)$$

Desta forma, a taxa de erros injetados na entrada, T_{ei} , pode ser caracterizada pela expressão 3.13:

$$T_{ei} = \frac{n_e}{N_{Tb}} = \frac{k(1 - \rho_{N_{Tb}})}{N_{Tb}} \quad (3.13)$$

Considerando-se que na saída são contabilizados N_{es} erros de bit, a taxa residual na saída, T_{erd} , será dada pela expressão 3.14:

$$T_{erd} = \frac{N_{es}}{N_{Tb}} \quad (3.14)$$

Nas curvas de desempenho para avaliar a efetividade da correção de erros causados por AWGN, confrontam-se os valores das taxas de erro de entrada (3.13), com a taxa de erro residual verificada na recepção (3.14).

3.2 Injetor de Erros em Rajada

A segunda opção de funcionamento do gerador de erros é quando injeta erros em rajada (IER). Neste caso o IER obedece às seguintes condições e parâmetros. O bloco de entrada N_{Tb} deve ser múltiplo inteiro de m blocos, cada um de L bits, de tal forma que $N_{Tb} = mL$. Neste caso, é conveniente que a escolha de N_{Tb} recaia em valores típicos do *Maximum Transfer Unit* (MTU) adotado pela rede. No caso da norma IEEE 802.16, há três possíveis valores: 576, 1400, e 2038 bytes, sendo que sugere-se adotar o valor 1400, pois é o padrão mais utilizado pela norma. O valor de L define a duração da rajada normalizada para um determinado número bits. Desta forma L depende da taxa de transmissão (V) e da duração típica de uma rajada de erros (T) e pode ser expresso como:

$$L = \frac{T}{V} \quad (3.15)$$

Para inserir uma rajada de k erros dentro de um bloco de L bits, escolhe-se aleatoriamente k bits no intervalo $[1 \text{ a } L]$ e inverte-se o seu valor. Novamente, isto pode provocar a escolha, duas ou mais vezes, de um mesmo bit, portanto, o número de erros de bit inseridos no bloco L poderá ser menor que k , tendo em vista que um bit, ao ser escolhido por duas vezes, sofrerá uma dupla inversão e, portanto, voltará a ser considerado correto. Pode-se calcular o número total (K) de erros em rajada inseridos efetivamente em um bloco de L bits, fazendo-se k inversões de bit dentro do bloco, pela expressão 3.16:

$$K = k(1 - \rho_{k,L}) \quad (3.16)$$

Esta expressão, $\rho_{k,L}$ representa a probabilidade de um bit ser escolhido duas vezes. A expressão desta probabilidade adaptada para um bloco L será dada pela expressão 3.17:

$$\rho_{k,L} = \exp \left[\frac{-k(k-1)}{2L} \right] \quad (3.17)$$

Tomando-se o número total de blocos (N_{TB}) suficientemente grande, pode-se considerar a probabilidade de erro de rajada como:

$$T_{er} = \frac{n_{er}}{N_{TB}} = \frac{1}{N_B} \cong P_{er} \quad (3.18)$$

Nesta expressão N_B representa o número de blocos corretos para um bloco errado, n_{er} o número total de blocos com erro de rajada e N_{TB} representa o número total de blocos de L bits transmitidos. Por uma questão de praticidade, se a aplicação do IER for para verificar a capacidade de correção de erros em rajada e não medidas de taxa de erro de rajada, pode-se considerar $n_{er} = 1$, ou seja, um único bloco com erros em rajada e um total de N_{Tb} blocos de L bits cada. Além disto, insere-se a rajada de K erros no bloco central, o que favorece o espalhamento dos erros da rajada nos blocos vizinhos, através do entrelaçador a ser aplicado durante o processo de codificação de canal, que será discutido no Capítulo 4. Desta forma pode-se reescrever a expressão 3.18 em função da taxa de erro de bit dos $N_{TB}L$ bits de entrada, que agora contém os K erros da rajada, pela expressão 3.19.

$$T_{ei} = \frac{K}{N_{TBL}} = \frac{k(1 - \rho_{k,l})}{N_{TBL}} \quad (3.19)$$

Esta taxa de erro injetada na entrada do codificador (T_{ei}) será confrontada com a taxa de erro na saída, que se chamou de taxa de erro residual (T_{erd}), definida pela expressão 3.20:

$$T_{erd} = \frac{N_e}{N_{TBL}} \quad (3.20)$$

Nesta expressão N_e representa o número de erros contabilizados após a decodificação dos blocos na saída. Desta forma o IER proposto é função de K (número de erros em uma rajada) e T (intervalo de tempo de duração da rajada) normalizado em relação a tempos de bit ($t_b = 1/V$), ou seja, $T = L/V$.

4 CODIFICAÇÃO DE CANAL EM REDES IEEE 802.16

Mecanismos para codificação de canal são projetados para prover garantias de transmissão de dados confiáveis, mesmo que o meio de comunicação sofra ação de fenômenos físicos que provocam ruídos e interferências. Este mecanismo pode ser visto como um processo seqüencial, no qual o fluxo de dados a ser transmitido, representado em bits, é tratado por uma série de mecanismos a fim de que seja realizada a codificação e, posteriormente, a decodificação dos dados. No padrão IEEE 802.16, este processo é realizado pelas etapas de: aleatorização dos bits, codificação FEC, adição de diversidade temporal, através da operação de entrelaçamento, modulação e, finalmente, multiplexação das informações a serem transmitidas.

O mecanismo de multiplexação recebe os bits a serem transmitidos e os organiza em diferentes frequências, conhecidas como subportadoras. O sinal digital proveniente de cada subportadora é então transformado para analógico, através da utilização de um conversor digital-analógico (D/A), a fim de ser transmitido através do canal de RF com o auxílio de uma antena. O dispositivo receptor realiza a operação inversa no mecanismo de decodificação do canal para obter os dados a partir do sinal analógico recebido.

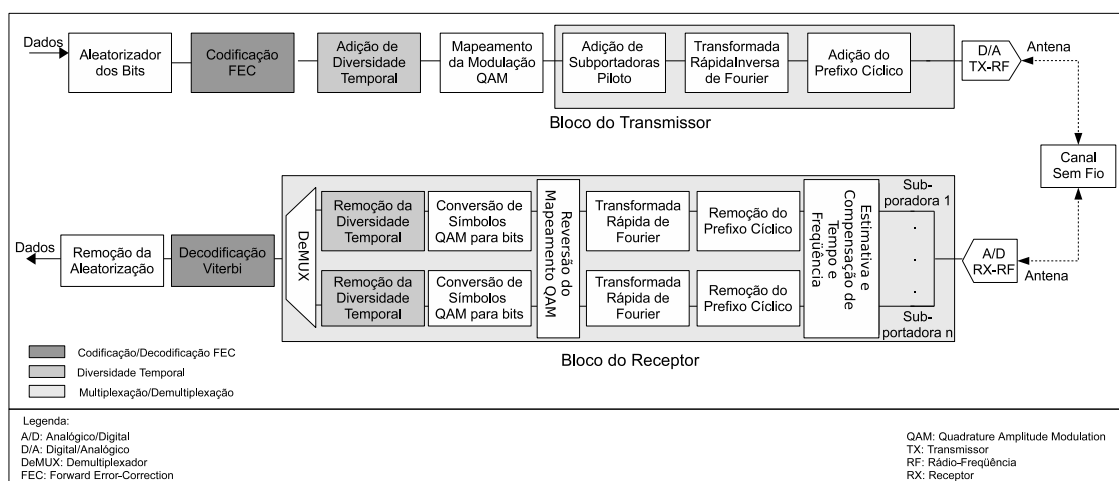


Figura 4.1: Codificador de canal do padrão IEEE 802.16

O padrão IEEE 802.16 define componentes funcionais e processos em nível de codificação de canal. A Figura 4.1 é uma visão destes mecanismos definidos no padrão e será utilizada como base para as explanações apresentadas neste capítulo.

A fim de facilitar o entendimento, destacou-se na referida ilustração as fases do procedimento de codificação do canal que são cruciais para transmissão de dados e para

controle de erros, uma vez que estas fases constituem o principal foco da análise de desempenho realizada neste trabalho. Sendo assim, são destacados na figura os processos de codificação e decodificação FEC, adição e remoção de diversidade temporal e multiplexação.

Cada etapa do processo de codificação de canal aplicada na tecnologia em estudo será explanada na seqüência. A seção 4.1 apresentará o mecanismo de aleatorização de dados padronizado. Em seguida, a seção 4.2 discutirá o mecanismo de controle de erros baseado em FEC aplicado a redes IEEE 802.16. Na seção 4.3 será apresentado o esquema de adição de diversidade temporal através do entrelaçamento de bits empregado antes que os dados sejam transmitidos através do canal de RF. Em seguida, na seção 4.4, será apresentado o mecanismo de modulação adaptativa utilizado pelo padrão IEEE 802.16. Por fim, nas seções 4.5.1 e 4.5.2 serão estudadas as técnicas utilizadas para multiplexação dos bits a serem transmitidos através da antena.

4.1 Aleatorização dos Bits

A aleatorização dos bits a serem transmitidos tem como objetivo tornar as probabilidades de ocorrência de bits com zero e um iguais, tornando assim o espectro de frequência mais homogêneo. A aleatorização dos bits é aplicada pelo transmissor da rajada de bits, tanto se este for uma SS, no caso de uma transmissão *uplink*, quanto no caso de os bits partirem de uma BS, em uma transmissão *downlink*. A aleatorização é aplicada independentemente para cada rajada e para cada subportadora *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) ou *Orthogonal Frequency Division Multiple Access* (OFDMA).

É utilizado um gerador de seqüência binária pseudo-aleatória (*Pseudorandom Binary Sequence generator* - PRBS). O PRBS aplicado é obtido através do polinômio $1 + x^{14} + x^{15}$. Além disso, é utilizado um vetor de semente que tem seu valor inicializado de maneira diferente em cada sentido da comunicação (DL ou UL). No sentido DL, o vetor de semente é inicializado com o valor 100101010000000 antes da transmissão de cada quadro e assim permanece durante a aleatorização da primeira rajada de bits. No caso das demais rajadas, ele deve ser reinicializado de acordo com o que mostra a Figura 4.2. Quando o sentido da transmissão é o UL, o vetor de semente deve assumir o mesmo valor do vetor de inicialização, que é formado da maneira ilustrada na Figura 4.2.

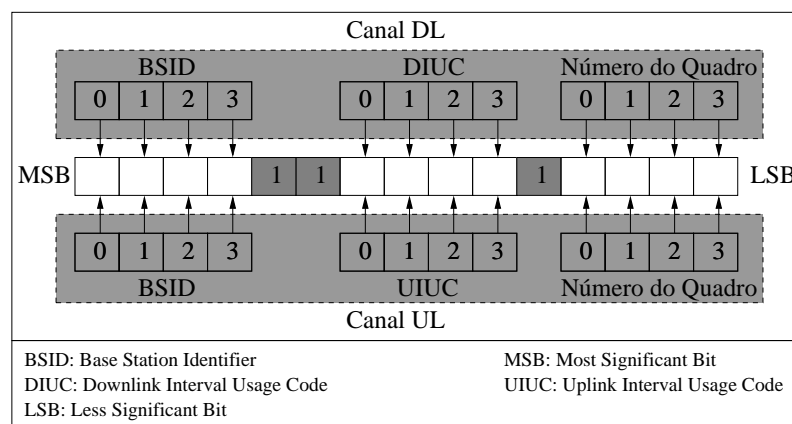


Figura 4.2: Vetor de inicialização do PRBS

Analisando-se a ilustração, percebe-se que a composição dos vetores de inicialização

é dada da seguinte forma: os quatro bits mais significantes (*Most Significant Bits* - MSB) são definidos pelo número de identificação da BS (BSID) que está transmitindo, no caso de envio em *downlink* ou da BS à qual se destinam os dados, em uma transmissão de dados no sentido *uplink*. Os bits que compõem as posições 10 e 11 do vetor têm seu valor fixado em 1. Os bits das posições 6 a 9 são definidos pelo identificador do perfil de rajada utilizado na comunicação, isto é, no canal de descida, esse número é dados pelo DIUC (*Downlink Interval Usage Code*), enquanto no canal de subida é definido pelo UIUC (*Uplink Interval Usage Code*). O bit 5 tem seu valor fixado com valor 1. Por fim, os quatro bits menos significativos do vetor (*Less Significant Bits* - LSB) são compostos pelo número de identificação do quadro que será enviado.

O gerador de seqüências binárias pseudo-aleatórias é utilizado para aleatorizar os bits serializados de cada rajada a ser transmitida através da interface aérea. Os bits que contêm informações são combinados com o vetor de inicialização através de uma operação de ou-exclusivo (XOR). O resultado da operação XOR é encaminhado para a saída e ao mesmo tempo realimenta o vetor de semente, descartando-se o bit menos significativo do mesmo e permutando os demais uma casa à direita, como pode ser visto na Figura 4.3 (IEEE, 2005). Após a aleatorização, um byte com valores 0 deve ser adicionado ao final dos bits de saída do aleatorizador.

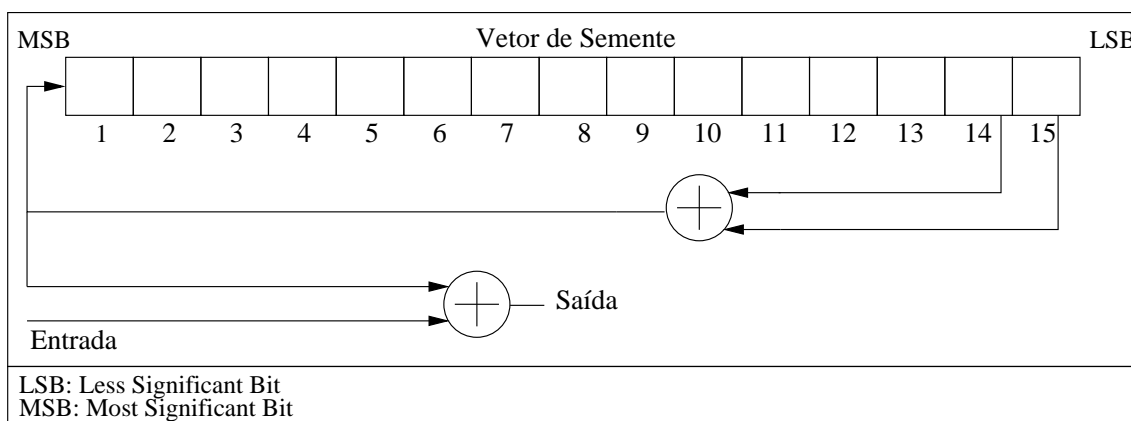


Figura 4.3: Aleatorizador no padrão IEEE 802.16

4.2 Codificação FEC

O segundo passo no mecanismo de codificação de canal do padrão IEEE 802.16 é a inserção de bits redundantes na transmissão a fim de possibilitar que o receptor das informações detecte e corrija erros que venham a ser causados devido a interferências ou atenuações no sinal transmitido através da interface aérea. O mecanismo de controle de erros empregado pela tecnologia consiste em codificar os bits já aleatorizados utilizando códigos Reed-Solomon, sendo sua saída submetida a uma codificação convolucional de taxa compatível. Opcionalmente, pode-se empregar também *Turbo Codes* e LDPC.

Além disso, pode-se utilizar implementações baseadas apenas em um codificador, por exemplo, por padrão as redes móveis utilizam somente um codificador, normalmente CC, devido às restrições de processamento geralmente presentes em dispositivos móveis. A implementação de RS concatenado com CC é obrigatória para fins de interoperabilidade em sistemas nomádicos, enquanto no contexto de redes móveis, somente códigos con-

volucionais são de implementação obrigatória. Sendo assim, este trabalho direciona-se para a análise do desempenho dos codificadores FEC cuja implementação é obrigatória para interoperabilidade entre dispositivos que seguem os padrões IEEE 802.16, tanto no contexto das aplicações nomádicas, quanto móveis.

A codificação Reed-Solomon adiciona bits redundantes às informações a serem transmitidas. O cálculo da redundância é derivado de uma palavra de código do tipo RS ($n = 255, k = 239, t = 8$), em que n representa o número total de bytes que formam um bloco RS após a codificação, ou seja, é composto pelos dados originais e pelas informações redundantes. k é a quantidade de bytes que compõem o fluxo de dados a ser transmitido. t indica a quantidade máxima de bytes que pode ser corrigida em determinado bloco pelas informações redundantes inseridas. As operações são realizadas sobre um campo finito $GF(2^8)$, o que indica que o mecanismo de codificação empregado é orientado a byte. Caso a quantidade de bits de dados a ser transmitida não seja múltipla do tamanho do bloco RS escolhido é utilizado *padding* a fim complementar o tamanho do bloco, possibilitando assim a codificação RS para quantidades variáveis de informações.

O codificador Reed-Solomon baseia-se no polinômio gerador de código apresentado na expressão 4.1 e no polinômio gerador de campo descrito pela expressão 4.2

$$g(x) = (x + \lambda^0)(x + \lambda^1)(x + \lambda^2)\dots(x + \lambda^{2T-1}), \lambda = 02_{HEX} \quad (4.1)$$

$$p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1 \quad (4.2)$$

O tamanho do bloco RS original pode ser reduzido para permitir a codificação dos dados, mesmo em transmissões nas quais o tamanho dos blocos de transmissão é menor do que 239 bytes. Quando o tamanho de determinado bloco é reduzido de k para k' , devem ser adicionados $239 - k'$ bytes com valores fixos em zero ao início do bloco a ser codificado. Os $239 - k'$ bits adicionais devem ser descartados após a codificação, tal alteração também afeta a quantidade de bits redundantes que são adicionados. Quando há redução no tamanho do bloco, apenas $2t$ dos 16 bytes de paridade devem ser considerados, a fim de manter a proporcionalidade entre dados e informações redundantes. Os bytes de paridade devem sempre ser transmitidos como prefixo às informações originais.

Há casos em que a aplicação de codificação Reed-Solomon é dispensada: (i) no caso de implementações que consideram somente um subcanal utilizando técnica OFDM e, (ii) em transmissões que utilizam subcanais no canal de subida (*uplink*), uma vez que somente uma estação base deverá receber os dados, em intervalos de tempo pré-definidos, fato que simplifica bastante a complexidade do canal, evitando assim que uma subportadora interfira em outra. Nessas situações, somente codificação convolucional é aplicada.

Após a codificação Reed-Solomon, os bits de saída são codificados através de um codificador convolucional binário. O codificador possui taxa de entrelaçamento igual a sete e taxa de codificação nativa de $1/2$, o que significa que são utilizados seis registradores no codificador convolucional, sendo que para cada bit de entrada são gerados dois bits de saída, ou seja, o bit original mais um bit de paridade, utilizado para redundância. A derivação dos dois bits de saída é dada através de polinômios geradores. O polinômio gerador para X é mostrado na expressão 4.3, enquanto o polinômio gerador para Y é apresentado na expressão 4.4.

$$G_1 = 171_{(8)} \quad (4.3)$$

$$G_2 = 133_{(8)} \quad (4.4)$$

A escolha dos bits que serão utilizados na operação de XOR para definir as saídas X e Y do CC é realizada de acordo com os polinômios geradores. Basicamente, transforma-se cada polinômio para o seu equivalente em base 2 (binário) e liga-se ao XOR os bits de saída dos registradores representados por valores 1 do polinômio gerador. O resultado da operação XOR realizada com os valores definidos pelo polinômio gerador G_1 forma a saída X do CC, enquanto o resultado da operação XOR derivada dos valores obtidos através da aplicação do polinômio G_2 indica a saída Y do codificador. As saídas X e Y são combinadas a fim de gerar o fluxo de dados codificados. O funcionamento do CC aplicado pelo padrão IEEE 802.16 é mostrado na Figura 4.4.

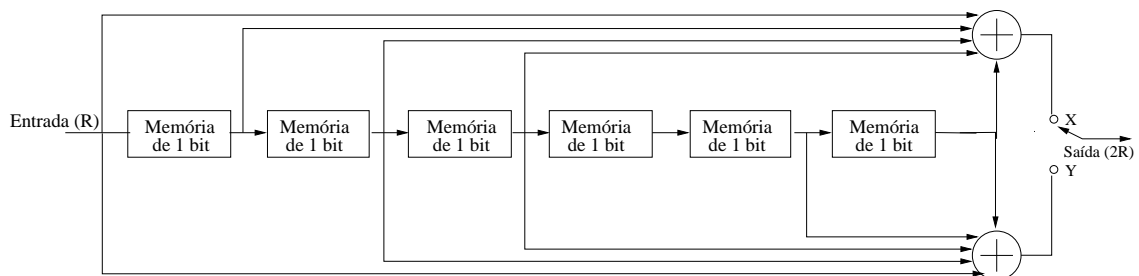


Figura 4.4: Codificador convolucional do padrão IEEE 802.16

A saída do CC pode ser reduzida a fim de obter-se outras taxas de codificação, principalmente para permitir níveis de robustez diferentes, de acordo com as condições do canal de transmissão. A Tabela 4.1 mostra o padrão que deve ser utilizado para reduzir-se a saída do codificador, sendo que valores 1 significam que o bit é transmitido, enquanto valores zero denotam bits que são removidos da transmissão. Além disso, a tabela mostra o padrão de serialização dos bits de saída a ser utilizado.

Em situações nas quais seja necessária a utilização de codificadores concatenados, sempre será primeiramente aplicada a codificação RS, sendo sua saída então submetida a codificação convolucional cuja taxa seja compatível. Por taxa compatível entende-se que deve ser utilizada uma taxa de CC que permita que a saída do processo de codificação tenha uma quantidade de bits que seja múltipla de byte, a fim de permitir a modulação do fluxo de bits e posterior decodificação das informações transmitidas.

Tabela 4.1: Padrões de redução para códigos convolucionais

	Taxa de Codificação			
	1/2	2/3	3/4	5/6
X	1	10	101	10101
Y	1	11	110	11010
Serialização	X_1Y_1	$X_1Y_1Y_2$	$X_1Y_1Y_2X_3$	$X_1Y_1Y_2X_3Y_4X_5$

4.3 Entrelaçamento de Bits

A utilização de técnicas de codificação geralmente não é suficiente para tratar todos os tipos de erros que podem ocorrer em um meio de transmissão sem fio. Por exemplo, em cenários onde há ocorrência de erros em rajada é natural que devido à concentração dos erros em poucos blocos FEC, a codificação não consiga detectar e corrigir todos os erros. Para tratar este problema, a codificação FEC é complementada com a introdução de diversidade temporal. Tal funcionalidade é obtida através da utilização de técnicas de entrelaçamento (*interleaving*) dos bits a serem transmitidos.

O entrelaçamento consiste no re-seqüenciamento dos bits que compõem os blocos FEC antes da transmissão. Sendo assim, os bits que originalmente são adjacentes serão separados por uma distância variável com relação ao tempo. Este espaçamento facilita a correção de erros em rajada, uma vez que após a remoção da diversidade temporal, os erros ficarão distribuídos através do tempo, em diferentes blocos FEC. Com isso, é possível realizar transmissão em condições adversas no que se refere à situação do meio de transmissão sem fio. Além disso, torna-se viável aumentar a distância entre repetidores, permitindo atingir maiores áreas de cobertura sem a necessidade de investimento em novos equipamentos.

O entrelaçador utilizado em redes que seguem o padrão IEEE 802.16 é baseado em permutações que seguem dois passos. O primeiro passo é a aplicação da permutação definida na expressão 4.5, onde $k = 0, 1, \dots, N_{cbps} - 1$ é o índice do bit codificado antes da primeira permutação, e N_{cbps} representa o tamanho do bloco utilizado pelo entrelaçador.

$$m_k = \left(\frac{N_{cbps}}{12} \right) \cdot k \pmod{12} + \left\lfloor \frac{k}{12} \right\rfloor \quad (4.5)$$

Os tamanhos de bloco variam de acordo com o esquema de modulação, bem como com a quantidade de subportadoras utilizadas para multiplexação de canal. Esses valores são apresentados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2: Tamanho dos Blocos para Entrelaçamento

	Subcanais/ N_{cbps}				
	16	8	4	2	1
BPSK	192	96	48	24	12
QPSK	384	192	96	48	24
16-QAM	762	384	192	96	48
64-QAM	1152	576	288	144	72

O segundo passo do processo de entrelaçamento dos bits é definida pela permutação apresentada na expressão 4.6, na qual m_k é o índice do bit codificado após a primeira permutação e antes que ocorra a segunda. N_{cpc} denota o número de bits por símbolo para cada esquema de modulação.

$$j_k = \left\lfloor \frac{m_k}{s} \right\rfloor \cdot s + \left(m_k + N_{cbps} - \left\lfloor \frac{12 \cdot m_k}{N_{cbps}} \right\rfloor \right) \pmod{s} \quad (4.6)$$

Nessa expressão, o valor s é definido por:

$$s = \left\lceil \frac{N_{cpc}}{2} \right\rceil \quad (4.7)$$

Analisando as equações que definem os dois passos utilizados para a introdução de diversidade temporal à transmissão, pode-se inferir que na prática é aplicado um entrelaçador de uma dimensão. Seu funcionamento básico consiste em escrever as informações em uma matriz $n \times m$, onde a multiplicação de n e m corresponde ao tamanho do bloco de dados a ser entrelaçado.

Considerando-se o exemplo apresentado na Figura 4.5(a) (SHI et al., 2004), a escrita na matriz acontece de acordo com o apresentado na Figura 4.5(b), ou seja, os dados são escritos nas colunas da matriz. Após, é realizada a leitura desta, seguindo o sentido das linhas, a fim de obter o fluxo de dados a ser transmitido. Esta etapa promove a separação dos bits originalmente adjacentes, como pode ser visto na Figura 4.5(c). Sendo assim, caso o fluxo de dados sofra o impacto de erros em rajada, após a remoção do entrelaçamento, estes bits afetados estarão separados no tempo, facilitando assim a detecção e a correção de erros nos blocos FEC, conforme ilustrado na Figura 4.5(d).

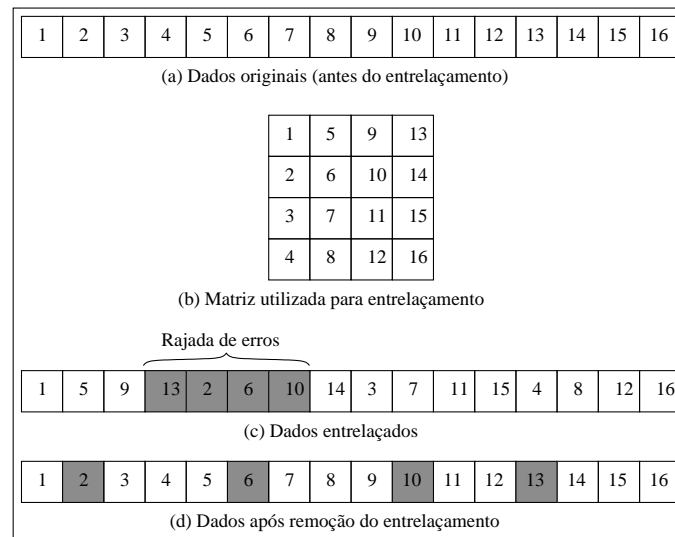


Figura 4.5: Funcionamento básico do mecanismo de entrelaçamento

4.4 Modulação e Codificação Adaptativa

O padrão IEEE 802.16 possibilita a utilização de diversas constelações de modulação *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM), permitindo a transmissão de diferentes quantidades de bits por símbolo de modulação. O tipo de modulação escolhido e a taxa de codificação FEC formam o perfil de rajada (*burst profile*), que pode ser adaptado dinamicamente de acordo com as condições do canal de transmissão. Este mecanismo é conhecido como modulação e codificação adaptativa (*Adaptive Modulation and Coding - AMC*).

Após a introdução de diversidade temporal, o fluxo de dados a ser transmitido deve ser introduzido em um codificador FEC para que sejam adicionadas as informações redundantes, para permitir controle de erros. Em seguida, o fluxo deve ser modulado para finalmente ser transmitido através do canal de RF. Os dados a serem transmitidos são

agrupados em símbolos de modulação e então modulados na portadora. A modulação de informações em portadoras consiste em realizar ajustes sobre a frequência, a amplitude ou a fase da onda resultante, sendo possível combinar alterações em mais de um destas componentes, a fim de representar os dados durante a transmissão.

No caso do padrão IEEE 802.16, os dados são mapeados em símbolos QAM, os quais são representados no plano dos números complexos. O funcionamento da modulação QAM consiste em alterar o sinal tanto em fase, quanto em amplitude. No que diz respeito à representação do símbolo no plano complexo, alterar a fase de uma onda significa afetar o ângulo formado por este símbolo em relação à origem, ao passo que mudanças na amplitude da onda refletem em alterações na distância do símbolo, também relativo à origem. A Figura 4.6 ilustra como pode ser realizada a modulação em uma constelação QAM composta por quatro símbolos, conhecida como 4-QAM ou QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*). Neste caso, θ representa o ângulo que define a alteração realizada na fase e d a distância do símbolo com relação ao ponto de origem do plano cartesiano, a qual define a variação provocada na amplitude da onda.

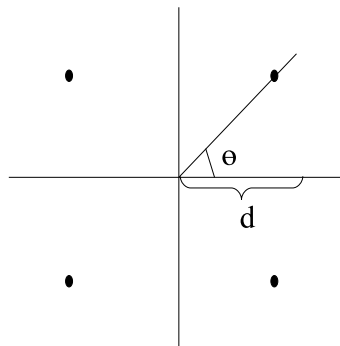


Figura 4.6: Constelação de símbolos de modulação QPSK

A capacidade de transmissão de dados das constelações de modulação varia de acordo com o número de símbolos transmitidos e com a quantidade de dados transportada por cada símbolo. Isso significa que ao utilizar um esquema de modulação com maior quantidade de símbolos é possível transmitir maior quantidade de informações, uma vez que o número de bits transmitidos em cada símbolo é proporcional ao tamanho da constelação utilizada na modulação. A quantidade de bits por símbolo de modulação QAM (b_{simb}) é obtida através da expressão 4.8, em que n representa o número de símbolos da constelação QAM.

$$b_{simb} = \log_2(n) \quad (4.8)$$

Com isso, caso as condições de propagação do canal de RF não sejam boas, existe a probabilidade de os erros não serem corrigidos e, portanto, ser necessária a retransmissão do quadro. Sendo assim, enviar uma quantidade muito grande de bits prejudicará o desempenho da rede, face a grande quantidade de informações que deverá ser retransmitida.

Os esquemas de modulação suportados pelo padrão IEEE 802.16, conforme a Tabela 4.3 são: BPSK, QPSK, 16-QAM e 64-QAM. A implementação de BPSK é obrigatória para transmissão de informações de controle, pois com este nível de robustez garante-se a entrega destas informações a todas as estações que compõem a rede IEEE 802.16. Já para a transmissão de dados é obrigatória a implementação mínima de QPSK e 16-QAM,

a fim de garantir interoperabilidade entre dispositivos de diferentes fabricantes. Por outro lado, o emprego da modulação 64-QAM é opcional.

O padrão IEEE 802.16 especifica sete perfis de rajada, contendo as taxas de controle de erros, o tamanho dos blocos (em bytes) originais e codificados (blocos FEC), além do número de bits por símbolo QAM, como pode ser visto na Tabela 4.3.

Tabela 4.3: Perfis de rajada do padrão IEEE 802.16

Modulação	Bits por Símbolo QAM (b_{simb})	Codificação RS (n, k, t)	Taxa RS (Cod_{RS})	CC (Cod_{CC})	Codificação total (Cod_{Total})
BPSK	1	(12,12,0)	1	1/2	1/2
QPSK	2	(32,24,4)	3/4	2/3	1/2
QPSK	2	(40,36,2)	9/10	5/6	3/4
16-QAM	4	(64,48,8)	3/4	2/3	1/2
16-QAM	4	(80,72,4)	9/10	5/6	3/4
64-QAM	6	(108,96,6)	8/9	3/4	2/3
64-QAM	6	(120,108,6)	9/10	5/6	3/4

O tamanho do bloco de bits transmitido é definido de acordo com o tamanho do bloco de entrada do codificador Reed-Solomon. Então, é necessário que a quantidade de bits a ser transmitida seja compatível com o codificador utilizado. Caso essa quantidade não seja múltipla do tamanho do bloco RS, deve ser inserido *padding* a fim de tornar a entrada compatível com o funcionamento do sistema. Por outro lado, o tamanho do bloco de saída é definido a partir taxa de codificação total (Cod_{Total}) que leva em conta a concatenação entre os codificadores, considerando a quantidade de bits redundantes inseridos pelo codificador RS e a quantidade de informações adicionais injetadas pelo codificador convolucional, conforme expressado em 4.9.

$$Cod_{Total} = Cod_{RS} \cdot Cod_{CC} \quad (4.9)$$

O funcionamento básico do mecanismo de modulação e codificação adaptativa consiste em analisar periodicamente as condições do canal de transmissão, solicitando, sempre que se julgar necessário, a alteração de perfil de rajada. Este procedimento é coordenado pelo mecanismo de controle do enlace lógico (*Radio Link Control*), que é responsável por realizar medições periódicas da relação sinal/ruído do canal e iniciar o procedimento de alteração de perfil de rajada. O momento em que a troca deve ocorrer não é definido pelo padrão, ficando em aberto para que soluções sejam propostas tanto em nível acadêmico, quanto comercial. Sendo assim, cada fabricante de equipamento deve definir limites para a alteração do perfil de rajada, com base na relação sinal/ruído observada.

A relação sinal/ruído é medida em dB, considerando a relação entre a energia do bit transmitido e o nível de ruído observado no meio de transmissão. Em sistemas sem fio, esse valor pode ser obtido considerando-se a relação entre a potência da portadora (C), o ruído (N) e a interferência (I) de canais adjacentes presentes no meio de transmissão, segundo a expressão 4.10 que define a relação CINR (*Carrier to Interference plus Noise Ratio*).

$$CINR = \frac{C}{N + I} \quad (4.10)$$

Com base nesse valor, é possível realizar alterações na robustez do perfil de rajada a fim de selecionar o que melhor se enquadra em determinada condição do meio de transmissão. Quanto maior for o valor da relação sinal ruído, melhor é a condição do canal de RF, possibilitando a utilização de um perfil de rajada menos robusto, ou seja, que possibilite a transmissão de maior quantidade de dados, utilizando menor quantidade de informações redundantes. Por outro lado, à medida que a relação sinal/ruído é reduzida, perfis de rajada mais robustos devem ser utilizados, para permitir maior capacidade de correção de erros. A técnica de alteração do perfil segue limites de mudança e apresenta uma zona de sobreposição (histerese). O perfil é alterado somente quando atinge o nível de saída obrigatório. O mecanismo é mostrado na Figura 4.7.

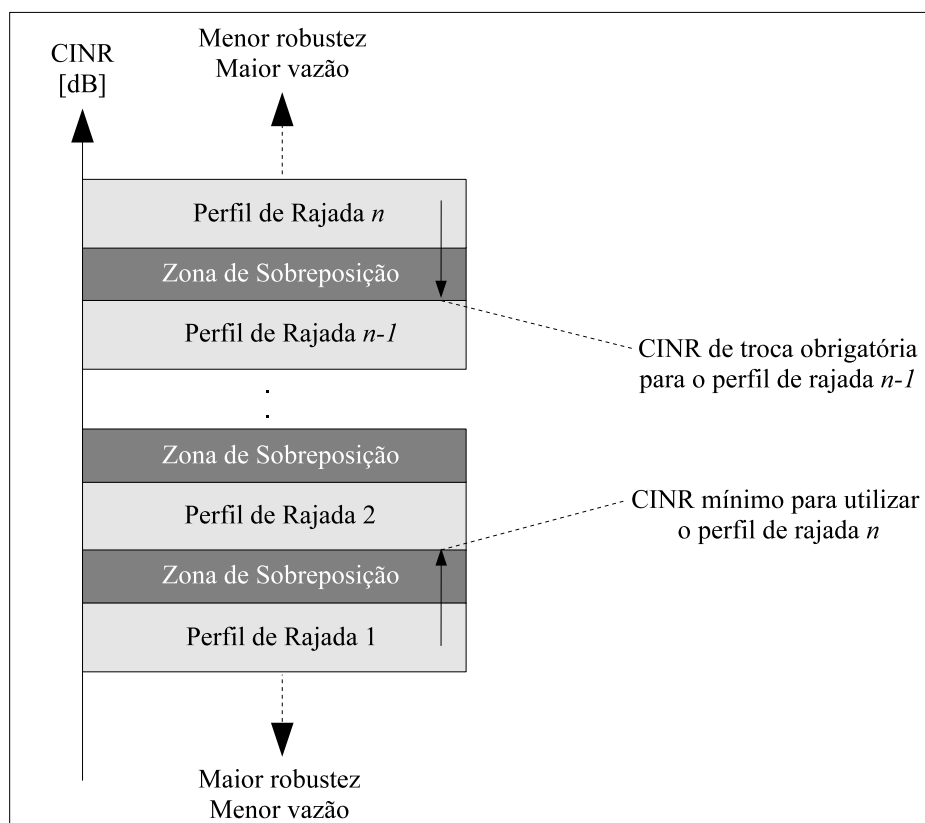


Figura 4.7: Limites para mudança do perfil de rajada

4.5 Multiplexação e Transmissão dos Dados no padrão IEEE 802.16

A tecnologia IEEE 802.16 possibilita a utilização de quatro configurações físicas, além de definições de canais específicos para transmissão em bandas não licenciadas. As duas primeiras especificações de camada física não são multiplexadas, enquanto as demais são baseadas na multiplexação do canal em diversas subportadoras. A referida divisão visa utilizar de maneira otimizada a largura de banda disponível, possibilitando a obtenção de maiores taxas de transmissão. O padrão IEEE 802.16 permite a implementação de redes com ou sem presença de linha de visada (*Line of Sight* - LOS) entre as antenas transmissoras e receptoras.

A primeira interface definida pelo padrão é conhecida como WirelessMAN-SC (*Single Carrier*), a qual possui como característica o fato de utilizar apenas uma portadora

para transmissão de dados. Neste cenário, a transmissão é realizada em altas frequências, variando entre 10 GHz e 66 GHz, cenário que exige linha de visada entre as antenas, uma vez que sistemas operando em frequências mais elevadas são mais suscetíveis a fenômenos físicos que ocasionam ruídos e, conseqüentemente, erros na transmissão. A existência de linha de visada reduz a probabilidade de erros, já que nesta condição de propagação não há obstáculos no meio de propagação do sinal.

Existe ainda, no padrão em questão, uma especificação conhecida como WirelessMAN-SCa (*Single Carrier adaptive*), a qual possibilita a utilização de portadora única para transmissão em ambientes sem linha de visada (*Non Line of Sight* - NLOS). Neste caso, a especificação foi modificada, a fim de incluir a possibilidade de adição de diversidade espacial através de arranjos de antenas inteligentes do tipo *Multiple Input Multiple Output* (MIMO), bem como de diversidade temporal, através das técnicas de entrelaçamentos, já estudadas na Seção 4.3. Por fim, tornou-se obrigatório o emprego de codificação FEC composta pela concatenação de códigos RS e CC, cuja finalidade é possibilitar a correção de uma quantidade maior de erros, os quais são mais comuns quando o ambiente de propagação é NLOS.

Embora haja suporte para a utilização de portadora única, esta abordagem não possui grande aplicação prática, uma vez que o bom funcionamento destas técnicas exige geralmente boas condições de propagação no canal de transmissão, exigindo normalmente a existência de linha de visada entre o transmissor e o receptor. Além disso, sua implementação não é considerada obrigatória para interoperabilidade entre equipamentos baseados na tecnologia IEEE 802.16 de acordo com o fórum de fabricantes.

Sendo assim, o estudo aprofundado destas técnicas não se torna necessário para os objetivos propostos neste trabalho, entretanto é fundamental estudar as técnicas cuja implementação é obrigatória para interoperabilidade. Portanto, na Seção 4.5.1 serão estudados aspectos básicos relativos à multiplexação OFDM e na Seção 4.5.2 será apresentada a técnica OFDMA, haja vista que a implementação delas é obrigatória em sistemas nomádicos e móveis, respectivamente.

4.5.1 Multiplexação OFDM

Em sistemas nomádicos é obrigatória a implementação, para fins de interoperabilidade, da técnica de multiplexação OFDM, cuja especificação é conhecida no contexto de redes IEEE 802.16 como WirelessMAN-OFDM. A fim de possibilitar a otimização da utilização dos recursos do canal de transmissão é necessário dividi-lo em múltiplas portadoras, também conhecidas como subportadoras. Para tanto, utiliza-se técnicas de multiplexação por divisão de frequência (*Frequency Division Multiplexing* - FDM). Esta abordagem apresenta vantagens, como definir diferentes perfis de rajada em cada grupo de subportadoras, o que se enquadra ao mecanismo de modulação e codificação adaptativa empregado em redes IEEE 802.16. Sendo assim, cada estação cliente da rede poderá alterar as configurações de modulação e codificação de acordo com suas necessidades.

Apesar das vantagens apresentadas, a utilização de multiplexação FDM cria a necessidade de adicionar-se espaçamento entre as subportadoras a fim de evitar que os dados trafegando em determinada subportadora causem interferências em subportadoras adjacentes. Este espaçamento é conhecido como banda de guarda e impacta de forma negativa no desempenho da rede, uma vez que o fato de existir intervalos de guarda reduz a capacidade de transmissão do canal como um todo, se comparado com um canal composto apenas por uma portadora. A solução para este problema é relacionada à ortogonalização das subportadoras, reduzindo-se assim a necessidade de espaçamento entre elas, permi-

tindo, portanto, um melhor aproveitamento da largura de banda disponível no canal.

O emprego de subportadoras ortogonais é característica de sistemas OFDM. Neste tipo de multiplexação, as subportadoras se sobrepõem sem gerar interferências umas com as outras, uma vez que o produto entre os sinais de subportadoras adjacentes é zero e, portanto, as interferências são anuladas. A fim de garantir a manutenção da ortogonalidade do sistema OFDM são adicionadas subportadoras especiais, conhecidas como pilotos, para garantir o sincronismo da transmissão. O mapeamento dos dados em subportadoras ortogonais é realizado através de operações matemáticas utilizando a transformada rápida inversa de Fourier (*Inverse Fast Fourier Transform - IFFT*).

O funcionamento básico do mecanismo IFFT consiste em realizar uma transformação sobre os símbolos QAM recebidos, os quais originalmente são valores complexos que representam a amplitude e a fase de uma onda senoidal. Esta transformação baseia-se em realizar um somatório de N símbolos QAM, um oriundo de cada subportadora utilizada para transmissão de dados pelo sistema OFDM. Esta operação altera o domínio dos dados de frequência para tempo, permitindo então a duplexação do canal através de técnicas de divisão por tempo (*Time Division Duplexing - TDD*), a qual reduz os custos de implementação, uma vez que não é necessária a utilização de canais distintos para transmissões UL e DL.

Após a aplicação da IFFT, é realizada a adição de um intervalo de guarda entre os símbolos OFDM, cuja finalidade é evitar a interferência entre símbolos adjacentes. Este intervalo é conhecido como prefixo cíclico (*Cyclic Prefix - CP*), sendo composto por informações redundantes retiradas do final do próprio símbolo OFDM, as quais são adicionadas no início de cada símbolo. A duração do CP é definida pela BS em sua inicialização, considerando as condições de propagação do canal, podendo assumir os valores 1/4, 1/8, 1/16 e 1/32. Analisando as durações do CP, percebe-se que quanto maior a probabilidade de interferência entre símbolos, maior deverá ser a duração do CP. Ao aumentar a duração do CP tem-se uma perda na capacidade de transmissão do canal, uma vez que as informações redundantes serão descartadas pelo receptor, reduzindo assim a quantidade de informações úteis enviadas em cada símbolo OFDM. Além da adição do CP, sistemas OFDM reservam parte das subportadoras para servirem como banda de guarda, reduzindo ainda mais a probabilidade de interferência no sistema.

A configuração OFDM de implementação obrigatória para sistemas nomádicos é composta por 256 subportadoras. Destas, 192 são utilizadas para transmissão de dados, 8 servem como pilotos, e as 56 subportadoras restantes são utilizadas como banda de guarda. Dentre as subportadoras utilizadas para guarda, 55 são adicionadas às bordas do canal de transmissão, uma vez que nestas frequências há maior probabilidade de ocorrência de interferências entre símbolos OFDM adjacentes. A subportadora restante é conhecida como DC (*Direct Current*), cuja função é servir como banda de guarda na região central do canal de transmissão, como pode ser visto na Figura 4.8.

4.5.2 Multiplexação OFDMA

A técnica de multiplexação OFDMA é empregada em redes IEEE 802.16 móveis. A vantagem na utilização desta técnica é a possibilidade de acesso de múltiplos usuários ao canal de transmissão simultaneamente, o que geralmente otimiza a distribuição dos recursos, aumentando o nível de qualidade de serviço da rede. Para garantir esta funcionalidade, sistemas OFDMA agrupam subportadoras formando *clusters*, cada um composto por 14 subportadoras, os quais podem ser designados para diferentes usuários. Sendo assim, um símbolo OFDM nesta técnica é dividido entre diferentes usuários.

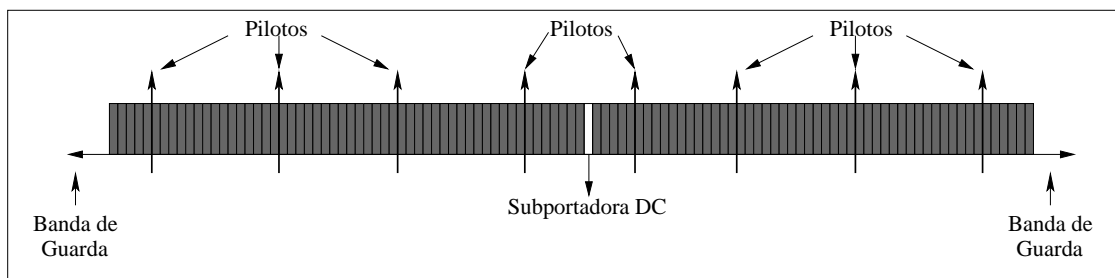


Figura 4.8: Descrição da técnica OFDM

A configuração típica da técnica OFDMA no padrão IEEE 802.16 consiste na utilização de 2048 subportadoras, das quais 1680 são utilizadas para transmissão de dados, entre 166 e 240 são pilotos, sendo as restantes designadas ao intervalo de guarda. No entanto, de acordo com a largura de banda disponível no canal de RF, esta quantidade de subportadoras pode variar. Esta variação é possível porque o padrão IEEE 802.16 recomenda o emprego de uma variação da técnica OFDMA, conhecida como *Scalable OFDMA* (SOFDMA), a qual consiste em manter um espaçamento entre subportadoras de aproximadamente 11 KHz. Com isso, a quantidade de subportadoras é ajustada de acordo com a largura de banda, por exemplo: considerando-se um canal cuja largura de banda disponível é de 20MHz, utiliza-se a configuração OFDMA típica (2048 subportadoras), ao passo que se reduzindo a largura de banda para 5MHz, a configuração passa a considerar 512 subportadoras no total.

Após a multiplexação, os dados em formato digital são convertidos para sinais analógicos por um conversor digital/analógico (D/A) para serem enviados para o canal de RF através de uma antena. O sinal recebido pelo receptor é convertido novamente para informações digitais por um conversor analógico/digital (A/D). Em seguida são aplicadas técnicas de estimativa de canal e compensação de distorções em tempo de frequência, a fim de reduzir a probabilidade de ocorrência de erros causados durante a transmissão dos dados através do canal de RF. O próximo passo aplicado pelo receptor é a remoção das informações redundantes que compõem o CP de cada símbolo; a parte útil do símbolo é então transformada para o domínio frequência, novamente, através da aplicação de uma transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform* - FFT). Após esta operação, os símbolos QAM são recuperados para em seguida, ser removido o mapeamento dos símbolos em uma constelação de símbolos QAM. Na sequência, a partir dos símbolos resultantes são recuperados os bits relativos às informações transmitidas. A etapa seguinte é a remoção da diversidade temporal, através da realização da operação inversa do entrelaçamento; os bits resultantes são inseridos no decodificador FEC, a fim de que sejam detectados e corrigidos erros que eventualmente tenham ocorrido durante a transmissão. Por fim, a aleatorização dos bits é removida e, com isso, são recuperadas as informações originalmente transmitidas.

Na Seção 4.6 é detalhada a implementação do mecanismo de codificação de canal em redes IEEE 802.16.

4.6 Modelagem do Protótipo

Com a finalidade de simular o comportamento do codificador de canal em redes IEEE 802.16, desenvolveu-se um protótipo, utilizando a ferramenta Labview, que é responsável

por executar todas as fases da codificação de canal. O fluxograma apresentado na Figura 4.9 ilustra o modelo de implementação do protótipo.

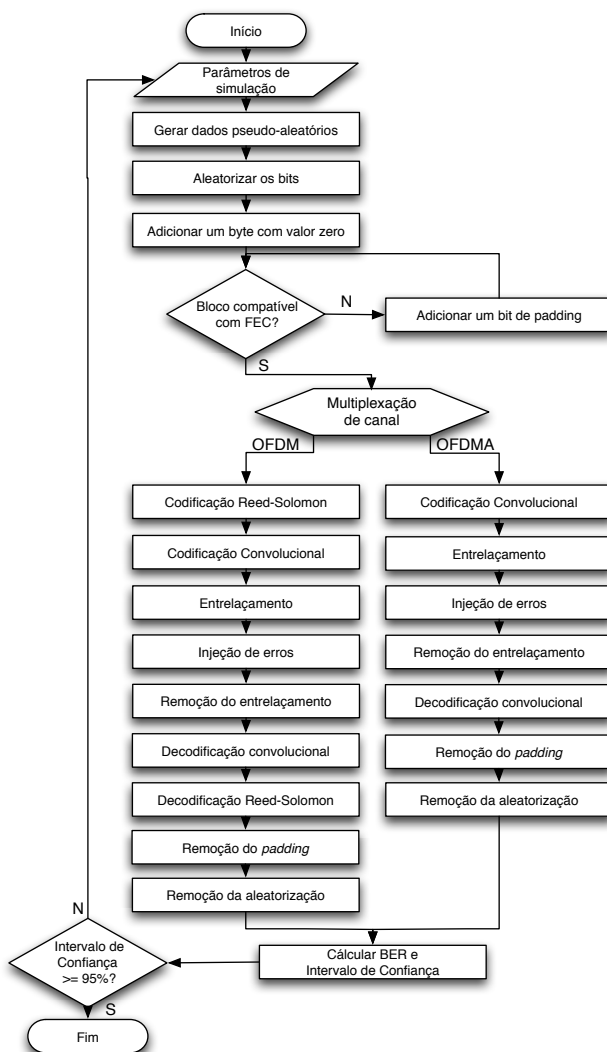


Figura 4.9: Modelagem do protótipo

O primeiro passo da execução do protótipo é a obtenção dos parâmetros de simulação. Nesse sentido, os principais parâmetros da simulação dizem respeito à técnica de multiplexação de canal utilizada. Na definição do escopo da implementação definiu-se a possibilidade de simulação de multiplexação OFDM e OFDMA, pelo fato de que são de implementação obrigatória para interoperabilidade de redes IEEE 802.16 nomádica e móvel, respectivamente. Além disso, fazem parte dos parâmetros de simulação a configuração AMC, composta pelas taxas de codificação FEC e pela matriz de entrelaçamento. Finalmente, deve ser informada a quantidade de dados a ser transmitida e a taxa de erros a ser injetada, assim como os blocos que devem ser afetados pelos erros.

Utilizando os parâmetros de simulação informados, o próximo passo é a geração de dados. No escopo deste trabalho é utilizado um gerador de dados pseudo-aleatórios. Entretanto, o protótipo está modularizado para permitir também a implementação de modelos de tráfego que reflitam o comportamento realístico de canais de RF. Os dados gerados são então compatibilizados com o tamanho de bloco necessário para a codificação FEC,

neste caso, é possível a inserção de bits de *padding* para complementar o tamanho dos blocos. Após, os dados são inseridos no codificador de canal, composto pelos processos de aleatorização, codificação FEC e entrelaçamento, implementados conforme especificado anteriormente.

Após a codificação de canal é simulada a injeção de erros, levando em conta a taxa informada e os blocos nos quais os erros devem ser injetados. O fluxograma apresentado na Figura 4.10 ilustra em detalhes o procedimento de injeção de erros.

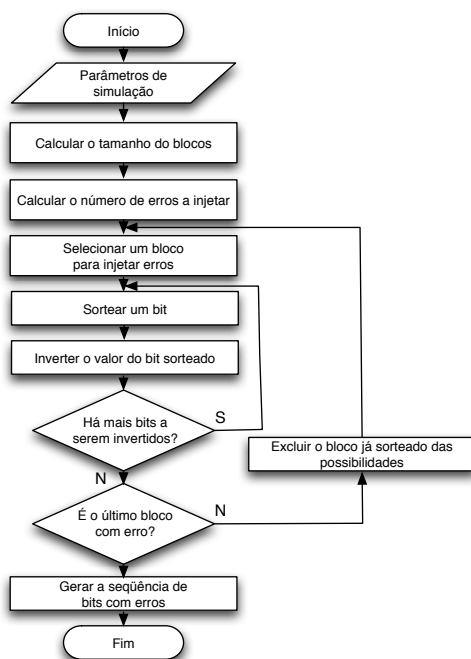


Figura 4.10: Modelagem do Injetor de Erros

Tendo como base os parâmetros de simulação informados, o primeiro passo do procedimento de injeção de erros é calcular o tamanho dos blocos utilizados para injetar erros em determinadas áreas dos dados. Após, é calculada a quantidade de erros a serem injetados. Esse cálculo é realizado a partir da taxa de erros a serem injetados, que é informada como parâmetro de simulação. Na seqüência, é selecionado um bloco para injeção de erros e um dos bits deste bloco é sorteado e tem seu valor invertido. Caso hajam mais bits a serem invertidos no bloco sorteado, o procedimento é repetido, caso contrário, o bloco é excluído das possibilidades de sorteio e um novo bloco é escolhido. Esse procedimento é repetido até que todos os blocos afetados por erros sejam processados. Finalmente, é gerada uma seqüência de bits incluindo os erros injetados.

A Seção 4.7 apresenta trabalhos relacionados ao mecanismo de codificação de canal em redes IEEE 802.16, com principal foco em propostas que trabalhem com análise de desempenho considerando canais afetados por ruídos AWGN e em rajada.

4.7 Trabalhos Relacionados

Diversas pesquisas são desenvolvidas sobre o mecanismo de codificação de canal do padrão IEEE 802.16. Dentre as publicações encontradas atualmente na área, são de importância para este trabalho aquelas relacionadas basicamente com dois tópicos específicos:

mecanismo de codificação de canal e comportamento dos codificadores FEC considerando canais ruidosos. Para tanto, são mais importantes aqueles trabalhos que descrevem modelos de canal ruidosos, especialmente aqueles modelados para gerar seqüências de erros aleatórios e em rajada. Sendo assim, este capítulo apresentará uma visão geral sobre os trabalhos relacionados a esta pesquisa encontrados na literatura. Os principais trabalhos relacionados aos dois tópicos citados anteriormente serão analisados nas seções 4.7.1 e 4.7.2, respectivamente.

4.7.1 Mecanismos de Codificação de Canal

Nesta seção serão abordados trabalhos relacionados à propostas e avaliações de desempenho que afetam o mecanismo de codificação de canal padronizado pela norma IEEE 802.16. O primeiro trabalho relevante nesta área é intitulado *Options and results for reducing FEC complexity in 802.16a OFDM modes* (REGEV, 2001). Este documento foi escrito por Einan Regev como uma contribuição ao grupo IEEE 802.16, sugerindo opções para redução da complexidade de implementação dos mecanismos FEC nas configurações físicas OFDM e OFDMA.

Originalmente, o padrão IEEE 802.16 apresenta sete configurações de codificação FEC que podem ser alteradas para refletir as condições variáveis dos canais de RF. Regev visa reduzir a complexidade de implementação deste mecanismo. Para tanto, apresenta duas opções: a primeira reduz a quantidade total de configurações para cinco. O ganho nesta situação está ligado ao fato de que a quantidade de opções de codificação RS foi reduzida de sete para duas, no caso Códigos Convolucionais (CC), o número de opções também é reduzido para dois. Além disso, nesta proposta, a utilização de técnicas de entrelaçamento para adicionar diversidade temporal à transmissão é obrigatória, ao contrário do que ocorre no método padronizado, no qual o entrelaçamento é opcional. As configurações apresentadas pelo autor, nesta opção, consideram variações na técnica de modulação, nos codificadores FEC RS e CC e na taxa de entrelaçamento. A segunda opção apresentada pelo autor em questão é a eliminação da codificação concatenada, que é composta por um codificador RS, cuja saída é submetida à codificação convolucional de taxa compatível. Ao invés disso, Regev propõe que seja utilizado apenas codificação convolucional, com taxa correspondente àquela utilizada no mecanismo concatenado.

Resultados obtidos através de simulações mostram que na primeira opção apresentada, se não fosse utilizado o mecanismo de entrelaçamento, haveria uma perda na capacidade de correção na ordem de 1dB. Com o emprego de técnicas de adição de diversidade temporal, o desempenho observado é similar às técnicas utilizadas originalmente pelo padrão IEEE 802.16d. Sendo assim, fica clara a viabilidade do emprego desta opção. No que diz respeito à segunda opção, os resultados mostram que em todos os casos a utilização apenas de CC provê ganhos de cerca de 1dB na capacidade de correção. Com base nestes resultados, o grupo de trabalho IEEE 802.16 removeu a obrigatoriedade de implementação de códigos Reed-Solomon na versão atual do padrão, conhecido como IEEE 802.16.

Hoymann (2005), no artigo intitulado *Analysis and performance evaluation of the OFDM-based metropolitan area network IEEE 802.16* apresenta uma análise de transmissões baseadas em OFDM, em redes IEEE 802.16, considerando as camadas MAC e PHY. Resultados são obtidos tanto de maneira analítica, quanto através de simulação e consideram aspectos globais do sistema. Em especial, é estudada a interação entre fragmentação e *padding* nos símbolos OFDM e como isso afeta o desempenho da rede. Além disso, é realizada uma análise do comportamento da relação sinal/ruído de acordo com a distância entre a estação base (BS - *Base Station*) e as estações assinantes (SS - *Subscriber*

Station). As análises são baseadas na variação da configuração MAC, com a finalidade de considerar diferentes níveis de robustez da rede IEEE 802.16. São obtidos resultados que utilizam como métricas o atraso, tanto em transmissões *downlink*, quanto *uplink* e a vazão total da rede nas diferentes configurações avaliadas.

A avaliação analítica apresentada pelo autor modela parâmetros básicos da multiplexação OFDM, a fim de analisar o *overhead*, sendo que o resultado obtido indica o *overhead* corresponde a cerca de 10% das comunicações no cenário apresentado no artigo. Além disso, com base nos resultados relativos à vazão, o autor conclui que é possível propor otimizações. A principal contribuição diz respeito à utilização de fragmentação em quadros MAC, abordagem que pode ser empregada a fim de reduzir o *overhead* através do preenchimento ótimo do quadro MAC, ou seja, evitando que seja adicionado *padding*.

Por fim, o autor apresenta um modelo de simulação implementado com a finalidade de avaliar o desempenho da camada MAC considerando as mesmas métricas avaliadas através da aplicação do modelo analítico. Os resultados mostram a vazão máxima e o atraso médio observado durante as simulações. Os resultados são comparados com aqueles obtidos analiticamente, a fim de validar a ferramenta de simulação proposta.

4.7.2 Propostas e Análises de Desempenho de Codificadores em Canais Ruidosos

As pesquisas relacionadas a propostas de codificadores FEC geralmente realizam análises de desempenho a fim de verificar a eficácia dos codificadores propostos em comparação aos encontrados na literatura. Essas análises de desempenho são divididas basicamente em duas abordagens. A primeira é a mais encontrada na literatura e consiste na modelagem de canais segundo erros aleatórios, normalmente do tipo AWGN. A segunda abordagem é baseada em modelagens de canais afetados por erros em rajada, ou seja, a sequência de erros está concentrada em um pequeno número de símbolos transmitidos, afetando fortemente esses símbolos. Canais modelados de acordo com erros em rajada caracterizam melhor o comportamento realístico de um canal de RF, tendo em vista que este tipo de meio de transmissão é bastante sensível a fenômenos físicos e interferências provenientes de outros sistemas transmitindo na mesma faixa de frequência.

4.7.2.1 Pesquisas que Utilizam Modelagem de Canais Afetados por erros AWGN

Xu (2008) propõe uma otimização dos códigos conhecidos como *Turbo Product Codes* (TPC) através da proposta de uma simplificação no procedimento de codificação e da proposta de um novo algoritmo para decodificação. Resultados obtidos pelos autores mostram que, em comparação com outras propostas encontradas na literatura, a nova abordagem reduz a complexidade da codificação e decodificação de códigos do tipo TPC, ao mesmo tempo que melhora o desempenho do mecanismo de decodificação. Esta abordagem considera apenas erros gerados aleatoriamente durante a transmissão, de acordo com erros do tipo AWGN. Os resultados são comparados com os trabalhos de Pindyah (1994;1998), Adde (2000), Hirst (2001) e Argon (2004), sendo que os dois últimos serão detalhados a seguir. Em todos os trabalhos utilizados no comparativo, as simulações são realizadas em ambientes similares ao proposto por Xu.

Hirst (2001), por sua vez, aborda o problema da decodificação de TPCs sob a ótica da utilização de métodos algébricos para realizar a operação ao invés dos tradicionais métodos baseados em treliças. O algoritmo proposto é baseado no método conhecido como *Chase Decoding*, o qual minimiza a utilização de operações redundantes no processo de decodificação e, por esse motivo, melhora a performance do algoritmo sem, no entanto, reduzir sua capacidade de correção. Resultados correlacionam a relação sinal/ruído em

um canal afetado por erros AWGN com a aplicação do algoritmo proposto com uma transmissão BPSK não codificada.

Já Argon (2004) propõe um algoritmo que, a exemplo da proposta de Xu, tem o objetivo de otimizar os decodificadores TPC. A abordagem utilizada no trabalho em questão consiste em estender os códigos Bose-Chaudhuri-Hocquengem (BCH) a fim de reduzir a complexidade da decodificação dos TPCs. Os resultados correlacionam uma taxa de erros residual após a decodificação utilizando o algoritmo proposto com a relação sinal/ruído observada em um canal afetado por erros AWGN.

4.7.2.2 Pesquisas que Utilizam Modelagem de Canais Afetados por Erros em Rajada

O objetivo de Sandeep et al, no artigo *Evaluation of Error Probabilities in the Presence of Timing Errors and Fading* (2007) é utilizar as séries aproximadas de Fourier para obter expressões que descrevam a probabilidade de erros para sinalização BPSK, considerando canais ruidosos afetados principalmente por desvanecimento do sinal. A modelagem dos erros é realizada com base em canais afetados por AWGN. Os resultados obtidos mostram o comportamento do modelo proposto pelo autor em relação a diversos modelos de propagação como: Rayleigh, Weibull e Nakagami-m, sob os aspectos da probabilidade de erro calculada levando em consideração a relação sinal/ruído e a perda causada por erros temporais que afetam o canal.

Wang, no artigo *A New Class of Generative Models for Burst-Errors Characterization in Digital Wireless Channel* (2007), inicialmente realiza um levantamento bibliográfico dos modelos de erros mais utilizados, bem como de propostas encontradas na literatura que têm como base estes modelos. A abordagem inicial considera tanto a modelagem de erros para canais digitais, quanto para canais físicos. Em seguida, apresenta um novo modelo derivado a partir da utilização de processos determinísticos a fim de gerar uma seqüência de erros em rajada, cujo foco principal é a modelagem de canais de RF. Resultados obtidos através de simulações indicam que o modelo proposto aproxima-se bastante dos demais modelos consagrados para geração de seqüências de erros em rajada.

Analisando-se os trabalhos relacionados, percebe-se que eles não realizam uma avaliação de desempenho do mecanismo de codificação de canal originalmente proposto no padrão IEEE 802.16 considerando cenários suscetíveis à ocorrência de erros em rajada. Portanto, no Capítulo 5 será realizada tal análise, sendo que o principal foco será na injeção de erros em rajada. Os resultados obtidos serão comparados com a abordagem tradicionalmente encontrada na literatura, ou seja, injeção de erros aleatórios.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo apresentará os cenários de simulação utilizados para obtenção dos resultados referentes à análise de desempenho proposta neste trabalho. Além disso, serão apresentados e discutidos os resultados obtidos.

5.1 Descrição dos Cenários de Simulação

Em redes IEEE 802.16, os dados a serem transmitidos são mapeados em símbolos OFDM, cuja duração total é definida por: $T_s = T_b + T_g$. Ou seja, um símbolo OFDM é composto por um intervalo de transmissão efetiva (T_b) somado a um tempo de guarda (T_g) utilizado para reduzir a probabilidade de interferências entre símbolos OFDM adjacentes. A Figura 5.1 ilustra a composição de um símbolo OFDM (IEEE, 2005).

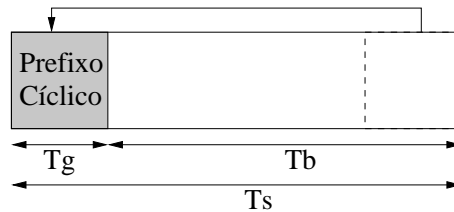


Figura 5.1: Estrutura de um símbolo OFDM

O tempo T_b corresponde ao intervalo de tempo durante o qual as informações contidas nos quadros são enviadas, sendo seu valor inversamente proporcional ao espaçamento entre as subportadoras OFDM (Δ_f), definido em unidades de Hertz (Hz), conforme apresentado na expressão 5.1.

$$T_b = 1/\Delta_f \quad (5.1)$$

O espaçamento entre as subportadoras, Δ_f , é dado pela expressão 5.2, na qual N_{FFT} é o número total de subportadoras, considerando-se as de dados, as pilotos e o intervalo de guarda.

$$\Delta_f = \frac{F_s}{N_{FFT}} \therefore T_b = \frac{N_{FFT}}{F_s} \quad (5.2)$$

Nessa expressão, F_s é a frequência de amostragem, que depende da largura de banda (B_w) disponível no canal e do fator de amostragem (n) que é definido no padrão IEEE 802.16 (IEEE, 2005) pela expressão 5.3:

$$F_s = \left\lfloor \frac{B_w \cdot n}{8000} \right\rfloor \cdot 8000 \quad (5.3)$$

A Tabela 5.1 apresenta fatores de amostragem típicos para diversas larguras de banda do canal de RF em redes IEEE 802.16.

Tabela 5.1: Relação entre o fator de amostragem e a largura de banda

Largura de Banda (B_w)	Fator de Amostragem (n)
Múltiplo de 1,25 MHz	144/125
Múltiplo de 1,5 MHz	86/75
Múltiplo de 1,75 MHz	8/7
Múltiplo de 2 MHz	57/50
Múltiplo de 2,75 MHz	316/275
Demais casos	8/7

Pode-se substituir F_s na expressão 5.2, obtendo a expressão 5.4, que permite o cálculo direto do tempo de duração de um símbolo OFDM, considerando-se o número de subportadoras (N_{FFT}), a largura de banda disponível (B_w) e o fator de amostragem (n) (BOTH et. al., 2008).

$$T_b = \frac{N_{FFT}}{\left\lfloor \frac{B_w \cdot n}{8000} \right\rfloor \cdot 8000} \quad (5.4)$$

O outro intervalo que compõe um símbolo OFDM é o tempo de guarda (T_g), o qual é responsável por fornecer o sincronismo dos símbolos OFDM no receptor e por minimizar o efeito causado por fenômenos físicos presentes em canais de RF, tais como: desvanecimento, atraso por multipercurso e interferência entre símbolos OFDM adjacentes. O intervalo de guarda é composto pela cópia cíclica da porção final do símbolo, originando um prefixo cíclico, ou *Cyclic Prefix*, conforme apresentado na Figura 5.1. O tamanho (G) do prefixo cíclico pode variar entre 1/4, 1/8, 1/16 e 1/32, sendo sua proporção definida pelo tempo destinado à cópia cíclica em relação a duração da parte útil do símbolo (T_b). Ou seja, quando determinada BS define pela utilização do prefixo 1/4, isso indica que 20% do tempo de símbolo será reservado como intervalo de guarda. A eficiência (η_{CP}) da transmissão utilizando prefixo cíclico é expressa por 5.5:

$$\eta_{CP} = \frac{T_b}{T_s} \cdot 100 \quad (5.5)$$

A Tabela 5.2 mostra a eficiência de transmissão para todas as proporções de prefixo cíclico suportadas pelo padrão IEEE 802.16.

A duração efetiva do prefixo cíclico é calculada considerando a proporção de informações redundantes empregada e o tempo de transmissão efetiva, como pode ser visto na expressão 5.6.

$$T_g = G \cdot T_b \therefore G = \frac{T_g}{T_b} \quad (5.6)$$

Tabela 5.2: Eficiência de transmissão considerando o prefixo cíclico

Proporção	Eficiência
1/4	80% do símbolo OFDM é utilizado para transmissão de dados
1/8	88,89% do símbolo OFDM é utilizado para transmissão de dados
1/16	94,12% do símbolo OFDM é utilizado para transmissão de dados
1/32	97,15% do símbolo OFDM é utilizado para transmissão de dados

Tendo como base as informações apresentadas acima, é possível obter a quantidade de símbolos (S_{OFDM}) OFDM transmitidos em um quadro MAC, através da expressão 5.7:

$$S_{OFDM} = \frac{T_f}{T_s} \quad (5.7)$$

Na expressão acima, T_f é a duração do quadro MAC quando transmitido através de um canal de RF multiplexado utilizando a técnica OFDM e T_s corresponde ao tempo total de um símbolo OFDM. As durações de quadro suportadas pela tecnologia são apresentadas na Tabela 5.2 (IEEE, 2005).

Tabela 5.3: Durações do quadro MAC para transmissões OFDM

Código	Duração do Quadro (T_f) [ms]	Quadros MAC por segundo
0	2,5	400
1	4	250
2	5	100
3	8	125
4	10	100
5	12,5	80
6	20	50

Pode-se calcular também a quantidade de bits que são transmitidos em um quadro, valor este que varia de acordo com a largura de banda disponível (B_w), o número total de subportadoras OFDM (N_{FFT}), a quantidade destas que são utilizadas na transmissão de símbolos ($N_{utilizadas}$), a proporção do prefixo cíclico (G), a taxa de codificação de canal empregada (C) e a quantidade de bits associados a cada símbolo de modulação (b_{simb}), conforme apresentado na Tabela 4.3. A vazão total da rede é dada pela expressão 5.8 (NUAYMI; NOUN, 2006).

$$V = \left\lfloor \frac{B_w \cdot n}{8000} \right\rfloor \cdot 8000 \cdot \frac{N_{utilizadas}}{N_{FFT}} \cdot \frac{1}{1+G} \cdot C \cdot b_{simb} \quad (5.8)$$

A partir da vazão (V), e da duração do quadro MAC (T_f), pode-se calcular a quantidade de bits de dados que serão transmitidos em um quadro OFDM ou OFDMA, pela expressão 5.9.

$$b_f = V \cdot T_f \cdot 10^{-3} \quad (5.9)$$

A quantidade de bits transmitida em cada símbolo OFDM (b_s) pode ser calculada pela expressão 5.10, na qual b_f indica a quantidade de bits por quadro, enquanto S_{OFDM} representa o número de símbolos OFDM transmitidos em cada quadro.

$$b_s = \frac{b_f}{S_{OFDM}} \quad (5.10)$$

Para as simulações a fim de obter-se o desempenho dos codificadores IEEE 802.16 baseadas em multiplexação OFDM, foram escolhidas as codificações RS(40, 36, 2), RS(120, 108, 6) e RS(64, 48, 8). Em todos os casos, aplicou-se as codificações convolucionais compatíveis com a codificação RS. No caso de simulações de sistemas móveis, optou-se por codificar os bits a serem transmitidos apenas através de codificadores convolucionais, tendo em vista esta ser a recomendação do padrão IEEE 802.16.

No que diz respeito ao tamanho dos quadros, escolheu-se o valor de duração igual a 10ms, por ser o valor médio dentre os suportados. As simulações foram realizadas para transmissões *downlink*, cuja duração foi definida como 50% do tamanho do quadro, ou seja, 5 ms. A largura de banda escolhida para as simulações é de 3,5 MHz.

Os parâmetros básicos de simulação foram selecionados com a finalidade de refletir configurações utilizadas em sistemas realísticos e são apresentados na Tabela 5.3. Em todos os casos, considera-se intervalos de confiança de 95%.

Tabela 5.4: Parâmetros de simulação

Parâmetro	Redes Móveis	Redes Nomádicas
Técnica de multiplexação	OFDMA	OFDM
Modo de transmissão	Downlink	
Largura de banda	3,5MHz	
Total de subportadoras	1024	256
Subportadoras utilizadas para dados	840	192
Tamanho do subquadro DL	5ms	
Tempo de símbolo útil	256 μ s	
Duração do CP	64 μ s (1/4)	
Duração do símbolo OFDM	320 μ s	
Símbolos OFDM por quadro	15	
Intervalo de confiança	95%	

No que diz respeito as probabilidades de transição associadas à cadeia de Markov que descreve o comportamento do canal, foram selecionados valores já citados no Capítulo 3. Portanto, considerando-se que, nas simulações realizadas, a duração do subquadro DL é de 5ms, obtém-se que o tempo de permanência no estado Ruim (T_R) é igual a 0,6ms, ou seja, 12,5% da duração do subquadro. Em conseqüência, a duração do estado Bom (T_B) é igual a 4,4ms, portanto, 87,5% da duração total do subquadro DL. Por fim, considera-se variações na severidade dos erros, quem pode ser obtidas através de alterações nas probabilidades de erro associadas aos estados Bom e Ruim.

5.2 Avaliação de Desempenho

Nesta seção é realizada a avaliação de desempenho do mecanismo de codificação de canal implementado em redes IEEE 802.16. Na Subseção 5.2.1 é avaliada a capacidade de controle de erros adicionada pelas técnicas FEC, bem como o impacto causado pelos fenômenos físicos que afetam o canal de RF considerando-se canais afetados tanto por erros em rajada, modelados pelo injetor de erros proposto, quanto por erros aleatórios. Em seguida, na Subseção 5.2.2, é apresentada avaliação de desempenho das técnicas de diversidade temporal em cada um dos modelos de erros, levando-se em conta variações nos parâmetros de diversidade temporal. Por fim, na 5.2.3, é adotada uma abordagem teórica, considerando a capacidade de transmissão máxima de sistemas nomádicos e móveis. Além disso, é estudado o impacto causado pelo *overhead* inserido pelo mecanismo AMC sobre as transmissões em redes nomádicas.

5.2.1 Análise de Desempenho dos Codificadores FEC

O primeiro fator analisado com respeito ao desempenho dos codificadores FEC é sua capacidade de correção de erros em ambientes afetados por erros em rajada, em comparação com seu comportamento em cenários cuja distribuição dos erros é dada através de AWGN. Sendo assim, torna-se possível analisar o impacto causado por erros em rajada sobre transmissões sem fio baseadas no padrão IEEE 802.16. A análise apresentada é baseada no gráfico da Figura 5.2, que mostra resultados referentes ao comportamento das técnicas FEC para os dois tipos de erros considerando taxas de erro injetadas variáveis entre 10^{-4} e 10^{-2} . Neste caso, selecionou-se as taxas de codificação FEC mais robustas, com o objetivo de analisar o comportamento do sistema em situação nas quais as condições de propagação do canal de RF são adversas. Sendo assim, os resultados apresentados foram obtidos através do emprego da configuração AMC QPSK 1/2.

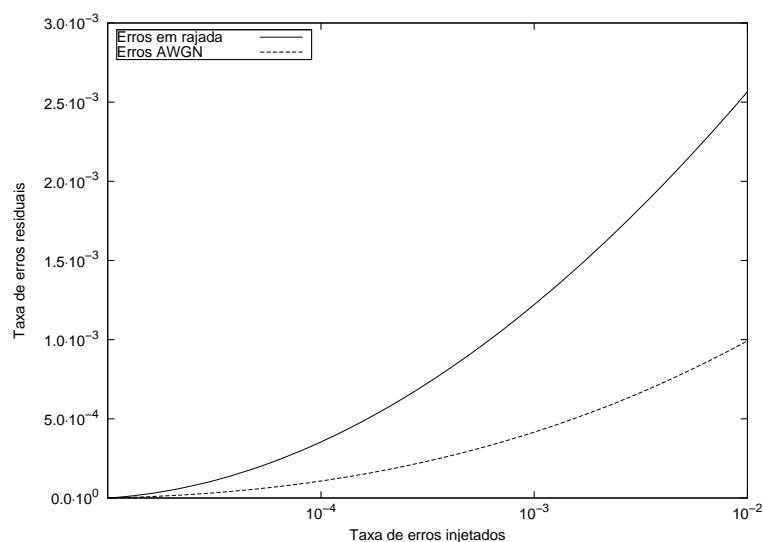


Figura 5.2: Impacto dos erros AWGN e em rajada

Os resultados mostram que em cenários afetados por erros em rajada na ordem de 10^{-4} observa-se uma taxa de erros residual próxima a 4.10^{-4} . Por outro lado, ao simular a injeção de erros AWGN no mesmo ambiente, percebe-se uma redução no erro residual para valores próximos a zero. Ao analisar a resposta das técnicas FEC em situações nas

quais as taxas de erros injetados variam entre 10^{-3} e 10^{-2} - valores tipicamente encontrados em sistemas sem fio -, percebe-se um aumento no impacto dos erros em rajada, passando a ser em torno de 61% mais prejudiciais à transmissão do que os erros AWGN, considerando-se um taxa de erros injetados na ordem de 10^{-2} .

Os resultados apresentados mostram que modelar canais de RF de acordo com erros AWGN não é uma abordagem realística no que diz respeito às redes IEEE 802.16. O comportamento mais prejudicial a transmissão por parte dos erros em rajada é explicado pelo fato de que os erros neste caso estão concentrados em parcelas dos dados transmitidos, ou seja, afetam fortemente alguns blocos FEC, enquanto não afetam outros, o que dificulta muito o processo de controle de erros, visto que as técnicas FEC possuem limitação de correção em cada bloco. Por outro lado, seqüências de erros AWGN tendem a ser distribuídas uniformemente através dos blocos FEC, o que facilita a correção. Sendo assim, as seqüências de erros AWGN podem ser consideradas abordagem otimistas para canais de RF, uma vez que não correspondem à realidade do canal.

Outro fator considerado na análise proposta neste trabalho é a duração dos erros em rajada em canais de RF. Pode-se perceber que esta duração é variável de acordo com as condições de propagação do canal, isto é, deve-se levar em consideração o fato de que as características de determinado canal variam com o passar do tempo, de acordo com condições naturais e com o surgimento de obstáculos que geram ruídos e interferências no meio de transmissão. Sendo assim, a Figura 5.3 mostra o comportamento do mecanismo de codificação de canal em situação em que a duração normalizada do estado Ruim da cadeia de Markov, que descreve o comportamento do canal, varia entre 0 e 0.5. Neste caso, considera-se que a taxa de erros injetada é compatível com o valor comumente observado em canais de RF, ou seja, 10^{-3} (STALLINGS, 2004).

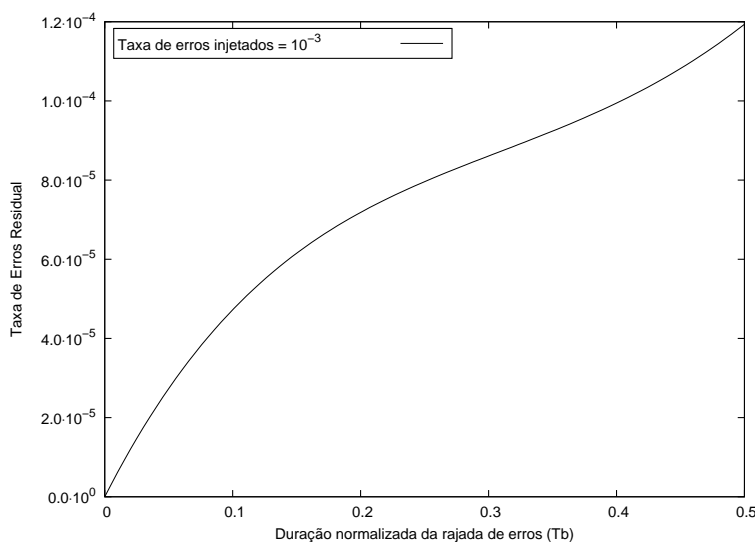


Figura 5.3: Impacto da variação na duração da rajada

Analisando-se o gráfico, percebe-se que as taxas de erro residual variam entre 10^{-5} e 10^{-4} . Isso indica, em termos quantitativos, que se aumentando cinco vezes a duração da rajada de erros, tem-se um aumento no erro residual em um fator de 10, o que demonstra que não há uma relação diretamente proporcional entre a duração da rajada de erros e o erro residual.

Com a finalidade de avaliar o desempenho dos codificadores FEC, o gráfico apresen-

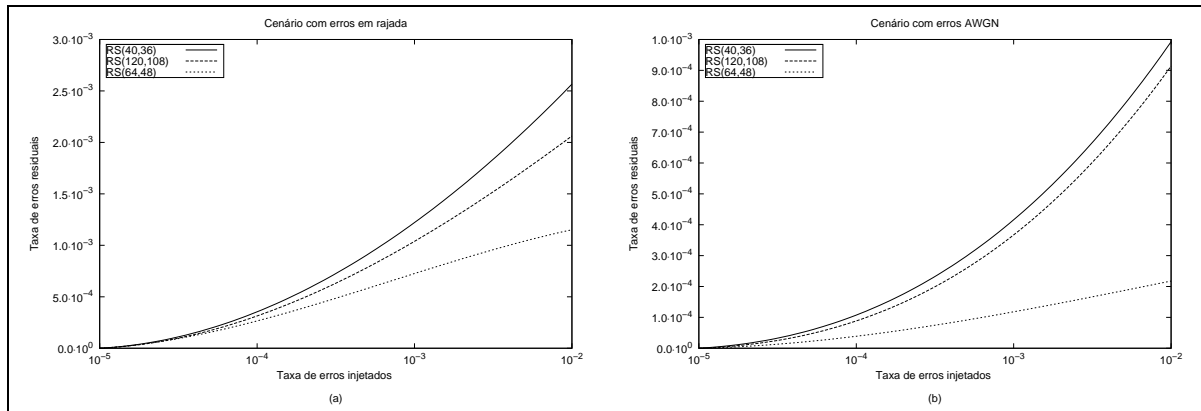


Figura 5.4: Comportamento das técnicas FEC

tado na Figura 5.4 ilustra o comportamento de três configurações AMC. As configurações AMC foram escolhidas a fim de avaliar três níveis distintos de robustez do sistema, o que representa diversas condições de propagação do canal de RF. Neste cenário, as simulações são conduzidas considerando canais multiplexados de acordo com OFDM e afetados por erros em rajada (a) e AWGN (b).

Na Figura 5.4 (a), pode-se observar o desempenho das técnicas FEC, considerando a aplicação tanto de codificação RS, quanto CC, sem considerar entrelaçamento dos bits, em um ambiente onde os erros são injetados com distribuição em rajada. Analisando-se o gráfico, é possível inferir que a diferença de desempenho entre o melhor caso, que refere-se à codificação RS(64,48,8), a qual possui capacidade de correção de 8 bytes, e o pior caso, RS(40,36,2), que pode corrigir até 2 bytes de erros em um bloco, é de cerca de 56%, para uma taxa de erros injetados de 10^{-2} . Com isso, percebe-se o ganho conseguido pelas diversas configurações do codificador RS, uma vez que neste cenário, o codificador convolucional foi mantido constante na taxa 1/2.

Por outro lado, na Figura 5.4 (b), observa-se o ganho obtido pelas codificações RS e CC, em um cenário com ocorrência de erros do tipo AWGN. Pode-se observar com a análise do gráfico em questão um desempenho superior em relação àquele observado em cenários com erros em rajada. Em termos quantitativos, percebe-se que para uma taxa de erros injetados na ordem de 10^{-2} o codificador mais robusto foi capaz de corrigir cerca de 91% mais erros do que o menos robusto. Este comportamento deve-se à natureza da distribuição de cada tipo de erro analisado, conforme explanado anteriormente.

O último aspecto observado é o comportamento do mecanismo de codificação de canal, com principal foco nos codificadores FEC empregados, além de discutir os avanços observados entre a tecnologia IEEE 802.16. Cabe salientar que, no caso das redes móveis, o aspecto de *handoff* não foi considerado nas simulações executadas neste trabalho.

Em sistemas nomádicos, o mecanismo FEC é implementado através da concatenação de uma codificação RS e um CC cuja taxa seja compatível com a saída do bloco RS. Por outro lado, em sistemas móveis, a codificação FEC é composta apenas por um CC. O gráfico apresentado na Figura 5.5 mostra que redes nomádicas possuem melhor capacidade de correção de erros, se comparadas com sistemas móveis. Em termos quantitativos, sistemas nomádicos são capazes de corrigir, em média, aproximadamente 66% mais erros do que redes móveis. Entretanto, ao implementar-se a concatenação de codificadores, demanda-se uma quantidade elevada de processamento, o que geralmente não está disponível em dispositivos móveis, tendo em vista que estes normalmente são limitados em

questões de poder de processamento e armazenamento, além de necessitarem considerar o consumo de energia, uma vez que é outro recurso limitado no contexto de dispositivos móveis.

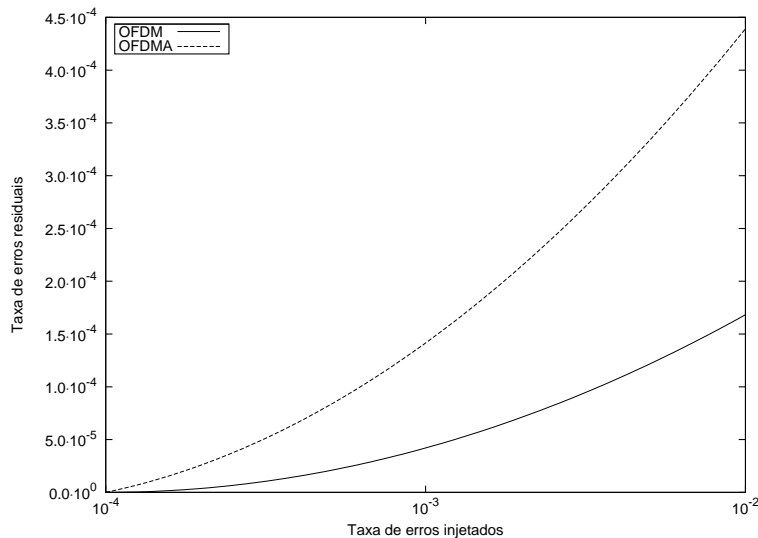


Figura 5.5: Impacto do uso de diversas configurações FEC

5.2.2 Análise de Desempenho das Técnicas de Entrelaçamento

Técnicas de entrelaçamento são aplicadas a fim de espalhar os bits entre diferentes blocos FEC. Sendo assim, quando os blocos originais são reconstruídos pelo receptor das informações, os erros em rajada causados durante a transmissão através do canal de RF são distribuídos em múltiplos blocos FEC (SHI et al., 2004). Esta manipulação é baseada na utilização de uma matriz, na qual o número de linhas e de colunas representam a diversidade temporal adicionada à transmissão.

Com o objetivo de avaliar a efetividade da utilização de mecanismos de entrelaçamento são realizadas simulações da aplicação da técnica. A escolha dos parâmetros de simulação leva em conta a quantidade de linhas e de colunas utilizadas pelo entrelaçador, bem como a configuração de modulação e codificação adaptativa utilizada. Sendo assim, escolheu-se utilizar a configuração AMC 64-QAM 3/4, em conjunto com o número de colunas da matriz de entrelaçamento recomendado pelo padrão IEEE 802.16, ou seja, 1152. O número de linhas é variado a fim de verificar-se a variação apresentada pelo comportamento do sistema com o emprego de diferentes distâncias relativas à diversidade temporal.

Analisando-se a Figura 5.6 (a), percebe-se que as técnicas de entrelaçamento não possuem efeitos significativos quando aplicadas em canais afetados por erros AWGN. Este comportamento explica-se pelo fato de que a distribuição dos erros AWGN é aleatória, ou seja, a tendência é de que os erros sejam distribuídos no tempo. Sendo assim, aplicar técnicas de entrelaçamento geralmente irá apenas deslocar os erros entre blocos FEC, no entanto, este deslocamento não afetará a distribuição dos mesmos, exigindo, portanto, o mesmo trabalho para correção de erros do que em situações onde não haja aplicação de técnicas de diversidade temporal.

Por outro lado, a Figura 5.6 (b) mostra que a aplicação de diversidade temporal em transmissões afetadas por erros em rajada melhora o desempenho das técnicas FEC. Em

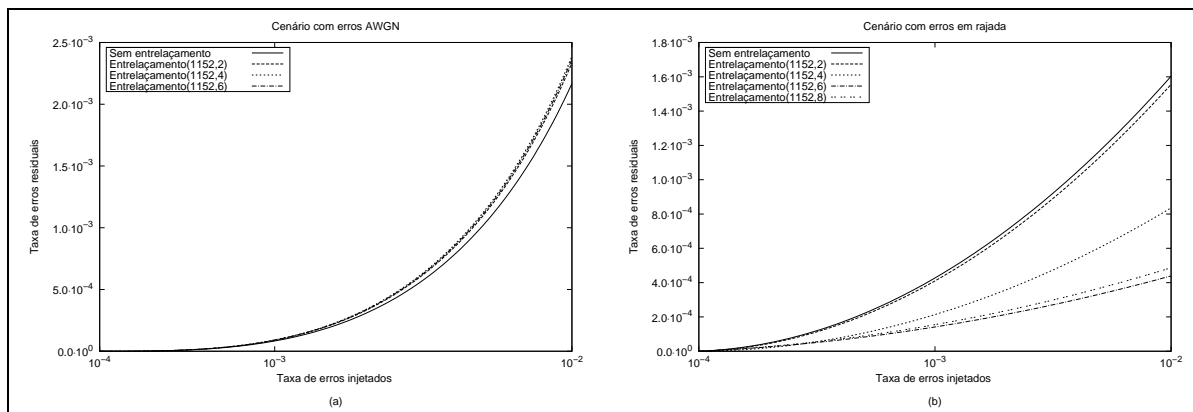


Figura 5.6: Comportamento das técnicas de diversidade temporal

termos quantitativos, considerando-se uma matriz de entrelaçamento cujo tamanho seja (1152,6) (como pode ser visto no gráfico), provê um aumento na capacidade de correção de erros de aproximadamente 75%. Este valor é obtido ao analisar uma taxa de erros injetados na ordem de 10^{-2} , em comparação com situações em que não haja adição de diversidade temporal. Outro comportamento que pode ser observado ao analisar o gráfico é que a utilização de entrelaçamento através de uma matriz de 1152 colunas e 2 linhas não apresenta impacto significativo no cenário em questão. Isso ocorre porque ao utilizar duas linhas, tem-se a adição de diversidade temporal relativamente pequena, o que faz com que o espalhamento temporal não seja suficiente para prover melhorias na correção de erros. Neste caso, a tendência é de que grande quantidade dos erros espalhados continue próxima, logo, permaneça dentro do mesmo bloco FEC, não afetando, portanto a capacidade de correção por parte dos codificadores.

Outro fator levado em consideração durante a avaliação do mecanismo de diversidade temporal foi a utilização de maiores distâncias na diversidade temporal do que as recomendadas pelo padrão IEEE 802.16, que são 2, 4 e 6 linhas. Para tanto, simulou-se situação na qual foi empregada uma matriz de diversidade temporal com tamanho (1152,8). Nesse casos, não foram observados ganhos significativos se comparados com as taxas de erro residual obtidas com a matriz (1152,6). É importante salientar que a utilização de maiores distâncias demanda maior quantidade de processamento para realizar a operação, portanto, geralmente não é vantajoso utilizar distâncias maiores que as padronizadas, uma vez que o pequeno ganho observado normalmente não irá justificar o aumento na demanda de processamento.

5.2.3 Análise da Vazão e do *Overhead*

Nesta seção será apresentada análise do desempenho de redes IEEE 802.16 tanto em cenários nomádicos, quanto móveis, sob dois focos principais: vazão teórica dos sistemas e *overhead* inserido pelo mecanismo de controle de erros implementado através de técnicas FEC.

O primeiro aspecto analisado é a vazão teórica obtida em redes IEEE 802.16. Neste caso, são consideradas variações na largura de banda e nas condições de propagação do canal de RF, expressadas através de alterações na configuração AMC empregada. Para tanto, obteve-se resultados analiticamente, através da aplicação da expressão 5.8. O gráfico apresentado na Figura 5.7 mostra o comportamento da vazão em sistemas baseados

em multiplexação OFDM com variações na largura de banda entre 3.5 MHz e 28 MHz. Além disso, são consideradas as sete configurações AMC sugeridas pelo padrão IEEE 802.16 para sistemas OFDM.

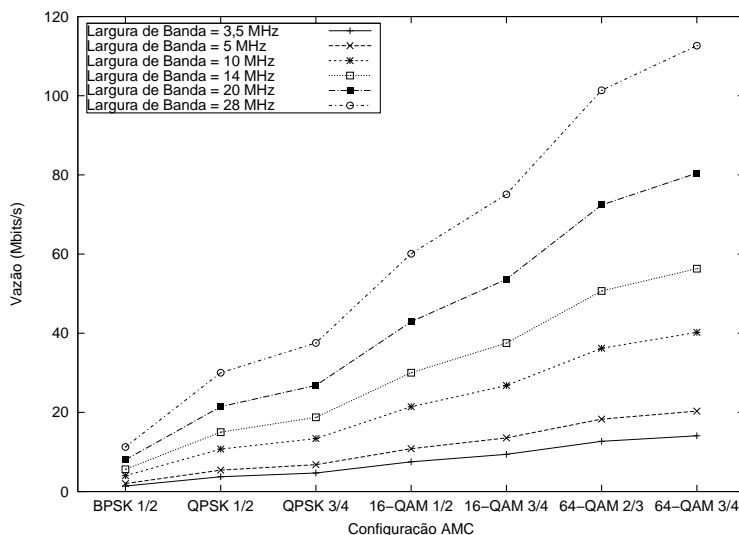


Figura 5.7: Vazão em relação à largura de banda do canal

Os resultados mostram que com o aumento da largura de banda disponível, a vazão máxima da rede pode aumentar em cerca de 87%, isso é, de aproximadamente 14,11 Mbit/s em transmissões cuja largura de banda é 3,5 MHz para 112,63 Mbit/s no caso de 28 MHz. Estes valores são obtidos quando a configuração AMC empregada é a menos robusta, ou seja, 64 QAM - 3/4. Já no que diz respeito ao impacto do mecanismo AMC, se for observado o comportamento da curva no canal de 28 MHz, percebe-se que com a aplicação da configuração AMC menos robusta, há um ganho em termos de vazão que chega até 90%, comparando-se com a mais robusta (isso é, BPSK - 1/2). Sendo assim, fica clara a existência de um relação inversamente proporcional entre a capacidade de correção de erros, a qual será definida de acordo com as condições de propagação do canal de RF e a vazão obtida.

O gráfico da Figura 5.8 tem como objetivo realizar um comparativo entre a vazão observada em sistemas nomádicos em relação a sistemas móveis. Na figura em questão, são apresentadas duas faixas de valores, que representam o menor e o maior valor encontrados para vazão em sistemas nomádicos (linhas escuras) e móveis (região hachurada). Os valores máximo e mínimo são obtidos através de variações na robustez oferecida pelas configurações AMC disponíveis, isto é, utilizando, respectivamente, a configuração mais e menos robusta para cada tecnologia de multiplexação. Os valores intermediários, por sua vez, são calculados a partir da variação nas configurações de modulação e codificação adaptativa suportadas.

Em termos quantitativos, ao analisar-se o comportamento das redes nomádicas, é observada uma variação no valor da vazão entre 11,26 Mbit/s e 112,63 Mbit/s em canais cujas condições de propagação permitam a utilização de configuração AMC menos robusta e nos quais a largura de banda disponível seja igual a 28 MHz. No mesmo cenário, os valores de vazão calculados para redes móveis variam na faixa entre 21,76 Mbit/s e 116,05 Mbit/s. Analisando-se este comportamento, pode-se concluir que as redes móveis aumentam a capacidade de vazão do canal em cerca de 48% em condições desfavorá-

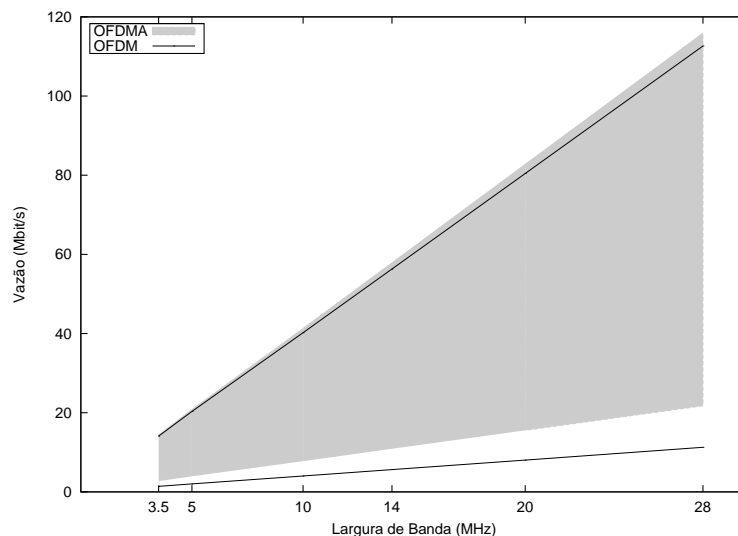


Figura 5.8: Vazão em sistemas nomádicos e móveis

veis de propagação, ou seja, quando é necessário o emprego de técnicas de codificação e modulação mais robustas.

Os ganhos obtidos pelas redes móveis devem-se a basicamente duas inovações. A primeira é a utilização de OFDMA como técnica de multiplexação do canal, o que permite o uso de maior quantidade de subportadoras, as quais podem ser designadas para usuários específicos, aumentando assim a capacidade de transmissão no canal de RF, se comparado com a técnica OFDM, empregada por redes nomádicas. O segundo aspecto que influencia no fato da vazão em redes móveis ser superior é a substituição do mecanismo FEC, que em redes nomádicas é composto pela concatenação de codificadores RS e CC por um mecanismo FEC baseado apenas em CC. Com isso, a quantidade de informações redundantes é menor em sistemas móveis, o que permite a transmissão de maior quantidade de dados úteis.

O impacto exercido sobre a vazão total do sistema pela utilização de diferentes configuração de prefixo cíclico em sistemas baseados no emprego de multiplexação de canal OFDM é ilustrado pelo gráfico mostrado na Figura 5.9. Para a análise em questão, obteve-se resultados analíticos considerando-se as quatro configurações de prefixo cíclico definidas pelo padrão IEEE 802.16. Para fins de caracterizar-se a transmissão física dos dados, utilizou-se como parâmetro de cálculo canais com 3,5 MHz de largura de banda e configuração AMC 64-QAM 3/4.

Os resultados obtidos apontam para um ganho em termos de vazão na ordem de 17,5% ao empregar-se o menor prefixo cíclico, se comparar-se com o maior. A menor configuração, 1/32, compromete cerca de 3% do símbolo OFDM para o prefixo cíclico, ao passo que a maior (1/4) repete 25% dos símbolo. Embora haja uma considerável redução nas informações redundantes, deve ser levado em conta que o emprego de prefixos cíclicos menores é dependente das condições de propagação do canal, uma vez que à medida que é reduzida a redundância, aumenta-se a probabilidade de interferência entre símbolos OFDM adjacentes. Sendo assim, se a relação sinal/ruído do canal de RF for muito reduzida, não é recomendável o emprego de prefixos cíclicos pequenos.

A seguir, será analisado o impacto causado pelo *overhead* inserido pelo mecanismo AMC. É importante salientar que na abordagem em questão trata-se somente o *overhead*

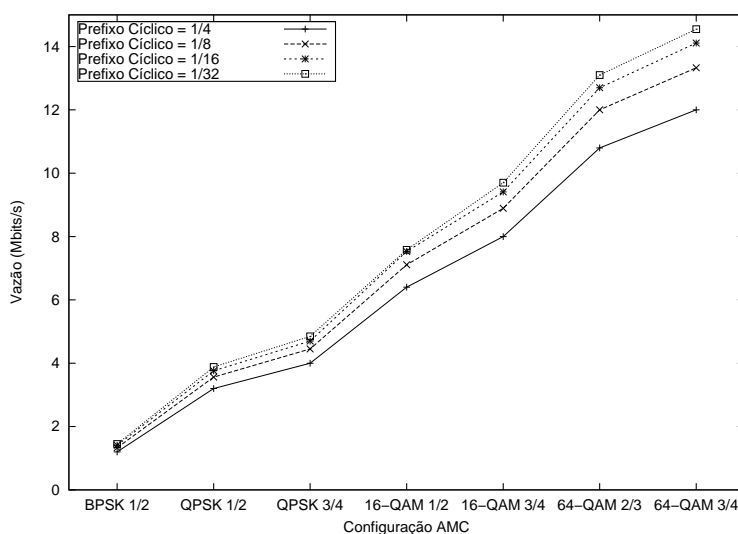


Figura 5.9: Vazão em relação à variação do prefixo cíclico

físico e desconsidera-se o inserido por cabeçalhos de controle a nível MAC, tendo em vista que estes são encapsulados na área de dados do quadro transmitido através da interface física. Para tornar possível a análise proposta, é necessário calcular a quantidade de bits de dados e redundantes transmitidos em cada configuração AMC. Sendo assim, a Tabela 5.4 relaciona cada um dos sete mecanismos AMC propostos para utilização em sistemas OFDM com a área de dados e o respectivo *overhead* adicionado pelo mecanismo de controle de erros baseado na aplicação de técnicas FEC. A configuração AMC é representada na tabela em questão pelo esquema de modulação empregado, bem como pela sua taxa de codificação total.

Tabela 5.5: Quantidade de bits por quadro OFDM em relação ao AMC

Configuração AMC	RS (n, k, t)	CC	Área de Dados	Overhead	Total
BPSK 1/2	Não aplicado	1/2	5376	5376	10752
QPSK 1/2	(32,24,4)	2/3	10720	10720	21504
QPSK 3/4	(40,36,2)	5/6	17920	3584	21504
16-QAM 1/2	(64,48,8)	2/3	28672	14336	43008
16-QAM 3/4	(80,72,4)	5/6	35840	7168	43008
64-QAM 2/3	(108,96,6)	3/4	48384	16128	64512
64-QAM 3/4	(120,108,8)	5/6	53760	10752	64512

O gráfico mostrado na Figura 5.10 ilustra o referido comportamento, o qual evidencia os principais motivos pelos quais a vazão é reduzida à medida em que se emprega configurações AMC mais robustas. Primeiramente, a quantidade de informações transmitidas varia de acordo com o esquema de modulação, portanto, quanto menos robusta a configuração, maior será a quantidade de bits suportada. Além disso, a proporção de informações redundantes tipicamente é reduzida quando aplica-se configurações menos robustas, uma vez que tal abordagem indica que as condições de propagação do canal de RF são favoráveis. Sendo assim, no pior caso, a taxa de *overhead* chega a 50%, sendo reduzida para

25% no melhor caso. Tomando-se como base a configuração menos robusta, ao analisar somente a quantidade de dados transmitidas, há uma evolução de dez vezes, ou seja, de cerca de 5,3 Kbits para aproximadamente 53 Kbits de área de dados por quadro.

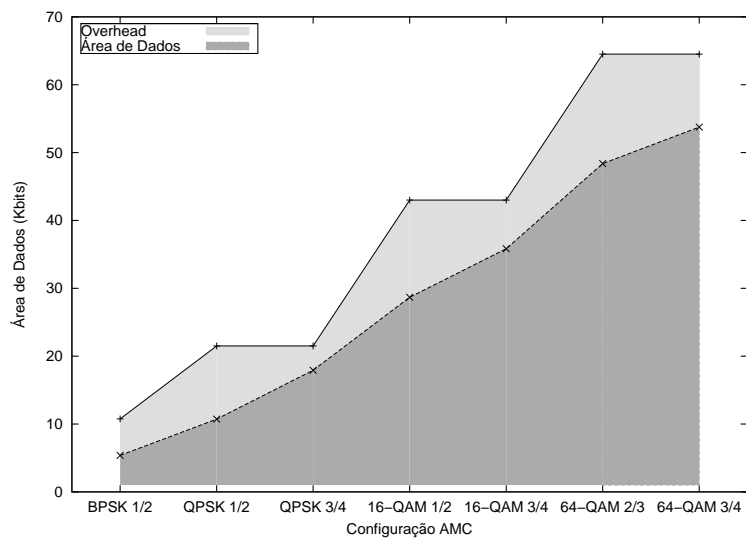


Figura 5.10: *Overhead* inserido pelo mecanismo AMC e dados transmitidos

6 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho foi proposto um injetor de erros baseado no modelo Gilbert-Elliot, onde o comportamento do canal de RF foi modelado por uma cadeia de Markov composta por dois estados. No modelo proposto, um desses estados é afetado por erros aleatórios do tipo AWGN e outro por erros em rajada. A probabilidade de erro associada a cada estado é definida de acordo com medições experimentais do comportamento dos erros nos canais de RF encontradas na literatura. O injetor de erros proposto neste trabalho pode ser considerado um modelo híbrido, uma vez que permite a geração de seqüências de erros que simulam tanto a ocorrência de erros em rajada quanto aleatórios no canal de RF.

Com base no injetor de erros proposto, foi realizada uma análise de desempenho do mecanismo de codificação de canal do padrão IEEE 802.16, com foco principal na avaliação das técnicas de codificação FEC aplicadas. Os resultados obtidos foram utilizados para analisar aspectos como: capacidade de correção das técnicas FEC, desempenho do mecanismo de adição de diversidade temporal (*interleaving*) e o impacto dos erros em rajada comparando-se com a ocorrência de erros aleatórios. Além disso, estudou-se as diferenças entre as redes móveis e fixas baseadas no padrão IEEE 802.16, com foco principal nas alterações dos mecanismos FEC e na vazão teórica obtida em cada cenário.

Outro aspecto discutido neste trabalho foi o impacto causado por erros sobre os codificadores FEC em transmissões em canais de RF. Nesse caso, comparou-se os resultados obtidos pelo modelo proposto, com erros do tipo AWGN. Os resultados mostram que a modelagem de erros em rajada representa com maior fidelidade o comportamento real dos canais de RF, especialmente em cenários móveis, visto que neste caso, há maior probabilidade de ocorrência de fenômenos físicos e obstáculos que podem interferir na transmissão. Em termos numéricos, a modelagem de erros em rajada gera até 61% mais erros residuais do que o ruído AWGN. Pode-se concluir que o modelo apresentado neste trabalho se difere das pesquisas atuais na área de análise de desempenho de codificadores FEC, uma vez que as mesmas são focadas unicamente na utilização de modelos baseados em erros aleatórios.

Aspecto importante, também abordado por este trabalho, é a análise da técnica de diversidade temporal empregada pelo padrão IEEE 802.16. A adição de diversidade temporal é baseada na utilização de entrelaçamento dos bits. A análise, neste caso, considera também a ocorrência de erros em rajada, em comparação com canais afetados por erros aleatórios. Analisando os resultados pode-se concluir que avaliar o desempenho das técnicas de entrelaçamento sobre canais afetados por erros aleatórios não é uma boa abordagem. Isso justifica-se porque, nesse caso, os erros tendem a ser uniformemente distribuídos, o que torna a técnica ineficiente. Considerando o intervalo de confiança ao analisar os resultados, percebe-se que a aplicação da técnicas de entrelaçamento em

canais de RF afetados por erros aleatórios não provoca diferenças significativas no comportamento do canal. Por outro lado, quando simula-se a ocorrência de erros em rajada, o impacto causado pelo entrelaçamento dos bits é evidenciado, uma vez que a adição de diversidade temporal, neste cenário, aumenta a capacidade de correção dos codificadores FEC em cerca de 75%.

Por fim, foi analisada a vazão média das redes baseadas no padrão IEEE 802.16 nomádicas e móveis. Em termos de vazão, os ganhos apresentados pelas redes móveis podem chegar a cerca de 48%, em condições de propagação desfavoráveis, ou seja, quando o canal de RF está suscetível a ocorrência de uma grande quantidade de erros. Esse comportamento é observado devido ao emprego da técnica de multiplexação OFDMA em ambientes móveis. Essa técnica permite uma melhor distribuição dos recursos da rede, principalmente no que diz respeito à divisão da utilização da largura de banda, já que permite acesso múltiplo ao canal de RF, através da alocação de um grupo de subportadoras para determinado usuário.

Analisando os resultados obtidos, principalmente no que diz respeito ao desempenho dos codificadores FEC, percebe-se que a proposta de um injetor de erros capaz de gerar erros em rajada e aleatórios é importante para possibilitar simulações do comportamento de canais de RF. O modelo proposto permite a simulação do comportamento realístico dos canais de RF, já que utiliza os dois modelos de erros, bem como parametrizações baseadas em medições experimentais. O comportamento observado nos resultados é bastante próximo da realidade. O fato de que é simulada a ocorrência de erros aleatórios e em rajada diferencia esta proposta de grande parte das pesquisas sobre comportamento de canais de RF, as quais geralmente modelam as seqüências de erros de acordo com ruídos AWGN.

No que diz respeito a trabalhos futuros, pretende-se criar um modelo genérico que permita a associação de probabilidades de erros variáveis a cada estado da cadeia de Markov que descreve o comportamento do canal. Com isso, será possível obter um resultado ainda mais próximo da realidade, em cenários onde a mobilidade está presente, uma vez que nestes casos, as condições de propagação do canal de RF tendem a variar com o tempo. Outra possível abordagem para, tratar a mobilidade de maneira mais precisa, é aumentar a quantidade de estados da cadeia de Markov, afim de poder considerar a memória do canal nas análises. Entretanto, neste caso existe o problema do aumento do poder de processamento necessário para realização das simulações.

Além disso, futuras investigações podem envolver a extensão da metodologia de simulação apresentada, para simular outros aspectos de redes IEEE 802.16 fixas e móveis. Uma possível abordagem é considerar informações sobre as condições de propagação dos canais de RF para propor uma arquitetura que forneça garantias de QoS. Essa informação pode ser usada para adaptar a codificação FEC e as taxas de modulação com objetivo de permitir uma utilização otimizada dos recursos de rede, resultando em uma melhor utilização da capacidade dos canais de RF. Essa abordagem está sendo trabalhada no grupo de pesquisa em redes de computadores da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, através de pesquisas voltadas à camada MAC da tecnologia em questão, visando a integração com os resultados obtidos nesta dissertação. A partir disso, será proposta uma arquitetura de escalonamento e um mecanismo de controle de admissão de conexões (*Call Admission Control* - CAC) que considerarão as variações temporais que ocorrem nas condições de propagação dos canais de RF.

Outros trabalhos futuros podem envolver a implementação e avaliação de desempenho de codificadores FEC cuja implementação não é obrigatória de acordo com os padrões da

família IEEE 802.16. Neste sentido, é interessante estudar o desempenho, em termos de capacidade de correção de erros e poder de processamento exigido para a operação de codificação e decodificação, de codificadores FEC apontados como tendências para o futuro, como é o caso de *Convolutional Turbo Codes* (CTC) e *Low Density Parity Check Codes* (LDPC). Por fim, a proposta de um gerador de seqüências de erros apresentada neste trabalho pode ser empregada em pesquisas futuras que envolvam ambientes onde seja importante considerar as condições de propagação do canal de RF, como ocorre na integração de redes heterogêneas, baseadas no padrão IEEE 802.21. Além disso, sugere-se a utilização do injetor de erros em estudos voltados a um melhor aproveitamento do espectro de frequências utilizado para transmissão, conforme a proposta de padronização IEEE 802.22.

REFERÊNCIAS

ACHIBA, R.; MORTAZAVI, M.; FIZELL, W. Turbo Codes Performance and Design Trade-offs. In: IEEE MILITARY COMMUNICATIONS CONFERENCE, 2000, Los Angeles, USA. **Proceedings...** [S.l]: IEEE, 2000. p.174–180.

ADDE, P.; PYNDIAH, R. Recent simplifications and improvements in block turbo codes. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM TURBO CODES, 2., 2000, Brest, France. **Proceedings...** [S.l]: IEEE, 2000. p.133–136.

ARGON, C.; MCLAUGHLIN, S. W. An Efficient Chase Decoder for Turbo Product Codes. **IEEE Transactions on Communications**, [S.l]: IEEE, v.52, n.6, p.896–898, June 2004.

BERROU, C.; GLAVIEUX, A.; THITIMAJSHIMA, P. Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: turbo codes. In: IEEE INTERNATIONAL COMMUNICATIONS CONFERENCE, 2003, Geneva, Switzerland. **Proceedings...** [S.l]: IEEE, 2003.

BHAGWAT, P. et al . Using channel state dependent packet scheduling to improve TCP throughput over wireless LANs. **Wireless Networks**, [S.l]: Springer, v.3, n.1, p.91–102, March 1997.

BLACKARD, K. L.; RAPPAPORT, T. S.; BOSTIAN, C. W. Measurements and Models of Radio Frequency Impulse Noise for Indoor Wireless Communications. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, [S.l]: IEEE, v.11, n.7, p.991–1001, September 1993.

BOTH, C. B. et. al. Analysis of WiMAX bandwidth allocation mechanism considering physical conditions. In: IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems, 2008, Reykjavik, Iceland. **Proceedings...** [S.l]: IEEE, 2008.

ECKHARD, D.; STEENKISTE, P. Measurement and Analysis of the Error Characteristics of an in-Building Wireless Network. In: ACM SIGCOMM CONFERENCE, 1996, Stanford University, California, USA. **Proceedings...** New York: ACM Press, 1996.

ELLIOT, E. O. Estimates of error rates for codes on burst-noise channels. **Bell Systems Technology Journal**, [S.l], n.42, September 1963.

ERCEG, V. et al. An empirically based path loss model for wireless channels in suburban environments. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, [S.l]: IEEE, v.17, n.7, p.1205–1211, July 1999.

FANTACCI, R.; SCARDI, M. Performance evaluation of preemptive polling schemes and ARQ techniques for indoor wireless networks. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, [S.l]: IEEE, v.45, n.2, p.248–257, May 1996.

FELLER, W. **An Introduction to Probability Theory and Its Applications**. 3rd. ed. New York: Wiley, 1968. 528p.

FRITCHMAN, B. A binary channel characterization using partitioned Markov chains. **IEEE Transactions on Information Theory**, [S.l]: IEEE, v.13, n.2, p.221–227, Apr. 1967.

GALLAGER, R. G. **Low-Density Parity-Check Codes**. [S.l]: MIT Press, 1963.

GARRETT, P. **The Mathematics of Coding Theory: information, compression, error correction and finite fields**. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PTR, 2004. 398p.

GHOSH, A. et al. Broadband Wireless Access with WiMAX/802.16: current performance benchmarks and future potential. **IEEE Communications Magazine**, [S.l]: IEEE, p.129–136, February 2005.

GILBERT, E. N. Capacity of a burst-noise channel. **Bell Systems Technology Journal**, [S.l], n.39, September 1960.

GREENSTEIN, L. et al. A new path-gain/delay-spread propagation model for digital cellular channels. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, [S.l]: IEEE, v.46, n.2, p.477 – 485, May 1997.

HATA, M. Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services. **IEEE Transactions on Vehicular Technologies**, [S.l]: IEEE, v.29, n.1, p.317–325, August 1980.

HIRST, S. A.; HONARY, B.; MARKARIAN, G. Fast Chase algorithm with an application in turbo decoding. **IEEE Transactions on Communications**, [S.l]: IEEE, v.49, p.1693–1699, October 2001.

HOYMANN, C. Analysis and Performance Evaluation of the OFDM-based Metropolitan Area Network IEEE 802.16. **Computer Networks**, [S.l]: IEEE, v.49, n.3, p.341–363, 2005.

IEEE. **IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks - Part 16: air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems - IEEE std. 802.16-2005**. New York, 2005.

MACKAY, D. **Information Theory, Inference, and Learning Algorithms**. 2nd. ed. Cambridge, USA: Cambridge University Press, 2003.

MORELOS-ZARAGOZA R. H. **The Art of Error Correcting Coding**. John Wiley and Sons: England, 2002. 221p.

NAKAGAMI, M. The m-Distribution, a General Formula of Intensity of Rapid fading. In: **STATISTICAL METHODS OF RADIO WAVE PROPAGATION**, 1960, Oxford, UK. **Proceedings...** Pergamon, 1960. p.3–36.

NUAYMI, L.; NOUN, Z. Enabling Large-Scale Wireless Broadband: the case for TAPs. In: ANNUAL IEEE SYMPOSIUM OF PERSONAL, INDOOR AND MOBILE RADIO COMMUNICATIONS, 17., 2006, Finland. **Proceedings...** [S.1]: IEEE, 2006.

OKUMURA, Y. et al. Field strength and its variability in UHF and VHF land-mobile radio service. **Rev. Elec. Communications Lab.**, [S.1], v.16, n.9, 1968.

PETERSON, W. W.; WELDON, E. J. **Error-Correcting Codes**. 2nd. ed. Cambridge, USA: MIT Press, 1980.

PROAKIS, J. G. **Digital Communications**. 3rd. ed. Boston, USA: McGraw-Hill, 1995. 928p.

PROAKIS, J. G.; SALEHI, M. **Communication Systems Engineering**. 2nd. ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PTR, 2002. 801p.

PYNDIAH, R. et al. Near optimum decoding of product codes. In: IEEE GLOBECOM, 1994. **Proceedings...** [S.1]: IEEE, 1994. p.339–342.

PYNDIAH, R. Near optimum decoding of product codes: block turbo codes. **IEEE Transactions on Communications**, [S.1]: IEEE, v.46, n.8, p.1003–1010, August 1998.

RAPPAPORT, T. S. **Wireless Communications: Principles and Paradigms**. 2nd. ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2001. 712p.

REED, I. S.; SOLOMON, G. Polynomial Codes over Certain Finite Fields. **Journal of Applied Mathematics**, [S.1], v.8, p.300–304, 1960.

REGEV, E. **Options and results for reducing FEC complexity in 802.16a OFDM modes**. [S.1]: IEEE, 2001.

SANDEEP, P.; CHANDAN, S.; CHATURVEDI, A. K. Evaluation of Error Probabilities in the Presence of Timing Errors and Fading. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, [S.1]: IEEE, v.6, n.2, p.473–477, 2007.

SHANNON, C. E. A mathematical theory of communication. **Bell System Technical Journal**, [S.1], v.27, p.179–423, July 1948.

SHI, Y. et al. Interleaving for combating bursts of errors. **IEEE Circuits and Systems Magazine**, [S.1]: IEEE, v.4, n.1, p.29–42, Quarter 2004.

SKLAR, B. Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems .I. Characterization. **IEEE Communications Magazine**, [S.1]: IEEE, v.35, n.7, p.90–100, July 1997.

STALLINGS, W. **Wireless Communications and Networks**. 2nd. ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2004. 576p.

STALLINGS, W. **Data and Computer Communications**. 8th. ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2006. 896p.

SUH, C.; MO, J. Resource Allocation for Multicast Services in Multicarrier Wireless Communications. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, [S.1]: IEEE, v.7, n.1, p.27–31, 2008.

SWARTS, F.; FERREIRA, H. C. Markov characterization of digital fading mobile VHF channels. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, [S.l]: IEEE, v.43, n.4, p.977–985, November 1994.

TSAI, S. Markov Characterization of the HF Channel. **Communication Technology, IEEE Transactions on**, [S.l]: IEEE, v.17, n.1, p.24–32, February 1969.

VITERBI, A. J. Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm. **IEEE Transactions on Information Theory**, [S.l]: IEEE, v.3, n.2, p.260–267, 1967.

VITERBI, A. J.; OMURA, J. K. **Principles of Digital Communication and Coding**. New York: McGraw-Hill, 1979. 560p.

WANG, C.-X.; XU, W. A New Class of Generative Models for Burst-Error Characterization in Digital Wireless Channels. **IEEE Transactions on Communications**, [S.l]: IEEE, v.55, n.3, p.453–462, March 2007.

WANG, H. S.; MOAYERI, N. Finite-state Markov channel—a useful model for radio communication channels. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, [S.l]: IEEE, v.44, n.1, p.163–171, Feb 1995.

WEIBULL, W. A Statistical Distribution Function of Wide Applicability. **Journal of Applied Mechanics**, [S.l], v.1, n.18, p.293–297, 1951.

XU, C.; LIANG, Y.; LEON, W. S. A Low Complexity Decoding Algorithm for Extended Turbo Product Codes. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, [S.l]: IEEE, v.7, n.1, p.43–47, 2008.

ZHU, W.; GARCIA-FRIAS, J. Stochastic context-free grammars and hidden Markov models for modeling of bursty channels. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, [S.l]: IEEE, v.53, n.3, p.666–676, May 2004.

APÊNDICE A ARTIGO PUBLICADO NO IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON WIRELESS COMMUNICATIONS AND SYSTEMS 2008 - ISWCS08

O artigo em questão combina trabalhos realizados no grupo de pesquisa de Redes de Computadores da UFRGS. A idéia central é analisar o *overhead* introduzido pelo mecanismo de alocação de banda do padrão IEEE 802.16, considerando canais sem fio multiplexados de acordo com a técnica OFDM. Para fins de análise, são consideradas as condições de propagação do canal que influenciam no overhead uma vez que provocarão alterações na configuração AMC utilizada. Ou seja, a conclusão que chega-se é que os codificadores FEC são um dos principais causadores do *overhead* observado. Analisa-se também o overhead causado pela transmissão de mensagens de controle exigidas pelo mecanismo de alocação de banda. Os resultados mostram a importância em considerar-se as condições de propagação do canal sem fio a fim de que a rede seja projetada de maneira precisa. Além disso, os resultados mostram a relação entre a quantidade de SSs atendidas por cada BS e as garantias de qualidade de serviço oferecidas pela rede.

- **Título:** Analysis of WiMAX bandwidth allocation mechanism considering physical conditions;
- **Autores:** Cristiano Bonato Both, Eliane Gobetti de Camargo, Rafael Kunst, Lisandro Zambenedetti Granville, Juergen Rochol
- **Local de submissão:** 5th IEEE International Symposium on Wireless Communications and Systems 2008 - ISWCS08;
- **Situação:** a ser apresentado no período compreendido entre 21 e 24 de outubro de 2008.

O texto do artigo é reproduzido a seguir ¹.

¹Houve ainda uma publicação da fase inicial deste trabalho no IEEE COLCOM 2007, cujo título é *Performance Evaluation of Burst Profiles in IEEE 802.16 Considering Variable Channel Bandwidth* e os autores são Rafael Kunst, Cristiano Bonato Both e Juergen Rochol

Analysis of WiMAX bandwidth allocation mechanism considering physical conditions

^{1,2}Cristiano Bonato Both, ¹Eliane Gobetti de Camargo, ^{1,3}Rafael Kunst,

¹Lisandro Zambenedetti Granville, ¹Juergen Rochol

¹Federal University of Rio Grande do Sul (UFRGS)

²University of Santa Cruz do Sul (UNISC)

³La Salle University (Unilasalle)

Email: {cbboth, egcamargo, rkunst, granville, juergen}@inf.ufrgs.br

Abstract—The increasing development of mobile applications has changed the traditional demands of computer networks, which must now provide ubiquitous broadband wireless communication. In this context, IEEE 802.16 standardizes the physical and medium access control layers of the technology, aiming to allow network access in both nomadic and mobile scenarios. In this work we analyze the impact caused by overhead on the bandwidth allocation mechanism of WiMAX networks. Our main focus is to evaluate the number of SSs that can be served, and the influence of adaptive modulation and coding configuration. Finally, we discuss the importance of considering physical impairments in the process of designing a broadband wireless access network.

I. INTRODUCTION

The advent of mobile devices, such as Personal Digital Assistants (PDAs), laptops, and next generation mobile phones, has changed the access profile of computer networks, creating the conditions for the development of ubiquitous applications that need to offer information anytime and anywhere. In this context, Broadband Wireless Access (BWA) networks, such as IEEE 802.16 [1], also known as WiMAX, are referred as emerging Next-Generation Networks (NGN) able to be used in both nomadic (fixed) and mobile scenarios.

WiMAX networks are susceptible to physical impairments that compromise the resources available for data transmission, leading to performance problems and low availability of network services. Physical impairments affect the propagation conditions, forcing the system to adjust the transmission robustness to consider the changes faced by the wireless channel. The adjustment process is based on Adaptive Modulation and Coding (AMC) offering a trade-off between transmission robustness and data rates. This trade-off leads to a variable quantity of data that can be sent within a transmission opportunity, consequently affecting the bandwidth allocation mechanism. This mechanism defines request and grant procedures in order to permit bandwidth reservation [2]. Request refers to the mechanism that Subscriber Stations (SSs) use to indicate to Base Station (BS) that they need uplink transmission opportunities. Bandwidth allocation mechanism is normally composed by a contention and a polling period. On the other hand, grants refer to the mechanism that allows BS to allocate bandwidth to SSs based on the requests received during the uplink period.

Recent researches have investigated the bandwidth allocation mechanism in WiMAX networks. Lin *et al.* [3] proposed a bandwidth allocation algorithm that considers AMC configuration and the urgency of each bandwidth request. Qin and Kuo [4] proposed an efficient approach to optimize the performance of uplink transmissions in IEEE 802.16e BWA networks. This approach reduces the bandwidth request delay and the control message overhead caused by the bandwidth allocation mechanism in the polling period only. Nuaymi *et al.* [5] analyze upper layers header suppression and compression processes and evaluate their effect in the specific case of Voice over IP (VoIP) transmissions. Some studies [6] [7] [8] have focused on analyzing separately the contention and polling periods without considering the overall overhead added by bandwidth allocation control messages. Thus, there are still opened questions, since issues like the impact caused by the overhead on the number of SSs that can be served by a BS using polling and contention mechanisms were not considered in past research.

Considering the aforementioned scenario, in this paper we investigate the influence caused by overhead on IEEE 802.16 networks. We consider two types of overhead in our analysis: (i) the overhead caused by control messages used for bandwidth allocation, and (ii) the overhead added by redundant informations inserted by AMC. Therefore, we analyze the overhead caused by bandwidth allocation mechanism considering (i) variations on the duration of contention and polling periods, and (ii) time-variant characteristics of the wireless channel which cause changes to AMC configuration in a scenario that considers VoIP transmissions with background traffic. The outcomes of the experiments show the number of SSs that can be served by a BS in the analyzed scenarios. We also show the importance of considering physical impairments in the process of designing a BWA network. Finally we discuss the trade-off between guaranteeing Quality of Service (QoS) and serving a larger number of SSs.

The remainder of this paper is organized as follows. Section II presents background aspects on AMC and bandwidth allocation mechanisms defined for IEEE 802.16 technology. In Section III we discuss the methodology used for the evaluation proposed in this work. In Section IV we present results regarding the overhead caused by bandwidth allocation me-

chanism and wireless channel propagation conditions. Finally, in Section V we conclude this paper and present directions for future investigations.

II. BACKGROUND

IEEE 802.16 networks present a group of technological innovations. Two of the most important advances are: (a) adaptive modulation and coding and (b) bandwidth allocation mechanism to provide QoS. The goal of this section is to present technical details about these two advances.

A. Adaptive Modulation and Coding

AMC mechanism provides adaptation according to the physical medium conditions, through variations on coding and modulation parameters. These variations are classified as burst profile, as can be seen in Table I [1].

TABLE I
IEEE 802.16 AMC LEVELS

AMC Modes	Un-coded Size	Coded Size
BPSK-1/2	12	24
QPSK-1/2	24	48
QPSK-3/4	36	48
16-QAM-1/2	48	96
16-QAM-3/4	72	96
64-QAM-2/3	96	144
64-QAM-3/4	108	144

Seven AMC modes are define with the goal to provide a trade-off between robustness and data rates. Using a more robust burst profile, such as BPSK-1/2, data rate decreases, while applying a less robust burst profile, such as 64-QAM-3/4, increases data rates [9]. Second and third column show respectively the size of the un-coded transmission block, and the block size after encoding, being both expressed in bytes. Thus, one can see the redundancy added by ACM mechanism in a data block.

B. Bandwidth Allocation Mechanism

Bandwidth allocation is a procedure for granting and requesting bandwidth to transmit data. In IEEE 802.16 technology data is multiplexed using Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) technique. Before been sent over the wireless medium, data bits are mapped into OFDM symbols. These symbols are transmitted using 256 OFDM subcarriers, of which 192 are used to send data, 56 are used as guard band and 8 are pilot subcarriers used for synchronization and power control. Multiplexed data are distributed through frames. Each frame, in Time Division Duplexing (TDD) mode, consists of a downlink (DL) and an uplink (UL) subframe. In this scenario, DL subframe is transmitted using Time Division Multiplex (TDM), while UL subframe uses Time Division Multiple Access (TDMA), as can be seen in Fig. 1.

The downlink subframe is used by BS for transmitting control messages and downlink data to SSs, this is known as

bandwidth grant mechanism. The uplink subframe is shared by SSs for sending bandwidth requests and uplink data to BS, this is known as bandwidth request mechanism.

Fig. 1 shows the structure of DL and UL subframes, which are composed by Information Elements (IE). A downlink subframe starts with a preamble used for synchronization. It is followed by Frame Control Header (FCH) which is one OFDM symbol long, that contains DL Frame Prefix (DLFP) encoded using BPSK-1/2. The duration of the frame and burst profile shall be specified in DLFP. The next portion of DL subframe is the burst #1, in which control messages are broadcasted. The remaining bursts are used to send data only.

The most important control messages are DL-MAP and UL-MAP. DL-MAP defines the burst start time of each MAC Packet Data Unit (PDU) used to send data. Padding can be added in cases where there is not enough data to complete the subframe duration. UL-MAP contains informations about the start time and the duration of transmission opportunities requested and granted to be transmitted during the next UL subframe. These structures also contain the identifier of the burst profile used during the transmission of each MAC PDU. Finally, DL Channel Descriptor (DCD) and UL Channel Descriptor (UCD) are broadcasted.

Moreover, an UL subframe is composed of three global parts: ranging, contention, and MAC PDU transmission. The UL subframe starts with ranging period which is responsible for specifying an interval to permit that new stations join the network, AMC setup, and power adjustment. The second part is formed by contention slots which allow bandwidth requests. However, if multiple request messages are transmitted at the same time, collisions may occur, and thus the guarantee of resource reservation can not be accomplished. Finally, MAC PDUs are used to transmit data and polling opportunities. In polling scheme, BS first allocates sufficient resources to allow SSs to send bandwidth request messages. Therefore, polling scheme is designed to be used by applications that require higher QoS, since it guarantees bandwidth allocation. Finally, the Tx/Rx Transition Gap (TTG) and Rx/Tx Transmission Gap (RTG) are specified between the DL and UL subframes, and between UL and following DL subframe (in the next frame) to allow SS terminals to turn around from reception to transmission and from transmission to reception, respectively.

III. PHYSICAL LAYER CHARACTERISTICS

In order to analyze IEEE 802.16 system behavior, it is necessary to characterize the physical aspects of the system, starting with OFDM symbols which are transmitted through the wireless channel [10]. The duration of these symbols (T_s) is composed of a useful symbol time (T_b) plus a guard interval (T_g), also called Cyclic Prefix (CP). Hence, we calculate both T_b and T_g to obtain the total symbol duration. The value of T_b considers the subcarrier spacing (Δ_f) and is obtained through equation 1.

$$T_b = 1/\Delta_f \quad (1)$$

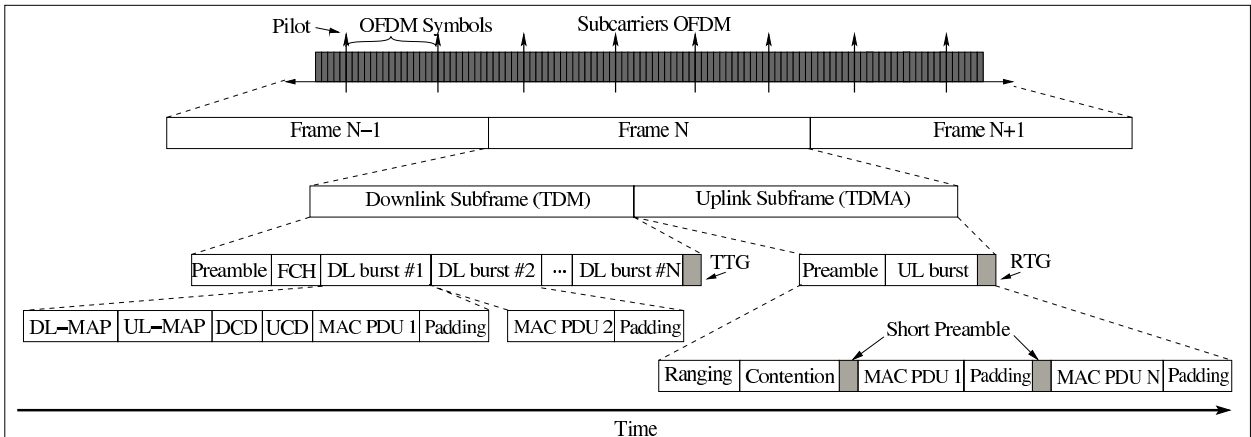


Fig. 1. OFDM frame structure with TDD

The subcarrier spacing is calculated by equation 2, where F_s is the sampling frequency and N_{FFT} is the total number of OFDM subcarriers used, *i.e.*, considering data, guard, and pilot subcarriers.

$$\Delta_f = \frac{F_s}{N_{FFT}} \quad (2)$$

F_s calculation considers the total available bandwidth (B_W), as well as a sampling factor (n), which varies according to the channel bandwidth. The value of F_s is obtained through the application of equation 3.

$$F_s = \left\lfloor \frac{B_W \cdot n}{8000} \right\rfloor \cdot 8000 \quad (3)$$

Therefore, replacing Δ_f in equation 1, we have:

$$T_b = \frac{1}{F_s} \therefore T_b = \frac{N_{FFT}}{F_s} \quad (4)$$

Finally, we can replace F_s , in equation 4 to calculate T_b directly, needing only information as the number of subcarriers used, the available channel bandwidth and, consequently, the sampling factor:

$$T_b = \frac{N_{FFT}}{\left\lfloor \frac{B_W \cdot n}{8000} \right\rfloor \cdot 8000} \quad (5)$$

Another component that affects the assembly of an OFDM symbol is CP (G). The duration of CP is defined by BS and can assume the following values: 1/4, 1/8, 1/16, and 1/32, representing the amount of redundant data that is transmitted in a symbol, in order to provide synchronization and to reduce inter symbol and intra symbol interference. Therefore, T_g is defined in equation 6.

$$T_g = G \cdot T_b \quad (6)$$

Using these information, we can define the parameters used to conduct the experiments proposed in this paper. We consider Point-to-Multipoint (PMP) TDD transmissions, and channel multiplexing using 256 OFDM subcarriers, with 1/16 CP. We simulate a wireless channel with 3.5 MHz of available bandwidth. In this case, the sampling factor is equal to 8/7. Thus, using equation 5 we obtain T_b equal to $64\mu s$, T_g equal to $4\mu s$ and, consequently a T_s duration of $68\mu s$.

The amount of data to be associated to each OFDM symbol varies according to AMC mechanism which is composed by the modulation and coding techniques applied to the data before transmission. In this paper, we consider three AMC configurations, to analyze the system performance in situations where wireless propagation conditions are time-variant. Therefore, we analyze AMC configurations of QPSK 1/2, 16-QAM 3/4, and 64-QAM 3/4 in order to study the trade-off between robustness and data rate, brought by AMC. Finally, we vary the frame duration, considering values of 5ms and 20ms, to permit the investigation of the impact of overhead in different scenarios. Table III summarizes the transmission parameters used for measurement purpose.

IV. OVERHEAD ANALYSIS

In this section, we analyze the performance of IEEE 802.16 networks under three main aspects: (i) overall system overhead, (ii) AMC scheme, and (iii) number of SSs supported per BS. These aspects are evaluated considering VoIP communications using G.711 coded for analyzing the behavior of polling mechanism. The remaining of data allocation is modeled as 256 bytes best-effort packets, in order to study contention mechanism. We also vary the duration of the frame and the contention and polling periods. We use a priority queue algorithm in BS, in order to schedule the uplink transmission opportunities.

Fig. 2 shows the maximum number of SSs supported by each BS with variations on AMC configuration, and on the duration of the frame. In this scenario, we consider 50% of

TABLE II
SIMULATION PARAMETERS

Parameter	Value
Physical Layer	OFDM
FFT size	256
FFT used	192
Frame duration	5ms and 20ms
Useful symbol time	64 μ s
CP duration	4 μ s (1/16)
OFDM symbol duration	68 μ s
OFDM symbols per subframe	36 (5ms) and 148 (20ms)
AMC configurations	QPSK 1/2, 16-QAM 3/4, and 64-QAM 3/4
Confidence Interval	95%

VoIP transmissions and 50% of background traffic. Results show that the number of supported SSs is not directly proportional to the frame duration. This behavior is explained because the quantity of OFDM symbols that compose a subframe in a frame duration of 5ms is equal to 36 symbols. Otherwise, if we consider a frame duration of 20ms, this number will be increased to 148 symbols per subframe. For example, if we analyze 16-QAM AMC configuration, we see that a BS can serve up to 70 SSs considering a frame duration of 20ms. This number of SSs represent that each BS can support 14 additional SSs than in situations where it is considered that the number of OFDM symbol per frame is proportional to the frame duration, once in this case it would be expected that 56 SSs could be served instead of 70. This result represents a gain of 20% in the quantity of SSs that can have QoS requirements guaranteed per each BS, showing that considering physical aspects of the network is essential for a proper network design.

We can also observe that if we apply AMC 16-QAM 3/4 in a frame duration equal to 5ms it is possible to grant transmission opportunities for 14 SSs, while increasing the frame duration for 20ms, 70 SSs are served, representing an increase of 80%. The graph also shows the behavior of the network when the wireless channel is affected by physical impairments. As we can see in the graph, when a more robust AMC configuration is applied, the number of SSs that can be served decreases. In quantitative terms, if we consider a frame duration of 20ms the more robust AMC configuration, *i.e.* QPSK 1/2, 60 SSs are supported. This number is increased to 72 SSs in the less robust configuration, *i.e.* 64-QAM 3/4, representing a gain of 17%.

The graph on Fig. 3 illustrates the impact imposed by overhead according to the number of SSs supported by each BS. In this scenario, we consider proportions of 100%, 75%, and 50% for VoIP transmissions with the remaining of the transmission opportunities granted for background traffic. The AMC configuration considered is 64-QAM 3/4 with a frame duration of 20ms. In order to measure the overhead we consider the maximum number of SSs supported in the network, *i.e.* the number of SSs supported when the less robust

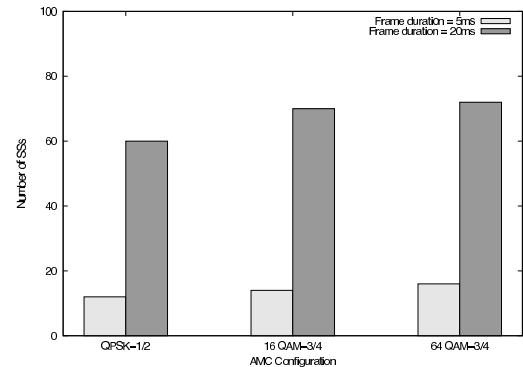


Fig. 2. Maximum number of SSs per BS

AMC configuration, and the maximum frame duration are used.

Analyzing the results, we can see that while there are available resources for allocation, using only VoIP traffic we observe a lower overhead. Initially, while there is a small number of SSs, the overhead is higher. This behavior is observed mainly due to the addition of padding. For example, considering a situation where one BS is responsible for granting opportunities for 8 SSs transmitting VoIP traffic only, the observed overhead is 44,91%. This overhead is divided as follows: 36,41% is due to padding addition, and the remaining 13,5% are caused by control messages inserted by bandwidth allocation mechanism. The need for inserting padding is explained by the fact that there is not sufficient data to fulfill a transmission frame when there is a small number of SSs in the network. Thus, the bandwidth allocation mechanism completes the not used transmission opportunities with padding. The graph shows that the overhead decreases as the number of SSs is increased until it reaches an optimal point, in which the lower overhead is observed. In the mentioned scenario the optimal point is attained with a network configuration of about 30 to 40 SSs per BS. After that point, overhead starts to increase, consequently the resources are allocated until the bandwidth is saturated. The saturation occurs when the entire frame is used for requesting transmission opportunities, and therefore, no data is transmitted.

Finally, we analyze the impact caused by the variation on the period of the frame reserved for polling. We consider three scenarios with respect to polling duration. In the first scenario, BS grants a number of polling opportunities per frame that is equal to the quantity of SSs. The second scenario considers that 50% of SSs receive polling and, in the third, 25% of bandwidth requests based on polling are granted with transmission opportunities per frame. In terms of traffic, we consider only VoIP transmissions, since it uses polling as bandwidth request mechanism. We fixed AMC configuration to obtain measurements considering the maximum number of supported SSs on a frame duration of 20ms. The graph in Fig. 4 shows that granting one polling opportunity per SS is a better

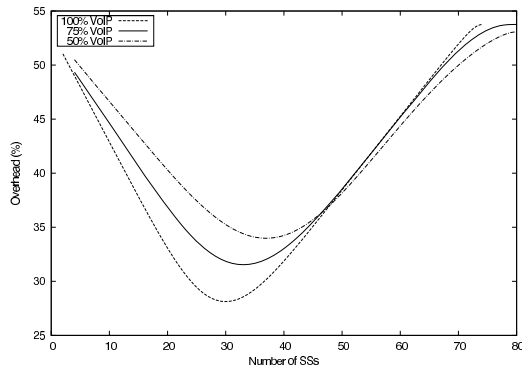


Fig. 3. Impact of number of SSs on overhead

strategy to reduce the overhead while each BS is responsible for serving up to approximately 40 SSs. After that point, it is better to reduce the proportion of polling, because the overhead tends to increase until the networks reaches its saturation point. However, the reduction on the number of polling opportunities diminishes the QoS guarantees, since it is not assured that a given SS will receive a transmission opportunity within a frame. Considering this behavior, the number of SSs supported per BS is variable from 74 with QoS guarantees up to 296, without guaranteeing QoS requirements.

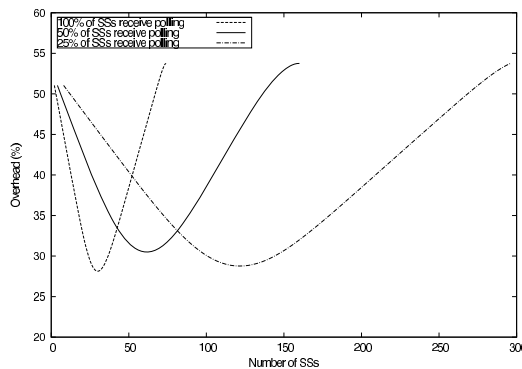


Fig. 4. Impact of polling period duration on overhead

V. CONCLUSIONS

In this paper we evaluate the impact caused by overhead on the number of SSs that can be served by each BS in WiMAX networks. In our evaluation, we consider the time-variant physical conditions of the wireless channel. To address this goal we investigate the overhead caused by control messages used for bandwidth allocation, and the overhead added by redundant information inserted by AMC in scenarios considering VoIP transmissions with background traffic.

Analyzing the results, we can conclude that the number of supported SSs is not directly proportional to the duration of the frame, due to differences on the quantity of OFDM symbols

that can be transmitted within each frame duration. We also show that considering wireless channel propagation conditions is essential for a proper network design, since the overhead caused by AMC is increased when a more robust configuration needs to be used. This characteristic reduces the number of SSs that will have QoS requirements guaranteed. Finally, we discuss the behavior of overhead when the proportion between VoIP and background traffic is changed. In this case, we can conclude that using only VoIP traffic leads to a lower overhead.

Directions for future investigations can involve studies about the impact caused by the delay on bandwidth allocation mechanism. Another aspect to be investigated is the use of other scheduling algorithms in order to provide more restrict QoS guarantees.

ACKNOWLEDGMENTS

Authors would like to thank Federal University of Rio Grande do Sul (UFRGS), University of Santa Cruz do Sul (UNISC), Brazilian National Research Center (CNPq), and La Salle University (UNILASALLE) for the financial support.

REFERENCES

- [1] IEEE, "IEEE standard for local and metropolitan area networks - part 16: Air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems - IEEE std. 802.16-2005," New York, December 2005.
- [2] S.-J. Kim, W.-J. Kim, and Y.-J. Suh, "An efficient bandwidth request mechanism for non-real-time services in IEEE 802.16 systems," in *Proceedings of the 2nd International Conference on Communication Systems Software and Middleware - COMSWARE*, vol. 1, January 2007, pp. 1–9.
- [3] Y.-N. Lin, C.-W. Wu, Y.-D. Lin, and Y.-C. Lai, "A latency and modulation aware bandwidth allocation algorithm for wimax base stations," in *Proceedings of the WCNC - Wireless Communications and Networking Conference*, vol. 1, 2008, pp. 1408–1413.
- [4] Z. Q. nad Geng-Sheng Kuo, "Performance optimization for uplink transmission in IEEE 802.16e bwa networks," in *Proceedings of the CCNC - 5th IEEE Consumer Communications and Networking Conference*, vol. 1, 2008, pp. 435–439.
- [5] L. Nuaymi, N. Bouida, N. Lahbil, and P. Godlewski, "Headers overhead estimation, header suppression and header compression in wimax," in *Proceedings of the WiMOB - Third IEEE International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications*, vol. 1, 2007, pp. 17–23.
- [6] J. Yan and G.-S. Kuo, "Cross-layer design of optimal contention period for IEEE 802.16 BWA systems," in *Proceedings of the International Conference on Communications - ICC*, vol. 1, 2006, pp. 1807–1812.
- [7] J. Zhou, Y. Yang, D. Pang, X. Jin, J. Shi, and Z. Li, "Contention region allocation optimization in IEEE 802.16 OFDMA systems," in *Proceedings of the 10th ACM Symposium on Modeling, analysis, and simulation of wireless and mobile systems*, vol. 1, 2007, pp. 197–200.
- [8] A. Sayenko, O. Alanen, and T. Hamalainen, "Adaptive contention resolution for VoIP services in the IEEE 802.16 networks," in *Proceedings of the IEEE International Symposium on a World of Wireless, Mobile and Multimedia Networks - WoWMoM*, vol. 1, 2007, pp. 1–7.
- [9] A. Ghosh, D. Wolter, J. Andrews, and R. Chen, "Broadband wireless access with WiMAX/802.16: Current performance benchmarks and future potential," *IEEE Communications Magazine*, pp. 129–136, February 2005.
- [10] C. Wang and W. Xu, "A new class of generative models for burst-error characterization in digital wireless channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 55, no. 3, pp. 453–462, 2007.

APÊNDICE B ARTIGO SUBMETIDO À IEEE COMMUNICATIONS MAGAZINE

O artigo em questão apresenta alguns dos resultados obtidos neste trabalho. O enfoque principal é em discutir o impacto causado pelos erros em rajada em sistemas móveis baseados na tecnologia WiMAX (padrão IEEE 802.16e). Neste sentido, o artigo mostra em termos quantitativos a diferença no desempenho dos codificadores FEC e, principalmente das técnicas de entrelaçamento quando um canal sem fio é afetado por erros em rajada em comparação a quando ele é atingido por erros do tipo AWGN. Para tanto, é apresentado o modelo da ferramenta proposta nesta dissertação e, a partir de então são apresentados resultados obtidos através de simulação que servem como base para a discussão referente ao desempenho das técnicas FEC em ambos ambientes. A seguir, são apresentados os dados do artigo:

- **Título:** On the Impact of Burst Errors on Mobile WiMAX Networks;
- **Autores:** Rafael Kunst, Cristiano Bonato Both, Lisandro Zambenedetti Granville e Juergen Rochol
- **Local de submissão:** IEEE Communications Magazine;
- **Situação:** em avaliação, aguardando parecer.

O texto do artigo é reproduzido a seguir.

On the Impact of Burst Errors on Mobile WiMAX Networks

Rafael Kunst, Cristiano Bonato Both,
 Lisandro Zambenedetti Granville, Juergen Rochol
 Institute of Informatics - Federal University of Rio Grande do Sul (UFRGS)
 Porto Alegre, RS, Brazil
 Email: {rkunst, cbboth, granville, juergen}@inf.ufrgs.br

Abstract—Burst errors affect mobile WiMAX networks due to propagation conditions generally resulting from the mobility characteristics. In order to allow reliable communication, even in adverse physical conditions, errors must be detected and corrected by the receiver device. The traditional approach to deal with this problem is the application of forward error-correction techniques based on channel encoding together with time diversity. In this scenario, we introduce background aspects on the channel encoding mechanism defined for mobile WiMAX networks. We also present a simulation methodology, to obtain results aiming to discuss the impact caused by burst errors in wireless channels. Finally, we evaluate the use of coding techniques and time diversity applied to nomadic and mobile WiMAX systems, such as the theoretical throughput that can be reached by each technology.

I. INTRODUCTION

The popularization of wireless networks has been drastically changing the communication paradigm experienced by computer users. Wireless local area network (WLAN) technologies, for example, are today employed in practically all local networks that used to operate, in the past, using wired connections. For long distance communications, like in metropolitan areas, however, wireless networking is still to surpass important obstacles. The Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX) consortium has been achieving important advancements in this area by leading the definition of IEEE 802.16 networks. Commonly also referenced as WiMAX networks, 802.16 networks are designed to operate in diverse scenarios with different conditions for signal propagation. For example, WiMAX enables long distance communications in rural environments (where line-of-sight (LOS) propagation is common) as well as in urban areas (where non-line-of-sight (NLOS) is more frequent due to buildings and other obstacles) [1]. Being able to operate in such diverse environments, WiMAX networks are faster to be deployed and cheaper to be maintained than regular, wired networks by dispensing with the installation and repairing of long network cables. In addition, Mobile WiMAX, which is an extension of the original technology, defined in the IEEE 802.16e standard [2], enables the communication with mobile client equipments, thus also becoming a feasible alternative for traditional mobile phone infrastructures.

Despite all advantages, mobile WiMAX networks are susceptible to errors resulting from the physical conditions (*e.g.*,

presence of multipath fading and Doppler effect) of the environments where the wireless infrastructures are deployed [3]. Such susceptibility leads to performance problems and low availability, which finally impact on the overall quality of the communication services being offered. In this context, the investigation of techniques for error detection and correction (or simply error control) become essential to increase the efficiency of data transmission over noisy channels. It is thus not a surprise to observe that research on controlling the damage caused by errors in wireless networks is one of the current main challenges in the communication networks field.

Errors in wireless communication, depending on their distribution, can be classified as burst errors or random errors. Burst errors are characterized by two erroneous bits in a transmission block being separated by a specific number of correct bits. The number of correct bits present between two errors is defined according to the error model being employed in the error investigation, and it must consider time variant characteristics of the wireless channel. Random errors, in turn, consist of erroneous bits being randomly distributed in transmissions, and being the result of events uncorrelated in time. The Additive White Gaussian Noise (AWGN), for example, is an important channel model that considers random errors.

WiMAX defines that Forward Error-Correction (FEC) techniques must be employed for error control, through the definition of two capabilities: error detection and error correction. In such techniques, redundant additional bits are sent to the receiver device, which becomes able to repair occasional erroneous transmissions. In addition to FEC, WiMAX also adds time diversity to the transmissions in order to reduce the impact of errors. Interleaving is a traditional technique that materializes time diversity by spreading the bits to be transmitted along FEC blocks over the time. Thus, after being de-interleaved, the bits affected by burst errors will be found distributed all over transmission, turning easier to detect and correct burst errors. In order to evaluate the efficiency of FEC and interleaving techniques in WiMAX networks, either burst or random error models, mentioned above, must be considered. In current investigations, several researches [4] [5] [6] consider random errors modeled according to AWGN, usually neglecting and ignoring burst errors. We, however, claim that evaluating FEC and interleaving in the light of random errors is not the most realistic approach because errors

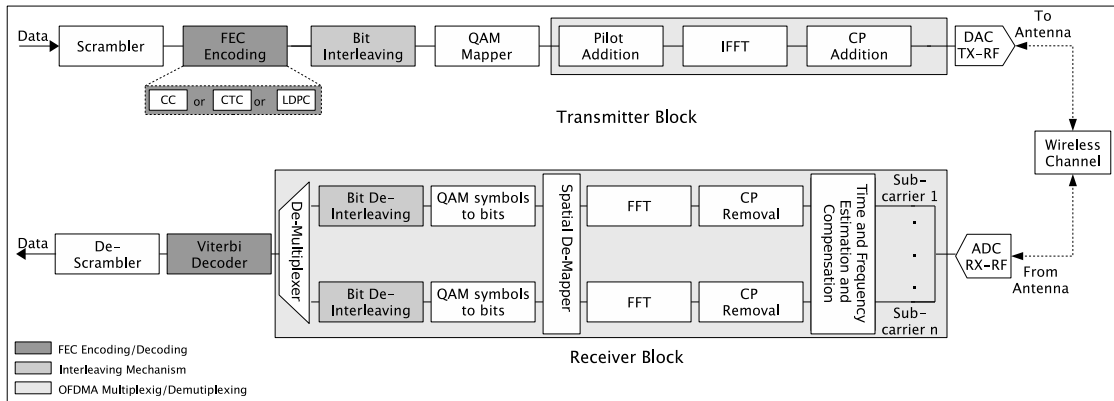


Fig. 1. Mobile WiMAX Channel Encoding Process

in wireless environments normally occur in bursts.

Although not considered for FEC and interleaving evaluation, the modeling of burst errors did gain attention in the last years in other contexts. For example, Wang and Xu [7] proposed a deterministic process used to derive a new class of hard and soft generative models for simulation of digital wireless channels. Using the approximate Fourier series technique, Sandeep and Chaturvedi [8] obtained expressions for the probability of error for bandlimited BPSK signaling in the presence of timing errors and fading. The results presented by the authors can be used to compute the error probabilities to any desired accuracy for propagation models, considering Nakagami-m and Weibull fading channels. Despite all this research, the investigation on error modeling on broadband metropolitan data communication systems is not exhaustive, leaving several questions open, like the impact caused by burst errors over FEC and interleaving.

Our main objective in this article is to show, in quantitative terms, the effect of burst errors compared with the impact of random error modeled through AWGN in metropolitan wireless networks based on WiMAX. Towards this goal, we first present a modeling for a mobile WiMAX channel encoding. Second, we present a simulation scenario and associated results used as the basis for our discussion. Based on the simulations results, we evaluate the performance of FEC and interleaving considering both burst and random errors. In addition, we also compare the effectiveness of FEC and interleaving for nomadic (fixed) and mobile WiMAX networks. Finally, we close this article presenting conclusions and directions for future investigations.

II. MOBILE WiMAX CHANNEL ENCODING

A channel encoding mechanism is designed to allow reliable data transmission over noisy wireless medium. Such a mechanism can be viewed as a sequential process in which data bits to be sent are scrambled, FEC encoded, interleaved, modulated, and finally multiplexed by an Orthogonal Frequency

Multiple Access (OFDMA) system (highlighted in Fig. 1). OFDMA receives the blocks of bits to be transmitted and multiplexes them into different wireless frequencies called subcarriers. The digital signal of each subcarrier is then converted to analog signals and transmitted through the antenna. The receiver device performs the inverse operations in order to recover the original data. The IEEE 802.16e standard (popularly known as mobile WiMAX) defines a set of functional components and processes to enable mobile communications. Fig. 1 is a compilation of the standard definitions and is used as a base for our explanation in this section. We highlight in Fig. 1 the phases of channel encoding that are crucial for data transmission and error control. The highlighted blocks correspond to the processes of FEC encoding, interleaving addition, and OFDMA multiplexing.

The scrambler is the first mechanism applied in the source device during the channel encoding process. It is applied in order to homogeneously distribute the bits to be sent in the frequency domain, with the goal of reducing the probability of interference between adjacent subcarriers. The second step is the FEC encoding, which is important for enabling error control, and consists of adding redundant information to the transmitted data in order to allow error detection and correction by the destination device. FEC capabilities (*i.e.*, error detection and error correction) are obtained through the application of Convolutional Codes (CC), Convolutional Turbo Codes (CTC), or Low-Density Parity Check Codes (LDPC) [9]. According to the WiMAX standard, CC implementation is mandatory for devices inter-operability, while the deployment of other codes is optional.

The use of coding techniques generally is not sufficient for an efficient recover after burst errors. To deal with burst errors, FEC encoding is complemented with the introduction of time diversity (interleaving), that consists of re-sequencing a block of bits before the transmission, where originally adjacent bits are separated by a distance that may vary over

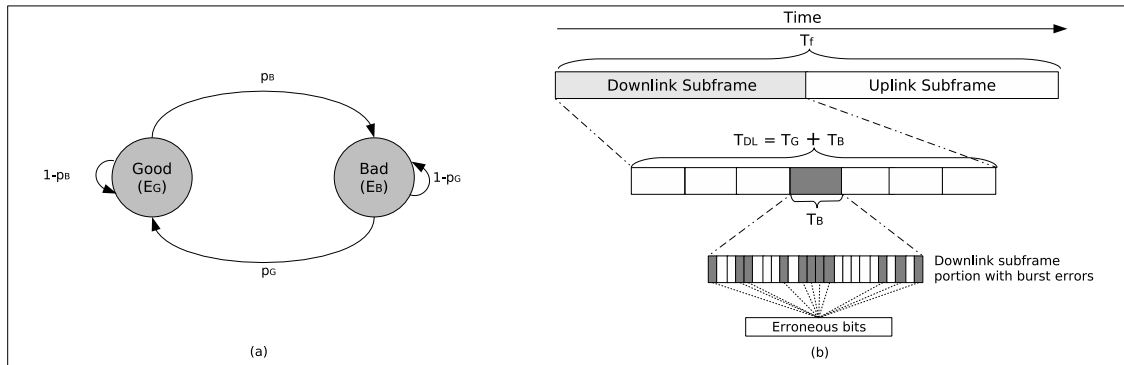


Fig. 2. Simulation Model

time. This spacing enables an easier burst error correction at the decoder side. The implementation of interleaving is important because it allows longer link distance with resistance to difficult propagation conditions.

The interleaved bit stream is mapped onto Quadrature Amplitude Modulation (QAM) symbols. These symbols are treated by the OFDMA system, which first adds pilot subcarriers to provide synchronization. QAM symbols, represented in frequency-domain, are submitted to an Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) that brings the signal into the time-domain in the form of OFDMA symbols. To avoid inter-symbol interference, a guard interval, called Cyclic Prefix (CP), is inserted at the beginning of each OFDMA symbol, consisting of a replica of its final portion that is used as redundant information. Finally, the digital information is passed through a Digital to Analog Converter (DAC), resulting in an analog signal that is transmitted using the wireless channel.

The signal reaching the receiver device is converted back to digital information by an Analog to Digital Converter (ADC), followed by time and frequency estimation and compensation, which are applied to prevent interferences through the alignment of all subcarriers in both time and frequency domains. The next step removes the redundant information that composes CP of the symbols received in each subcarrier. The remaining part of OFDMA symbols is then inserted into a Fast Fourier Transform (FFT) block in order to recover QAM symbols, which are de-mapped for obtaining the bits that compose each modulation symbol. The bit interleaving is then removed and finally the information of each OFDMA subcarrier are de-multiplexed and delivered to the FEC decoding process, which is based on the traditional Viterbi algorithm. Finally, the scrambling is reverted and the original data is recovered by the destination application.

III. SIMULATING THE MOBILE WiMAX CHANNEL

In order to compare the impact of burst and random errors in mobile WiMAX, we executed a set of simulations and analyzed the associated results. In this section we present the

details of such simulations, which have been carried out after the development of a simulation tool¹ for WiMAX channel.

Channel models are used to describe physical impairments of a realistic channel. They can be modeled using two approaches: physical channel models (e.g., Rice and Rayleigh), and digital time-discrete channel models (e.g., Gilbert's model). The physical channel model is important for the design, testing, and parameter optimization of wireless communication systems. The digital time-discrete channel model, in turn, describes the number and distribution of error events in a sequence of bits, which is then called error model [7].

Models for simulating errors can be classified as descriptive and generative. Descriptive models use experimental data in order to obtain statistics about the error sequence. Generative models are mathematical models able of generating error sequences that are statistically similar to the sequence produced by a physical channel. Because of its mathematical characteristics, generative models, if compared with descriptive models, demand less computational power for generating long sequence of errors, so they are generally applied for simulation purposes. Generative models can generate error sequences based on soft or hard decisions. *Soft decision* is characterized by the use of additional information to obtain an integer value to represent each bit on the generated sequence. Then, likelihood algorithms are used to assess the bit value. On the other hand, *hard decision* models are also called binary, since the choices are based on the bit stream under analysis. In hard decision schemes, there is no need for additional information in order to estimate the bit value. This characteristic reduces the processing power used for decoding, turning the technique useful for simulation purposes.

The implementation of the aforementioned simulation tool considers a *hard decision* generative error model, as discussed above. The design of the tool was based on the fundamentals

¹The simulation tool implemented is available for download at http://www.inf.ufg.br/~rkunst/simulation/simulation_tool.zip

of Gilbert's model [10], which consists of a two states Markov chain that characterizes the channel behavior. These two states, called Good and Bad, have associated transition and error probabilities, as shown in Fig. 2(a). The probability of transition from Good to Bad state is defined as p_B , while $1 - p_B$ is the probability of staying in the Good state. On the other hand, p_G and $1 - p_G$ are transition probabilities relative to the Bad state. E_G and E_B are the associated error probability for Good and Bad states, respectively.

The simulation tool is able of simulating the occurrence of both burst and random (caused by AWGN) errors. The main feature of the tool is to adjust both the depth (*i.e.*, the associated error probability) and the duration of the burst that is calculated considering the transition probabilities. These parameters for our simulations are obtained through realistic measurements that can be found in literature [11][12].

Our simulation methodology considers the channel encoding mechanism proposed for mobile WiMAX networks in a time-discrete channel affected by error sequences generated using our simulation tool. The transmission in mobile WiMAX networks is based on frames, composed of downlink and uplink portions, as shows Fig. 2(b). We consider that the total frame duration (T_f) is equally divided for the downlink and the uplink periods. We simulate only downlink transmissions because the channel encoding process is the same for both directions. The downlink duration (T_{DL}) is composed of the sum of a good time of reception (T_G), *i.e.*, without errors, and a bad reception interval (T_B), *i.e.*, affected with errors. Thus, the sum $T_{DL} = T_G + T_B$ can be normalized with respect to a fixed downlink interval, resulting in the normalized expression: $1 - t_B = t_G$. In this expression, t_B and t_G are the normalized equivalents of T_B and T_G , respectively.

We consider a downlink transmission of 5ms, and a confidence interval of 95%, as can be seen in Table I. In terms of transition probabilities for the Markov chain, we used values obtained through realistic measures based on those presented by Fantacci [11]. It means that $T_G = 0.095$ and $p_B = 0.96$, representing a duration for the bad state (T_B) of 0.6ms (12.5%) and a time in good state (T_G) equal to 4.4ms (87.5%). Finally, we consider variable error depths that are obtained through the variation on the error probability associated with the Bad state.

IV. PERFORMANCE EVALUATION

In this section, we present a performance analysis of WiMAX channel encoding mechanism under three main aspects: (i) the impact caused by channel impairments resulting from burst and random (AWGN) errors, (ii) the performance of interleaving techniques considering both error models, and (iii) the error correcting capabilities of the mandatory FEC schemes as well as the corresponding theoretical throughput, considering variable channel bandwidth for nomadic and mobile WiMAX technologies.

Our simulations are run for OFDM (nomadic WiMAX) and OFDMA (mobile WiMAX) physical layers, considering the values listed in Table I. These parameters are based on typical values encountered in real systems. In terms of FEC

schemes, we selected the more robust coding rates considering the correction capabilities, *i.e.*, CC 1/2 and RS(64,48). Nevertheless, for throughput estimation, our approach is to show the highest values that can be reached by the technologies. Thus, the assessment considers 64-QAM scheme, since it carries the largest quantity of bits per modulation symbol.

TABLE I
SIMULATION PARAMETERS

Parameter	Mobile	Nomadic
Physical Layer	OFDMA	OFDM
Transmission Mode	Downlink	
FFT size	1024	256
FFT used	840	192
DL subframe size	5ms	
Useful symbol time	256 μ s	
Cyclic prefix duration	64 μ s (1/4)	
OFDM symbol duration	320 μ s	
OFDM symbols per frame	15	
Modulation	64-QAM	
Convolutional Encoding	1/2	
Reed-Solomon Encoding	Not applied	RS(64,48)
Confidence Interval	95%	

A. The Impact of Burst Errors on WiMAX Networks

The first aspect we discuss is the impact of burst errors over WiMAX networks. Our analysis is based on the graphs presented in Fig. 3, showing: (a) the residual error rate behavior when affected only by AWGN, and (b) its comparison with situations where there is occurrence of burst errors. We simulate the error probability varying from 10^{-4} to 10^{-2} .

In scenarios affected by burst errors, considering injected error rates between 10^{-4} and 10^{-3} , we observed a maximum residual error rate of 4.10^{-4} . On the other hand, simulating AWGN in the same environment points to a residual error rate that is near to zero. For injected error rates in the range between 10^{-3} and 10^{-2} , which is typical in mobile WiMAX networks, we observed that the AWGN error model presents a substantial growth in terms of residual errors, reaching values about 20% higher than in burst error scenarios.

The results show that AWGN does not represent the realistic behavior of mobile WiMAX channels. This behavior can be explained because the AWGN error model generates a bit error sequence in which errors are distributed along FEC blocks. Thus, considering low injected error rates (*i.e.*, between 10^{-4} and 10^{-3}), the FEC mechanism has an efficiency that is better than expected. This approach is very optimistic considering realistic channel conditions, since the residual error rate in this situations is near to zero. However, increasing the injected error rate, we observe an increment on the residual error rate that is higher than that observed in burst error scenarios, which we consider a pessimistic approach.

The duration of burst errors in wireless channels is variable, due to the time variant characteristics of the transmission

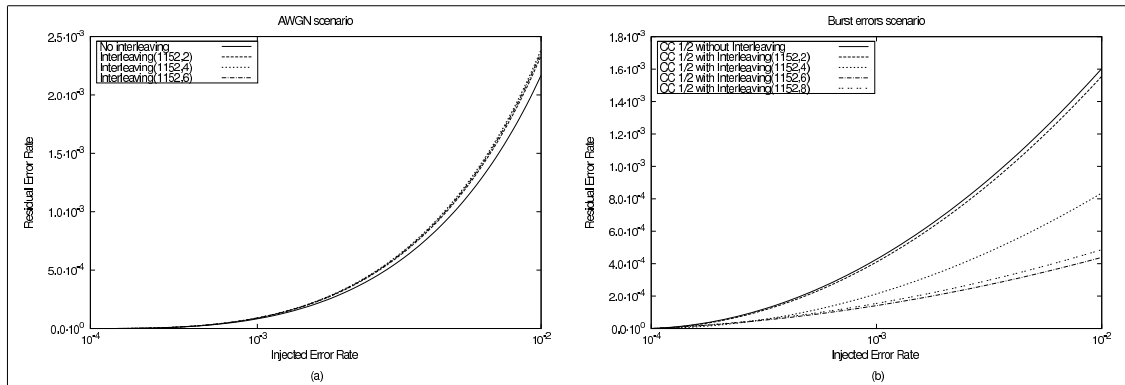


Fig. 3. Interleaving effect for AWGN and burst error scenarios

medium. In Fig. 4 we show the behavior of channel encoding in situations where the normalized bad state duration varies from 0 to 0.5, with associated error probability of 10^{-3} . The residual error rate varies from 10^{-5} to 10^{-4} . In quantitative terms, this behavior indicates that increasing 5 times the burst error duration, the residual error probability is increased by a factor of 10.

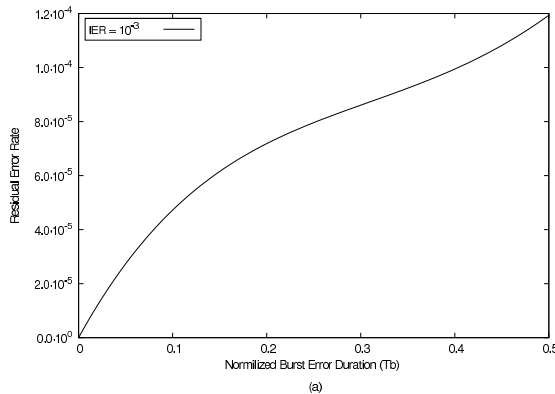


Fig. 4. Coding behavior considering variable burst duration

B. Interleaving Performance Evaluation

Interleaving technique is applied in order to spread the bits among different FEC blocks. Thus, when the original FEC blocks are reconstructed at the receiving device originally burst errors encountered in the transmission are distributed across multiple FEC blocks [13]. This manipulation is based on the use of a matrix in which the number of rows and columns represent the time diversity added to the transmission.

In order to evaluate the effectiveness of interleaving, we simulated the application of the interleaving technique considering the use of 1152 columns, which is suggested for

64-QAM in IEEE 802.16 standard. Moreover, we varied the number of rows with the goal of analyzing the behavior of different time diversity distances. Fig. 3(a) shows that interleaving has no effect over channels affected by AWGN due to the random distribution of the errors in this model.

On the other hand, Fig. 3(b) shows that the application of time diversity techniques over transmissions affected by burst errors increases the performance of the FEC mechanism. In quantitative terms, interleaving size of $(1152,6)$ (as can be seen in the illustration) provides a better error correction capability of about 75% for an injected error rate of 10^{-2} , if compared with employing no interleaving. Another behavior that can be observed is that interleaving blocks of 1152 columns and 2 rows have no significant impact in the analyzed scenario. This occurs because using 2 rows brings a relatively small diversity, *i.e.*, the errors are not sufficiently spread over time to provide error correction improvements. In other simulations we have detected that when the number of rows is greater than 6, *e.g.*, block lengths of $(1152,8)$ and $(1152,10)$, no major gains are observed if compared with $(1152,6)$ interleaving size. It is also important to observe that there is a trade-off between the interleaving block size and the processing power demanded for the operation. Thus, applying block sizes larger than $(1152,6)$ is generally not a good idea because the gain obtained is small and does not justify the increase in the processing power.

C. FEC Encoding Capabilities and Throughput Analysis

The last aspect observed is the behavior of channel encoding mechanisms for nomadic and mobile WiMAX devices, with the goal of showing the impact of technological advancements implemented in the mobile technology. This comparison is based on two aspects: FEC schemes effectiveness and theoretical throughput. FEC encoding in nomadic system is implemented with the concatenation of RS encoding and a CC with compatible rate, while in mobile WiMAX it is composed of only CC. The graph in Fig. 5(a) shows that nomadic systems have better correction capabilities. In quantitative terms, nomadic systems are able of correcting approximately

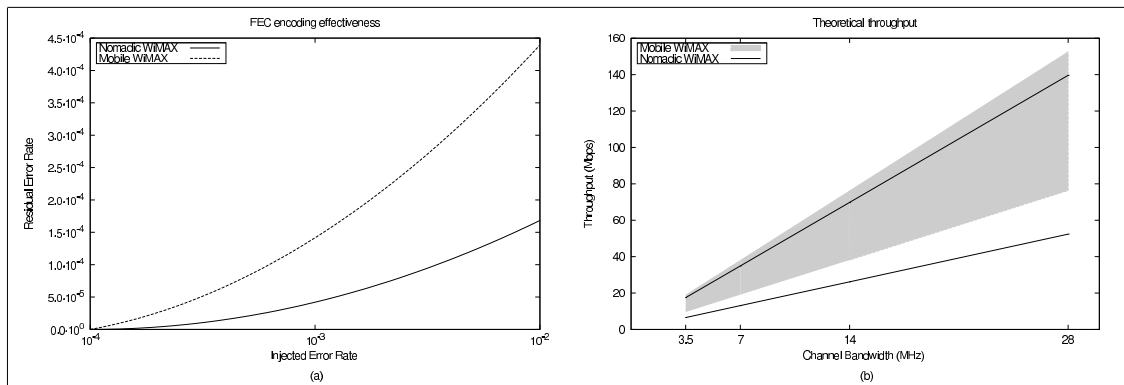


Fig. 5. Mobile WiMAX x Nomadic WiMAX

66% more errors than mobile systems. However, employing concatenated FEC schemes demands higher processing power that is generally not available in mobile devices.

The second aspect analyzed is the theoretical throughput obtained for variable channel encoding rates and bandwidth. For this analysis we defined minimal throughput as the theoretical value obtained considering a transmission with the most robust encoding scheme available for the both nomadic and mobile WiMAX technologies. We also consider that the channel bandwidth is saturated during a communication. The same approach is employed for maximum throughput calculation. In other words, we consider a transmission that uses all network resources without employing FEC encoding.

The results for throughput are shown in Fig. 5(b). We plot two ranges of values that represent the lower and the higher throughput values that can be reached by nomadic and mobile WiMAX systems. The higher value is obtained considering no FEC encoding, *i.e.*, it is calculated considering an ideal transmission medium. The lower throughput, in turn, considers the more robust FEC scheme that can be employed for each observed technology. The intermediate values are obtained through variations on the robustness of the transmission, with the goal of showing the behavior of throughput in different channel conditions.

The throughput analysis considers variations on channel bandwidth from 3.5MHz to 28MHz, in order to show the throughput for different environments. In quantitative terms, considering nomadic WiMAX networks, the throughput varies from 52.36Mbps up to 139.63Mbps considering the largest channel bandwidth analyzed. In the same scenario, the mobile technology can reach data rates in the range from 76.36Mbps up to 152.72Mbps. This behavior shows that mobile WiMAX has enhanced the throughput capabilities in the order of 31% for more robust transmission. These gains are obtained by the adoption of OFDMA as the physical technology and by substituting the original FEC scheme (RS + CC) by FEC with CC only. Considering transmissions with no FEC encoding, mobile networks present an increase on throughput of approx-

imately 9%. The difference in this context is due to the higher number of subcarriers used in OFDMA transmissions.

V. CONCLUSIONS AND FUTURE PERSPECTIVES

In this article we demonstrated, in quantitative terms, the impact of burst errors over mobile WiMAX networks. To address this goal, we have first presented the channel encoding mechanism for mobile WiMAX networks. Then, we presented a simulation methodology to obtain results in order to analyze aspects like the performance of time diversity techniques, the impact of variations on burst error duration, and the improvement achieved by mobile technologies if compared with nomadic WiMAX networks, specially in terms of FEC encoding and throughput.

The first aspect discussed in this article was the impact of burst errors compared with error sequences generated using the AWGN model. Results demonstrate that burst errors represent with more fidelity the behavior of realistic mobile WiMAX channels. This conclusion shows that some recent researches on FEC encoding in mobile WiMAX networks, which use only AWGN as error model, should also consider burst error sequence generation to evaluate the performance of the FEC encoders. Using the burst error model leads to results that better reflect the realistic channel conditions. Another important characteristic showed in this article is that applying time diversity to the transmission on scenarios affected by AWGN errors has no effect. However, in cases where the error occurrence is modeled in bursts, time diversity brings a better correction capability of about 75%.

Finally, we can conclude that mobile WiMAX has brought many technological advancements if compared with nomadic networks. The first crucial difference is the application of single FEC encoders that provide reduction on the processing power required for the operation. This characteristic of mobile WiMAX is important since some mobile devices have very limited processing power. Reducing the demand for processing power also helps to save energy, which is another fundamental issue regarding mobile devices. The second improvement is

the use of the OFDMA technique that brings gains specially on network resource allocation, once a set of subcarrier can be allocated to a specific device. OFDMA multiplexing also provides higher throughput capabilities to mobile WiMAX networks if compared with nomadic systems that employ OFDM as physical technology.

Directions for future investigations can involve the extension of the presented simulation methodology to simulate other aspects of both nomadic and mobile WiMAX systems. One approach is to consider information about the wireless channel conditions to guarantee QoS. This information can be used to adapt the FEC encoding and modulation rates with the goal to permit an optimized use of network resources and to improve the use of cognitive radio techniques, resulting in a better use of the wireless channel capacity. Another important example of future work is to consider physical conditions to take more precise decisions with respect to the admission of new connections and to prioritize traffics on the scheduling process. Finally, considering FEC encoders, it should be interesting to study the performance of other encoders that are supported by WiMAX networks, such as CTC and LDPC, in terms of error correction capabilities and processing power demanded for the operation.

REFERENCES

- [1] C. Eklund, R. Marques, K. Stanwood, and S. Wang, "IEEE standard 802.16: A technical overview of the WirelessMAN air interface for broadband wireless access," *IEEE Communications Magazine*, pp. 98–107, June 2002.
- [2] IEEE, "IEEE standard for local and metropolitan area networks - part 16: Air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems - IEEE std. 802.16-2005," New York, December 2005.
- [3] C. Suh and J. Mo, "Resource allocation for multicast services in multicarrier wireless communications," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 1, pp. 27–31, 2008.
- [4] C. Xu, Y. Liang, and W. S. Leon, "A low complexity decoding algorithm for extended turbo product codes," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 1, pp. 43–47, 2008.
- [5] S. A. Hirst, B. Honary, and G. Markarian, "Fast chase algorithm with an application in turbo decoding," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, pp. 1693–1699, October 2001.
- [6] C. Argon and S. W. McLaughlin, "An efficient chase decoder for turbo product codes," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, no. 6, pp. 896–898, June 2004.
- [7] C. Wang and W. Xu, "A new class of generative models for burst-error characterization in digital wireless channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 55, no. 3, pp. 453–462, 2007.
- [8] P. Sandeep, S. Chandan, and A. K. Chaturvedi, "Evaluation of error probabilities in the presence of timing errors and fading," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 2, pp. 473–477, 2007.
- [9] B. Salmon and J. Olivier, "Performance analysis of low density parity-check codes on a WiMAX platform," in *Proceedings of the WCNC - Wireless Communications and Networking Conference*, vol. 1, 2007, pp. 569–571.
- [10] E. N. Gilbert, "Capacity of a burst-noise channel," *Bell System Technology Journal*, no. 39, pp. 163–171, September 1960.
- [11] R. Fantacci and M. Scardi, "Performance evaluation of preemptive polling schemes and techniques for indoor wireless networks," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 2, no. 45, pp. 248–257, May 1996.
- [12] H. S. Wang and N. Moayeri, "Finite state markov chain - a useful model for radio communication channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 1, no. 44, pp. 163–171, February 1995.
- [13] Y. Shi, X. M. Zhang, Z.-C. Ni, and N. Ansari, "Interleaving for combating bursts of errors," *Circuits and Systems Magazine, IEEE*, vol. 4, no. 1, pp. 29–42, First Quarter 2004.