

UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA
FACULDADE DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE CIRCUITOS ELÉTRICOS

**Análise de Desempenho de Sistema
Clustered-COFDM para a Transmissão de Dados
Via Rede Elétrica**

Autor

Fabício Pablo Virgínio de Campos

Orientador

Prof. Dr. Moisés Vidal Ribeiro

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Moisés Vidal Ribeiro (Faculdade de Engenharia/UFJF)

Prof. Dr. João Marcos Travassos Romano (FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. Augusto Santiago Cerqueira (Faculdade de Engenharia/UFJF)

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Juiz de Fora, Agosto de 2007

CAMPOS, FABRÍCIO PABLO VIRGÍNIO DE

Análise de Desempenho de Sistema Clustered-COFDM para a Transmissão de Dados via Rede Elétrica

[Juiz de Fora] 2007 xviii, 114 p. 29,7cm (UFJF, Mestrado em Engenharia Elétrica, 2007)
Dissertação - Universidade Federal de Juiz de Fora.

1. Transmissão de dados via Rede Elétrica
2. Sistemas Multi-portadoras
3. Processamento de sinais
4. Comunicação digital de dados
5. Sistema OFDM

I. UFJF

II. Título (série).

Resumo

Nesta dissertação, é discutido e analisado o uso de sistemas COFDM (*Coded-Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) para aplicações de transmissão banda-larga de dados via rede elétrica (*Power Line Communications* - PLC) de baixa tensão externa. A partir desta discussão e análise, o uso de sistemas *clustered*-COFDM é proposto e, a seguir, analisado para minimizar os efeitos devido à presença de ruídos impulsivos e a ocorrência de nulos espectrais nas respostas em frequência dos modelos lineares e invariantes no tempo das redes elétricas de baixa tensão, os quais são derivados para aplicações de transmissão de dados. A principal diferença entre os sistemas COFDM e *clustered*-COFDM é que o segundo é um conjunto de sistemas COFDM com menor número de sub-portadoras operando em paralelo e na mesma banda de frequência de operação do sistema COFDM.

A comparação de desempenho dos sistemas COFDM e *clustered*-COFDM sob as mesmas condições de operação é apresentada quando o transmissor dispõe de informações parciais e completas do canal de comunicação. Aqui, é denominado informações parciais o conhecimento da distância entre o transmissor e o receptor e, desta forma, a abordagem para simulação é a mesma implementada em sistemas multi-portadoras aplicados para a comunicação sem fio. Por outro lado, as informações completas do canal estão associadas ao conhecimento das relações sinal-ruído (*Signal to Noise Ratio* - SNR) nas sub-portadoras pelo transmissor e, neste contexto, tem-se a abordagem de simulação aplicada a sistemas multi-portadoras para comunicação via cabos. Os resultados obtidos em ambas as abordagens de simulação revelam que, em relação ao sistema COFDM, o sistema *clustered*-COFDM reduz a taxa de bits errados (*Bit Error Ratio* - BER) quando as informações parciais do canal são disponíveis. Quando as informações completas do canal de comunicação são disponíveis, o sistema *clustered*-COFDM é capaz de não apenas reduzir a BER, mas também de aumentar a taxa de transmissão. Assim sendo, é possível concluir, através dos resultados de simulação indicados, que o sistema *clustered*-COFDM é o mais apropriado para aplicações PLC.

Abstract

In this dissertation, is discussed and analyzed the use of coded- orthogonal frequency division multiplexing (COFDM) for broadband data transmission through outdoor low-voltage power electric network (Power Line Communications - PLC). Based on such discussion and analysis, the use of clustered-COFDM system is proposed and investigated to minimize the effects due to the presence of impulsive noise and the occurrence of spectral nulls in the frequency response of linear and time-invariant channels models of low-voltage electric networks, which are derived for data transmission applications. The main difference between COFDM and clustered-COFDM system is that the latter is a set of COFDM systems with a reduced number of tones that operates in parallel and in the same frequency band of operation of the COFDM system.

A performance comparison between COFDM and clustered-COFDM systems under the same operation condition and when the transmitter makes use of partial and complete information of the channel is presented. Here, the term partial information means that the distance from the transmitter to the receiver is available. In this situation, the approach for simulation is the same implemented to multicarrier systems applied to wireless communication. On the other hand, the term complete information about the channel is associated with the availability of each tone's SNR (Signal to Noise Ratio) at the transmitter side. In this context, the approach for simulation is the one applied to multicarrier systems for wireline communications. The results obtained with simulations reveal that the clustered-COFDM offer lower BER (Bit Error Ratio) than the COFDM when partial information about the channel is available. If complete information of the channel is available, the clustered-COFDM allows lower BER and higher data transmission than the COFDM. Based on the simulation results, we conclude that the clustered-COFDM system is more appropriate than the COFDM one for PLC applications.

Aos meus pais Daniel e Marília

À minha amada Jaqueline

Ao meu irmão Daniel

*“Se a sabedoria entrar no teu coração, e a ciência agradar à tua alma:
o conselho te guardará, e a prudência te conservará.”*

Provérbios Cap. 2 ver.10-11, Bíblia Sagrada

Agradecimentos

Agradeço a Deus por proporcionar tudo o que tenho, saúde, sabedoria e força, colocando em minha vida oportunidades e mostrando o melhor caminho para aproveitá-las.

Ao Professor Moisés pela orientação e exemplar dedicação à pesquisa. Sua contribuição foi fundamental para a realização desta etapa em minha vida.

Aos meus adorados pais, Daniel e Marília, pela ternura e amor que sempre recebi para ir em busca dos meus sonhos. Saibam que cada conquista minha é um triunfo de vocês.

À minha namorada Jaqueline Resende, por todo amor, incentivo e paciência nos momentos de dificuldades. É muito importante saber que existe alguém que estará incondicionalmente ao meu lado.

Ao meu querido irmão Daniel e cunhada Lilián, pelo apoio e amizade, acompanhando minha trajetória e torcendo, constantemente, por mim.

A todos os amigos e familiares, pelo carinho, apoio e compreensão, pois se privaram da minha companhia durante este período.

À minha sogra Maria Gorette, à família Chaves e toda a família Resende, pelo carinho, apoio e amizade.

Ao Professor João Marcos, pela disponibilidade e contribuição.

Ao Professor Augusto, pelas palavras de incentivo durante a realização deste

trabalhado e participação em sua avaliação.

Ao Professor Carlos Duque, pelos estudos de modelagens de canais PLC e por todos os projetos já realizados em parceria.

Ao amigo Alam Menezes, pelo exemplo de companheirismo. Estamos nesta jornada desde os primeiros períodos da faculdade de engenharia, aproveitando os momentos sérios, de dificuldades e de descontração.

Aos amigos do mestrado Danton, Cristiano e Pedro, pela convivência e companheirismo durante as disciplinas.

Aos amigos do curso de engenharia Filipe La-Gatta e Marcos Prates, pelas contribuições nas implementações em Simulink e realizações em DSP e FPGA.

Ao aluno Pedro Sá, pela contribuição nesta dissertação através de seu trabalho de iniciação científica sob minha co-orientação.

A todos os colegas do Laboratório de Sistemas Eletrônicos - Labsel, por compartilharem comigo este ambiente de estudo e pesquisa.

Aos Professores e Funcionários da Universidade Federal de Juiz de Fora.

Aos amigos do Centro Regional de Inovação e Transferência de Tecnologia - CRITT, pelo ambiente onde pude exercer minhas habilidades como profissional.

Aos Amigos da Lupa Tecnologia e Sistemas Ltda, pois além da disponibilidade para a realização deste trabalho, proporcionaram uma oportunidade singular de continuidade das minhas atividades de pesquisa e de estar envolvido com o ambiente profissional desta empresa.

Sumário

Resumo e Abstract	iii
Dedicatória	v
Agradecimentos	vii
Lista de Abreviaturas	x
Lista de Figuras	xv
Lista de Tabelas	xviii
1 Introdução	1
2 Modelagem de Canais PLC	5
2.1 Breve Revisão sobre a Tecnologia PLC	6
2.2 Modelos de Canais PLC	10
2.3 Modelos de Ruídos Aditivos	20
2.4 Sistemas Multi-Portadoras para Aplicações PLC	29
2.5 Sumário	32
3 Formulação do Problema	33
3.1 Sistemas OFDM/DMT em Aplicações PLC	34
3.2 Sistema <i>Clustered</i> -OFDM	41
3.3 Sumário	47

4 Componentes do COFDM e do <i>Clustered</i>-COFDM	48
4.1 Randomização	50
4.2 Correção de Erro à Jusante - FEC	51
4.3 Entrelaçador	56
4.4 Modulação QAM	58
4.5 Modulação Multi-Portadora DMT/OFDM	61
4.6 Estimação e Equalização de Canais	64
4.7 <i>Waterfilling</i>	67
4.8 Sumário	75
5 Análise de Desempenho	76
5.1 Descrição do Cenário de Simulação - Canal e Ruído	77
5.2 Desempenho na Ausência do Conhecimento Completo do Canal	87
5.3 Desempenho com Conhecimento Completo do Canal	92
5.4 Sumário	102
6 Conclusões Finais	103
6.1 Trabalhos Futuros	104
Referências Bibliográficas	105
Referências	105
A Apresentação da Implementação com o Simulink	111
B Produção Científica	114
B.1 Artigos em Congressos Internacionais	114

Lista de Abreviaturas e Siglas

ADSL *Asymmetric Digital Subscriber Line*

ARQ Requisição Automática de Retransmissão - *Automatic Repeat Request*

ASK Modulação por Chaveamento de Amplitude - *Amplitude Shift Keying*

AT Alta Tensão

BER Taxa de Erro de Bits - *Bit Error Rate*

BoPLC *Broadband Power Line Communication*

BPSK *Binary Phase Shift Keying*

BT Baixa Tensão

CDMA Acesso Múltiplo por Divisão de Código - *Code Division Multiple Access*

CENELEC Comitê Europeu de Normalização Eletrotécnica

COFDM Multiplexação Ortogonal por Divisão de Frequência Codificada - *Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing*

CP Prefixo Cíclico - *Cyclic Prefix*

DFT Transformada Discreta de Fourier - *Discrete Fourier Transform*

DMT *Discrete Multitone Transceiver*

DS-CDMA *Direct Sequence Code Division Multiple Access*

DSL *Linha Digital de Assinante - Digital Subscriber Line*

DSP *Processador Digital de Sinal - Digital Signal Processor*

DSPs *Processadores Digitais de Sinal - Digital Signal Processors*

DVB-T *Digital Video Broadcasting - Terrestrial*

EMC *Compatibilidade Eletromagnética - Electromagnetic Compatibility*

ETSI *Instituto Europeu para Padrões de Telecomunicações - European Telecommunication Standards Institute*

FD-DMT *Frequency Division Discrete Multitone Transceiver*

FD-OFDM *Frequency Division Orthogonal Frequency Division Multiplexing*

FEC *Correção de Erro à Jusante - Forward Error Correction*

FFT *Transformada Rápida de Fourier - Fast Fourier Transform*

FIR *Resposta ao Impulso Finita - Finite Impulse Response*

FPGA *Arranjo de Portas Programável em Campo - Field Programmable Gate Array*

FSK *Modulação por Chaveamento de Frequência - Frequency Shift Keying*

FTTx *Fiber-to-the-x*

GMSK *Gaussian Minimum Shift Keying*

HFC *Redes Híbridas Fibra/Cabo Coaxial - Hybrid Fiber Coax*

HPNA *Home Phone line Network Alliance*

ICI *Interferência entre Portadoras - Inter-Carrier Interference*

IDFT	Transformada Discreta Inversa de Fourier - <i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>
IFFT	Transformada Inversa de Fourier - <i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
ISDN	<i>Integrated Service Digital Network</i>
ISI	Interferência Inter-Simbólica - <i>Inter-Symbol Interference</i>
LAN	Rede Local - <i>Local Area Network</i>
M-FSK	<i>M-ary Frequency Shift Keying</i>
M-PSK	<i>M-ary Phase Shift Keying</i>
M-QAM	<i>M-ary Quadrature Amplitude Modulation</i>
MA	<i>Margin-Adaptive loading criterion</i>
MAC	Controle de Acesso ao Meio - <i>Media Access Control</i>
MC-CDMA	<i>Multi-Carrier Code Division Multiple Access</i>
MC-SS	<i>Multi-Carrier Spread Spectrum</i>
MC	<i>Multi-Carrier</i>
MLSE	<i>Maximum Likelihood Sequence Estimation</i>
MSK	<i>Minimum Shift Keying</i>
MT	Média Tensão
NaPLC	<i>Narrowband Power Line Communication</i>
OFDM	Multiplexação Ortogonal por Divisão de Freqüência - <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OFDMA	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing Adaptive</i>
PAM	Modulação de Amplitude de Pulso - <i>Pulse Amplitude Modulation</i>

PAR *Peak-to-Average Ratio*

PHY *Física - Physical*

PLC *Transmissão de Dados através da Rede Elétrica - Power Line Communication*

PSD *Densidade Espectral de Potência - Power Spectral Density*

PSK *Modulação por Chaveamento de Fase - Phase Shift Keying*

QAM *Modulação de Amplitude em Quadratura - Quadrature Amplitude Modulation*

QoS *Qualidade de Serviço - Quality of Service*

QPSK *Quadrature Phase Shift Keying*

RA *Rate-Adaptive loading criterion*

RDSI *Rede Digital de Serviços Integrados*

RF *Rádio Frequência - Radio Frequency*

RS *Reed-Solomon*

SIMO *Single Input - Multiple Output*

SNR *Relação Sinal Ruído - Signal to Noise Ratio*

SS *Espalhamento Espectral - Spread Spectrum*

TD-DMT *Time Division Discrete Multitone Transceiver*

TD-OFDM *Time Division Orthogonal Frequency Division Multiplexing*

VDSL *Very-high-bit-rate Digital Subscriber Line*

xDSL *x-Digital Subscriber Line*

Lista de Figuras

2.1	Atenuação dependente da distância e da frequência (Zimmermann & Dostert, 1999).	12
2.2	Módulo da amplitude da resposta em frequência de 3 canais PLC. . .	12
2.3	Parte real da impedância de uma cafeteira variando com a frequência (Canete, Cortes, Diez, Entrambasaguas, & Carmona, 2005).	13
2.4	Evolução de um canal PLC para um período de 2 horas (Canete et al., 2002).	14
2.5	Resposta ao impulso de um canal simulado e medido (Zimmermann & Dostert, 2002c).	19
2.6	Módulo e Fase no domínio da frequência de um canal simulado e medido (Zimmermann & Dostert, 2002c).	19
2.7	Exemplos de ruídos obtidos pela modelagem proposta (Zimmermann & Dostert, 2002b).	22
2.8	Representação de 2 exemplos de ruídos impulsivos no domínio do tempo e sua PSD (Zimmermann & Dostert, 2002b).	25
2.9	Exemplo da PSD do ruído aditivo (Esmailian, 2003).	27
2.10	Principais modelos de ruídos simulados.	28
3.1	Sistema OFDM.	34
3.2	Sistema OFDM SIMO para uma transmissão de dados <i>downlink</i> em canais PLC.	37

3.3	Representação tempo x frequência para o sistema TD-OFDM/DMT na banda base.	38
3.4	Representação tempo x frequência para o sistema FD-OFDM.	42
3.5	Ilustração do conceito <i>clustered</i> -OFDM para $M = 4$ e para $k = 1$ e $k = 2$	43
3.6	Ruído impulsivo visto pelo receptor no caso TD-OFDM e <i>clustered</i> -OFDM.	45
3.7	Sistema <i>clustered</i> -OFDM proposto para a transmissão <i>downlink</i> de dados em canais PLC.	47
4.1	Diagrama de blocos de um sistema COFDM.	49
4.2	Registrador de deslocamento.	51
4.3	Diagrama de blocos do codificador convolucional (Samia, 2004).	54
4.4	Constelações das modulações BPSK, QPSK, 16-QAM e 64-QAM.	59
4.5	Diagrama esquemático dos sistemas de modulação OFDM/DMT.	61
4.6	Ilustração do <i>waterfilling</i> para 6 sub-portadoras.	70
4.7	Fluxograma do algoritmo RA <i>waterfilling</i>	73
4.8	Exemplo numérico do algoritmo RA <i>waterfilling</i>	75
5.1	Cenário de transmissão.	77
5.2	Alocação tempo x frequência dos sistemas <i>clustered</i> -COFDM e COFDM.	80
5.3	Módulo da amplitude da resposta em frequência do canal de cada usuário na banda de 1 à 9 MHz.	81
5.4	Módulo da amplitude da resposta em frequência do canal de cada usuário na banda base (0 à 2 MHz).	81
5.5	PSD do ruído de cada usuário na banda passante de 1 à 9 MHz.	82
5.6	PSD do ruído de cada usuário na banda base (0 à 2 MHz).	82
5.7	SNR de cada usuário na banda passante de 1 à 9 MHz quando a PSD do sinal transmitido é igual a $-50 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$	83
5.8	SNR de cada usuário do sistema <i>clustered</i> -COFDM na banda base quando a PSD do sinal transmitido é igual a $-50 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$	83

5.9	BER de cada usuário quando a modulação é fixa.	90
5.10	BER do sistema total quando a modulação é fixa.	91
5.11	Taxas de transmissão de cada usuário quando a modulação é adaptativa.	97
5.12	BER de cada usuário quando a modulação é adaptativa.	98
5.13	Taxa de transmissão e BER total dos sistemas quando a modulação é adaptativa.	99
5.14	Comparação entre a BER dos diversos esquemas de modulação para o usuário 3.	100
A.1	Sistema implementando no Simulink.	112
A.2	Principais blocos implementados do sistema.	113

Lista de Tabelas

2.1	Comparação entre as tecnologias atuais de telecomunicações.	10
2.2	Descrição dos parâmetros das expressões (2.4) e (2.5).	18
2.3	Parâmetros para o modelo de ruído de fundo.	26
5.1	Alocação espectral de cada usuário para o sistema <i>clustered</i> -COFDM e COFDM.	79
5.2	Parâmetros do sistema COFDM de um usuário quando a modulação é fixa.	88
5.3	Parâmetros do sistema <i>clustered</i> -COFDM de um usuário quando a modulação é fixa.	89
5.4	SNR na entrada do receptor em função da PSD do sinal transmitido quando a modulação é fixa.	89
5.5	Parâmetros do sistema COFDM de cada usuário quando a modulação é adaptativa.	93
5.6	Parâmetros do sistema <i>clustered</i> -COFDM de cada usuário quando a modulação é adaptativa.	94
5.7	SNR na entrada do receptor em função da PSD do sinal transmitido quando a modulação é adaptativa.	95
5.8	Taxa de transmissão em função da PSD do sinal transmitido quando a modulação é adaptativa.	95
5.9	Taxa de transmissão em função da PSD do sinal transmitido variando o esquema de modulação para o usuário 3.	101

1

Introdução

A crescente demanda por acesso banda larga, a necessidade permanente de novos serviços de telecomunicações e de capacidades adicionais de transmissão, induziram e motivaram a busca por novas tecnologias de acesso às redes de comunicação de dados. Dentre estas tecnologias, a Transmissão de Dados através da Rede Elétrica - *Power Line Communication* (PLC) tem se apresentado bastante atrativa.

Apesar das aplicações PLC existirem há mais de um século, a tecnologia PLC não foi inicialmente explorada seriamente como um meio de transmissão de dados, devido a sua baixíssima taxa de transmissão quando comparada a outras tecnologia, baixa funcionalidade e custo de desenvolvimento elevado. Porém, novas técnicas de comunicação digital de dados, apoiadas por avanços tecnológicos, permitiram que a tecnologia PLC finalmente se tornasse viável como um meio de transmissão de dados. De fato, somente após a década de 80, do século XX, foi possível a implementação de técnicas de processamento de sinais, de modulação e de codificação de canais em

modems PLC que permitiram taxas em torno de 14,4 kbps. Neste mesmo período, o Comitê Europeu de Normalização Eletrotécnica (CENELEC) introduziu uma norma que permite taxas de transmissão de dados de até 144 kbps para distâncias inferiores a 500 m, potência do sinal transmitido abaixo de 5 mW e que opera numa faixa de frequência entre 9 kHz e 148,5 kHz. Ao longo da década de 90, do século XX, algumas empresas propuseram o uso da faixa entre 1 MHz e 30 MHz para a transmissão banda larga de dados (algumas dezenas de Mbps) (Ascom, 2003; Echelon, 2004). A partir desta época, os sistemas PLC evoluíram até os sofisticados sistemas atuais, permitindo o acesso compartilhado de vários usuários conectados às redes de distribuição de energia, alcançando taxas de transmissão com cerca de 200 Mbps. Esta melhoria significativa, notadamente na última década, deve-se ao uso dos sistemas de transmissão multi-portadoras baseados na Transformada Discreta de Fourier - *Discrete Fourier Transform* (DFT) (Dostert, 2001; Hrasnica, Haidine, & Lehnert, 2005). De fato, os sistemas multi-portadoras não apenas revolucionaram as transmissões de dados em banda-larga por cabos telefônicos (sistemas *Asymmetric Digital Subscriber Line* (ADSL) e *Very-high-bit-rate Digital Subscriber Line* (VDSL)) e de comunicação sem fio (*WiFi* e *WiMax*), mas também são os responsáveis por viabilizar as aplicações PLC atuais. Apesar dos sistemas multi-portadoras terem revolucionado a transmissão de dados via rede elétrica, recentemente é possível observar que algumas das características dos canais PLC e dos ruídos aditivos têm limitado a eficiência e o desempenho de tais sistemas. Como exemplo, podemos citar a presença de ruídos impulsivos de longa duração, com elevada probabilidade de ocorrência, que resulta numa redução considerável de desempenho dos sistemas PLC baseados em modulação multi-portadoras.

Nesta dissertação, é discutido e analisado o uso de sistemas Multiplexação Ortogonal por Divisão de Frequência Codificada - *Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (COFDM) para aplicações de Transmissão de Dados através da Rede Elétrica - *Power Line Communication* (PLC) de Baixa Tensão (BT) e externa. A partir desta discussão e análise, o uso de sistemas *clustered*-COFDM é proposto e, a seguir, analisado para minimizar os efeitos devido à presença de ruídos impulsivos e à ocorrência de nulos espectrais nas respostas em frequência

dos modelos lineares e invariantes no tempo das redes elétricas de BT, os quais são derivados para aplicações de transmissão de dados. A principal diferença entre os sistemas COFDM e *clustered*-COFDM é que o segundo é um conjunto de sistemas COFDM com menor número de sub-portadoras operando em paralelo e na mesma banda de frequência de operação do sistema COFDM.

A comparação de desempenho dos sistemas COFDM e *clustered*-COFDM sob as mesmas condições de operação é apresentada quando o transmissor dispõe de informações parciais e completas do canal de comunicação. Aqui, é denominado informações parciais o conhecimento da distância entre o transmissor e o receptor e, desta forma, a abordagem para simulação é a mesma implementada em sistemas multi-portadoras aplicados para a comunicação sem fio. Por outro lado, as informações completas do canal estão associadas ao conhecimento das SNRs nas sub-portadoras pelo transmissor e, neste contexto, tem-se a abordagem de simulação aplicada a sistemas multi-portadoras para comunicação via cabos. Os resultados obtidos em ambas as abordagens de simulação revelam que, em relação ao sistema COFDM, o sistema *clustered*-COFDM reduz a Taxa de Erro de Bits - *Bit Error Rate* (BER) quando as informações parciais do canal são disponíveis. Quando as informações completas do canal de comunicação são disponíveis, o sistema *clustered*-COFDM é capaz de não apenas reduzir a BER, mas também de aumentar a taxa de transmissão. Assim sendo, é possível concluir, através dos resultados de simulação indicados, que o sistema *clustered*-COFDM é o mais apropriado para aplicações PLC.

Esta dissertação apresenta a seguinte estrutura:

No Capítulo 2, é abordada a tecnologia PLC, mostrando os canais e ruídos aditivos característicos das redes elétricas de BT e usados nesta dissertação. A seguir, uma breve discussão sobre sistemas multi-portadoras para PLC é apresentada.

No Capítulo 3, a formulação do problema de transmissão de dados baseada em sistemas multi-portadora é apresentada. Em seguida, o uso de sistemas *clustered*-OFDM para aplicações PLC é introduzido e discutido.

No Capítulo 4, são discutidos os blocos básicos de um sistema multi-portadora

codificado. Neste capítulo, são então descritos os blocos: i) randomizador; ii) codificação para correção de erro; iii) entrelaçador; iv) Modulação de Amplitude em Quadratura - *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM); v) modulação multi-portadora OFDM/DMT; vi) estimação e equalização de canais; e por fim vii) o algoritmo de *waterfilling* ou de alocação de bit (*bitloading*).

O Capítulo 5 apresenta uma análise de desempenho entre o sistema OFDM/DMT codificado, tradicionalmente aplicado em PLC, e o sistema *clustered*-OFDM codificado. Os resultados de simulação obtidos quando existe conhecimento parcial e completo do meio de transmissão de dados indicam que o sistema *clustered*-OFDM codificado é o mais apropriado para aplicações PLC.

Finalmente, no Capítulo 6, as conclusões e observações finais são apresentadas.

2

Modelagem de Canais PLC

No presente capítulo, discute-se a caracterização das redes elétricas de BT e externas na faixa de frequência compreendida entre 0,5 MHz e 30 MHz. A caracterização através da descrição dos modelos de canais e de ruídos aditivos se faz necessário para o desenvolvimento e avaliação das camadas Física - *Physical* (PHY) e Controle de Acesso ao Meio - *Media Access Control* (MAC) de sistemas de comunicação voltados para aplicações em PLC.

Neste contexto, inicialmente a Seção 2.1 apresenta uma breve revisão sobre a tecnologia PLC e aponta suas vantagens, desvantagens e particularidades. Já a Seção 2.2 traz uma descrição das características específicas das redes elétricas e descreve a modelagem de canal utilizada nesta dissertação. A seguir, a Seção 2.3 discute os principais ruídos tipicamente encontrados nas redes elétricas de BT e externas e descreve os modelos de ruídos aditivos implementados para verificação dos sistemas multi-portadoras analisados nesta dissertação. A Seção 2.4 traz uma

introdução sobre sistemas multi-portadoras aplicados a PLC.

2.1 Breve Revisão sobre a Tecnologia PLC

Nas últimas décadas, a crescente demanda por acesso banda larga, a necessidade permanente de novos serviços de telecomunicações e de capacidades adicionais de transmissão, induziram e motivaram a busca por novas tecnologias de acesso às redes de comunicação de dados (Hrasnica et al., 2005). A investigação de diferentes meios de comunicação de dados, tendo como parâmetros: o desempenho, o custo, a facilidade de uso e a adequação para a aplicação, direciona especial atenção às redes elétricas como meio de transmissão de dados (Ribeiro, 2005).

O fato das redes elétricas estarem amplamente disponíveis a todos, levanta a questão deste ser um meio conveniente de acesso banda-larga para usuários residenciais, comerciais e industriais. O aproveitamento deste grande potencial é justificado pela economia de se implementar uma rede de dados sem o custo adicional da implantação do meio físico como, por exemplo, nos casos das tecnologias Linha Digital de Assinante - *Digital Subscriber Line* (DSL) e Rede Local - *Local Area Network* (LAN) (Jr. & Amato, 2007). Porém, as redes elétricas foram inicialmente projetadas e dimensionadas topologicamente e fisicamente para a distribuição de energia a diversas máquinas e equipamentos conectados às mesmas nas frequências de 50 Hz e 60 Hz. Assim, afirma-se que, *a priori*, as redes elétricas não são adequadas para a transmissão de sinais, principalmente quando a frequência é superior à 0,5 MHz e as distâncias são superiores à 1 km.

Essa atenção especial dada às redes elétricas para a transmissão de dados se deve às seguintes vantagens:

a) as redes elétricas já estão presentes em cerca de 95% dos domicílios residenciais, comerciais e industriais (Ascom, 2001). Através do “Programa Nacional de Universalização do Acesso e Uso da Energia Elétrica - Luz para Todos” (Governo, 2007), do governo federal brasileiro, cerca de 99% da população será atendida pelo fornecimento de energia elétrica;

b) o baixo custo de implementações da infra-estrutura de comunicação, pois a

mesma já se encontra instalada;

c) a capacidade teórica dos canais PLC que pode ultrapassar os 2 Gbps (Er Liu & Korhonen, 2005).

d) o aumento vertiginoso da capacidade de processamento dos modernos Processadores Digitais de Sinal - *Digital Signal Processors* (DSPs) e dispositivos Arranjo de Portas Programável em Campo - *Field Programmable Gate Array* (FPGA) e a diminuição constante dos custos dos mesmos;

e) o desenvolvimento de novas técnicas de transmissão digital (Dostert, 2001);

f) e a possibilidade de empresas concessionárias de energia elétrica se tornarem provedores de acesso a internet e de seus inerentes serviços.

Atualmente, os sistemas de comunicação através da rede elétrica fornecem taxas de transmissão de dados relativamente altas, chegando até 224 Mbps. A tecnologia PLC pode ser usada em redes elétricas de AT/MT/BT em ambientes externos e internos. Entretanto, esta tecnologia é utilizada hoje em dia principalmente para redes de acesso, compreendida entre o secundário do transformador MT/BT e os medidores de consumo de energia, e redes de comunicação interna, compreendida entre os medidores de consumo de energia e qualquer ponto de acesso à rede elétrica numa residência, comércio e indústria. O uso da tecnologia PLC nas redes de BT externa e interna é recente e bastante incentivado pelos fabricantes europeus e americanos de dispositivos e sistemas PLC. Isto porque nos países desenvolvidos, a tecnologia PLC é uma das possíveis soluções a serem utilizadas e, não necessariamente, a mais promissora. De fato, estes países já dispõem de uma infra-estrutura de telecomunicações instalada que, satisfatoriamente, atende às necessidades de acesso banda-larga dos usuários. Por outro lado, as demandas por transmissão de dados em países em desenvolvimento e subdesenvolvidos são completamente diferentes daquelas observadas em países desenvolvidos. De fato, os países em desenvolvimento e subdesenvolvidos dispõem de uma infra-estrutura de telecomunicações reduzida. Neste contexto, a tecnologia PLC é promissora para os países subdesenvolvidos e em desenvolvimento, posto que 50% do custo de implementação de um sistema de telecomunicação é devido à infra-estrutura. Assim sendo, qualquer que seja a solução de telecomunicação que reduza os gastos com

infra-estrutura pode contribuir decisivamente para a redução da exclusão digital.

Os sistemas PLC de banda larga, aplicados às áreas de acesso das telecomunicações, representam uma tecnologia de comunicação alternativa para a realização do chamado acesso “*last mile*” ou acesso na última milha. A rede de acesso PLC cobre as últimas centenas de metros de uma rede de comunicação, conectando o usuário às redes de telecomunicações. Os assinantes do PLC são conectados à rede por um modem PLC que garante a transferência de dados sobre redes elétricas de BT até um concentrador. Por outro lado, o concentrador é conectado ao *backbone* da rede de telecomunicação através de um *link* de comunicação que pode ser fibra, tecnologia DSL, Rádio Frequência - *Radio Frequency* (RF), etc. Assim, a construção de novas infra-estruturas de redes de acesso na última milha pode ser evitada, empregando-se a tecnologia PLC de banda larga. Neste contexto, é importante frisar que as empresas de telecomunicações não dispõem de recursos suficientes que garantam o retorno do investimento necessário para a construção de uma infra-estrutura de telecomunicações que atenda a totalidade da população mundial, principalmente, nos países desenvolvidos e em desenvolvimento.

Conforme afirmado anteriormente, as redes elétricas de AT/MT/BT não foram desenvolvidas para a transmissão de dados e, portanto, não representam um meio adequado para este fim. O canal de transmissão PLC é caracterizado por grandes atenuações dependentes da frequência, mudanças de impedância e desvanecimentos, assim como, fortes influências do ruído.

Para reduzir as distorções (atenuações e atrasos) introduzidas pelas redes elétricas, os sistemas PLC utilizam eficientes técnicas de modulação, como o espalhamento espectral e multi-portadora. Como todo e qualquer meio de transmissão de dados, os problemas gerados pelos ruídos podem ser corrigidos com os mecanismos de Correção de Erro à Jusante - *Forward Error Correction* (FEC) e de Requisição Automática de Retransmissão - *Automatic Repeat Request* (ARQ). Entretanto, estas técnicas consomem uma certa fatia da capacidade da rede PLC devido à redundância e à retransmissão. Uma vez que a largura de banda do canal PLC é dividida entre os usuários, então, qualquer redução de capacidade devido ao protocolo de redundância deve ser minimizado.

É importante frisar que a tecnologia PLC deve competir com outras tecnologias de acesso e oferecer uma vasta gama de serviços com garantia de serviço satisfatória (Qualidade de Serviço - *Quality of Service* (QoS)). Uma boa utilização da rede elétrica e a provisão de garantia de QoS podem ser atingidas com uma camada MAC eficiente (Hrasnica et al., 2005).

As agências reguladoras especificam limites bem severos tendo em vista a emissão eletromagnética de redes PLC para o meio ambiente. Como consequência, a tecnologia PLC tem de operar com uma potência de sinal limitada, o que reduz o alcance do sistema e as taxas de transmissão de dados, e também, aumentam a sensibilidade à distúrbios.

Para ilustrar uma comparação da tecnologia PLC com as atuais soluções de telecomunicações existentes no mercado para aplicações na última milha, tem-se a Tabela 2.1, lembrando que estes valores são para alguns sistemas comerciais para cada tecnologia, não representado as capacidades máximas de cada. Mesmo considerando que estas informações sejam bastante dinâmicas, ou seja, a cada dia estes dados assumem um novo valor de acordo com as novas tecnologias, pode-se constatar que o sistema PLC já é uma aplicação comercialmente viável e tem sido empregada com resultados muito atrativos. Aliás, a tecnologia PLC é fortemente incentivada para aplicações internas em ambientes residenciais, comerciais e industriais, posto que, diferentemente da tecnologia *WiFi*, a mesma fornece garantia de QoS. É interessante lembrar que estes dados e tecnologias estão em constante evolução visando alcançar maiores taxas de transmissão, maiores distâncias de transmissão e menores custos. Desta forma, a tecnologia PLC também deve acompanhar estas evoluções. Porém, para que isso se torne realidade, é necessário otimizar o uso das redes elétricas de distribuição de energia para a transmissão de dados, passando pelo estudo das características inerentes à este meio de transmissão. Estes estudos revelam os reais potenciais e os principais problemas encontrados nas redes elétricas que dificultam a transmissão de dados a altas taxas e com baixa probabilidade de erro. O resultado deste estudo é a obtenção de conhecimento necessário para o desenvolvimento de uma modelagem adequada aos canais PLC e aos vários ruídos presentes neste meio. A modelagem

de canais PLC é discutida na Seção 2.2.

Tabela 2.1: Comparação entre as tecnologias atuais de telecomunicações.

Tecnologia	Taxa máxima	Distância
<i>WiFi</i> (802.11b e 802.11g)	11 Mbps e 54 Mbps	100 m
<i>WiFi</i> 5 (802.11a)	54 Mbps	50 m
<i>Bluetooth</i>	1 Mbps	10 m
<i>ZigBee</i>	0,3 Mbps	100 m
HPNA	128 Mbps	340 m
PLC	200 Mbps	300 m
Ethernet com fio	1.000 Mbps	100 m
xDSL	até 54 Mbps	6 km
RDSI/ISDN	64 kbps	6 km
Fibra Óptica (FTTx)	155 Mbps	10 km
Cabo Coaxial (HFC)	100 Mbps	500 m
Rádio	9,6 kbps até 144 kbps	70 km
Satélite	Dw 600/ Up 200 kbps	Até 15.000 km
<i>WiMax</i>	70 Mbps	10 km

2.2 Modelos de Canais PLC

As redes elétricas foram, desde o início, projetadas para a transmissão e a distribuição de energia elétrica. Conseqüentemente, o uso das mesmas como canal de comunicação de dados apresenta limitações e dificuldades superiores àquelas observadas em outros meios metálicos usados para a transmissão de dados, tais como cabos telefônicos, cabos coaxiais e par trançado. A rede elétrica é um canal de transmissão instável na qual a variação de sua impedância com o tempo e com a frequência e a variação temporal da sua resposta ao impulso são devidos à grande diversidade de equipamentos que podem ser conectados à ela. Logo, a rede elétrica pode ser considerada como um canal de multi-propagação devido às reflexões geradas

pelos ramais com descontinuidade de impedância. A impedância dos canais PLC é altamente variante com a frequência, fortemente dependente da localização, tipo e topologia das redes e equipamentos a ela conectados (Hrasnica et al., 2005).

De um modo geral, as redes de distribuição de energia possuem diferenças consideráveis entre si, tratando-se da estrutura, topologia e propriedades físicas quando comparadas aos convencionais meios *wireline*, como fio telefônico, par trançado e coaxial. Uma das características marcantes é o compartilhamento de um mesmo meio físico de comunicação por vários usuários e a presença de várias fontes de ruídos.

Os canais PLC também podem ser caracterizados como um meio termo entre um tradicional canal de telefonia fixa e um canal de comunicação sem fio. De fato, os mesmos apresentam desvanecimento seletivo em frequência e severas atenuações do sinal em função do aumento da distância e da frequência, além da presença de ruídos com níveis de potência elevados e com intervalos suficientes para corromper rajadas de dados transmitidos.

Considerando os comentários feitos para caracterizar os canais PLC e com as descrições encontradas na literatura, constata-se que ao se utilizar a rede elétrica para a transmissão de dados, deve-se lidar de forma apropriada com os seguintes problemas: i) atenuação do sinal em função do aumento da distância; ii) atenuação em função do aumento da frequência; iii) atenuação seletiva na frequência; iv) variação da impedância de entrada da rede elétrica quando a frequência varia; e v) comportamento ciclo-variante no tempo do canal.

A dependência da distância e da frequência na atenuação de um sinal transmitido por canais PLC nas redes de BT externas, apresentada em (Zimmermann & Dostert, 1999), é mostrada na Figura 2.1. Nesta figura, o perfil de atenuação é função dos parâmetros básicos do canal. Destacam-se cinco situações diferenciadas pelas distâncias de 100 m, 150m, 200 m, 300 m e 380 m, resultando em grupos de funções de atenuação com características diferentes entre si, o que demonstra a forte dependência da atenuação com a distância.

As atenuações seletivas em frequência são ilustradas na Figura 2.2, que mostra a simulação para o modelo descrito pela Equação (2.4). Esta figura também demonstra

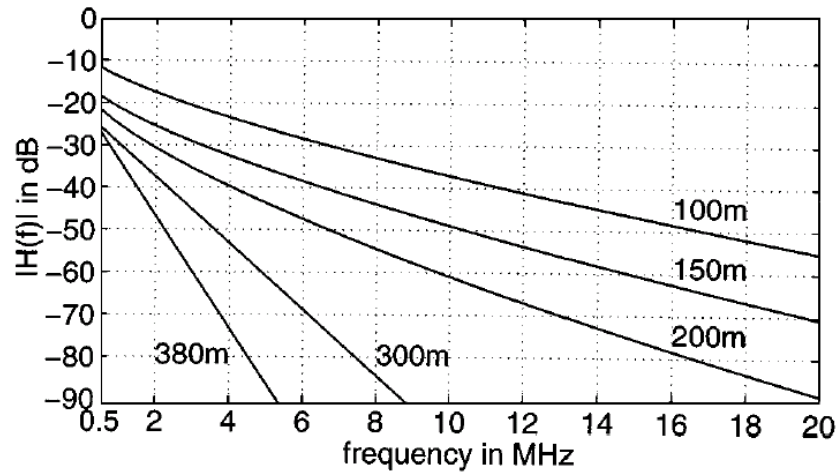


Figura 2.1: Atenuação dependente da distância e da frequência (Zimmermann & Dostert, 1999).

o aumento da atenuação com o aumento da frequência.

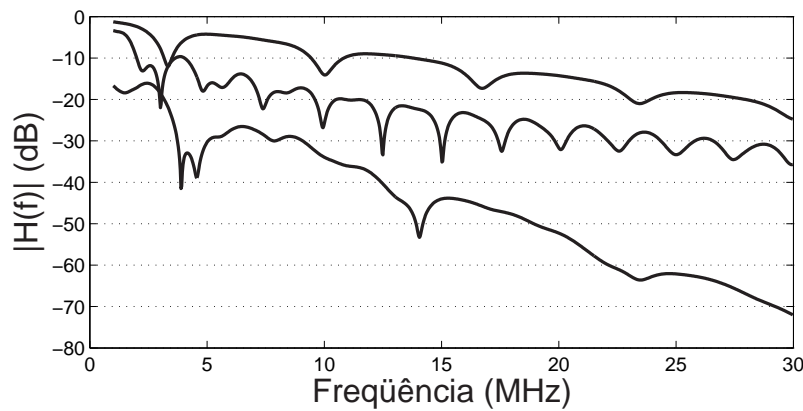


Figura 2.2: Módulo da amplitude da resposta em frequência de 3 canais PLC.

A impedância dos canais PLC é altamente variante com a frequência e tem valores entre alguns ohms (Ω) à kilo-ohms ($k\Omega$) com picos em algumas frequências. Na maioria das frequências, a impedância tem comportamento indutivo ou capacitivo atingindo valores entre 90Ω à 100Ω . É importante salientar que a impedância vista pelos transmissores e receptores é influenciada fortemente pela topologia da rede elétrica e pelas cargas conectadas à mesma, uma vez que o valor desta

impedância depende de cargas sendo conectadas e desconectadas aleatoriamente. As cargas, então, devem ser modeladas por uma impedância complexa dependente da frequência (Pavlidou, Vinck, Yazdani, & Honary, 2003). Um exemplo, mostrado em (Canete, Diez, Cortes, & Entrambasaguas, 2002) e reproduzido na Figura 2.3, ilustra a variação da impedância em altas frequências para uma cafeteira.

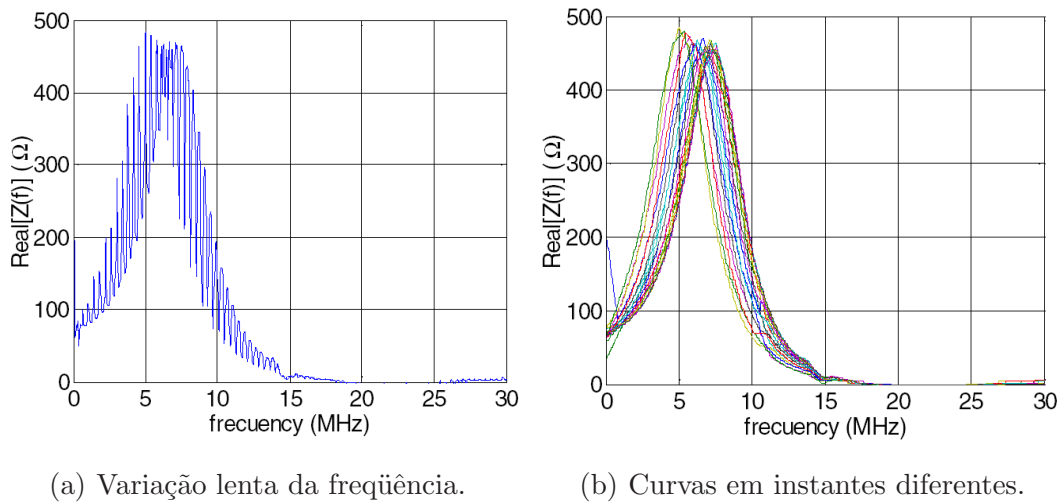


Figura 2.3: Parte real da impedância de uma cafeteira variando com a frequência (Canete, Cortes, Diez, Entrambasaguas, & Carmona, 2005).

Estudos relacionados às propriedades de alta-frequência de dispositivos elétricos conectados à rede elétrica de BT e interna foram apresentados em (Canete, Cortes, Diez, Entrambasaguas, & Carmona, 2005). Os resultados experimentais revelam um comportamento variante no tempo e sincronizados com a fundamental. Este fato apóia uma proposta de um modelo de canal ciclicamente variante no tempo. Exemplos de medições em canais PLC confirmaram este comportamento, que deve ser considerado no desenvolvimento de sistemas de transmissão. Neste caso, a variação temporal da resposta do canal PLC deve ser compensada, caso contrário, o desempenho do receptor é degradado severamente (Canete et al., 2005). Na Figura 2.4, é mostrada a evolução da amplitude da resposta em frequência de um canal, entre 7 MHz e 15 MHz, durante um período de 2 horas. Neste caso, são observadas variações de até 15 dB para determinadas frequências, que provavelmente foram causadas pela mudança nas cargas conectadas, enquanto outros *notches*

permanecem na mesma frequência, provavelmente devido a alguma tomada sem nenhum equipamento a ela conectado (Canete et al., 2002).

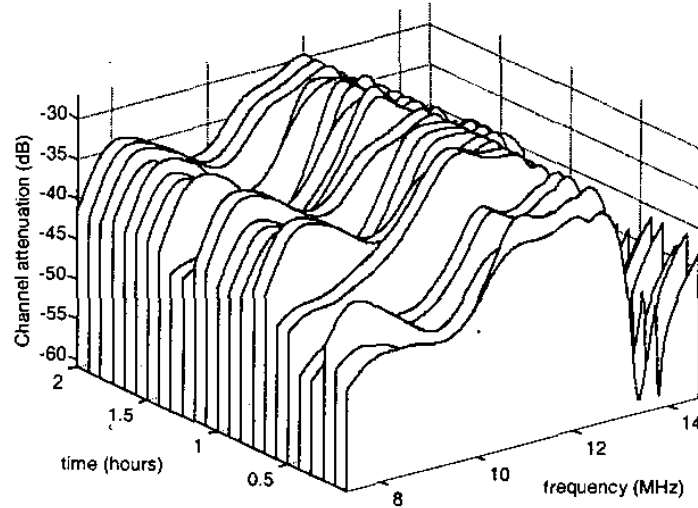


Figura 2.4: Evolução de um canal PLC para um período de 2 horas (Canete et al., 2002).

Pesquisas recentes mostram que a melhor faixa de frequência para aplicações banda larga em redes elétricas de BT e externas (acesso *last mile*) é entre 500 kHz e 10 MHz (Langfeld, 2001). De fato, o uso desta faixa de frequência para esta aplicação e neste contexto faz sentido uma vez que são, nas redes de BT e externas, observadas as maiores atenuações do sinal transmitido. Devido a este fato, o Instituto Europeu para Padrões de Telecomunicações - *European Telecommunication Standards Institute* (ETSI) definiu que a faixa entre 0,5 MHz e 10 MHz é para aplicações PLC nas redes de BT e externa e a faixa entre 10 MHz e 30 MHz é para aplicações nas redes de BT e internas. No entanto, medições indicaram que esta definição de bandas de frequências para redes externas e internas não é a melhor estratégia e, assim sendo, um novo relatório da ETSI especifica que as faixas de frequências para aplicações PLC em redes externas e internas podem ser dinâmicas.

Para a modelagem de canais PLC, existem dois tipos de abordagens para descrever consistentemente canais banda larga PLC, *top down* ou *bottom up*:

Bottom up: o modelo é descrito por matrizes de admitância e impedância do

circuito. Essa modelagem requer um conhecimento detalhado dos parâmetros da rede e, também, a manipulação de um número elevado de parâmetros para que se tenha uma precisão razoável.

Top down: neste método os canais PLC são descritos como “caixas pretas” e as características do canal são encontradas através da estimação de sua função de transferência. Essa modelagem resulta em uma representação mais simples e independente da topologia da rede elétrica, geralmente mais utilizada para canais PLC externos, posto que é difícil caracterizar perfeitamente o mesmo usando a abordagem *bottom up*.

Modelagem para Canais com Multi-Propagação

A transmissão digital de dados através de canais com multi-propagação, desvanecimento na frequência e variantes no tempo, pode ser caracterizada por filtros lineares variantes no tempo. Estes filtros lineares são descritos por uma resposta ao impulso variante no tempo $h(t, \tau)$, onde $h(t, \tau)$ é a resposta do canal no instante t devido a um impulso aplicado no instante τ (Proakis & Salehi, 2006).

Existem basicamente duas características distintas dos canais de transmissão. Uma característica é que o sinal transmitido chega no receptor por multi-percursos, cada um deles tem um tempo de atraso associado. Uma segunda característica diz respeito às variações com o tempo. Como resultado de tais variações, a resposta do canal para qualquer sinal transmitido muda com o tempo. Então, se a resposta ao impulso, $h(t, \tau)$, do canal for estimada várias vezes, é possível observar mudanças na mesma devido às mudanças físicas do meio. Em geral, as variações temporais do canal não são determinísticas e, assim sendo, uma modelagem variante no tempo e aleatória é considerada amplamente.

Para obter uma descrição estatística do canal, é considerado a transmissão de um sinal dado por

$$c(t) = A \cos 2\pi f_c t, \quad (2.1)$$

onde A é a amplitude e f_c é a frequência da portadora. O sinal recebido na ausência

de ruídos pode ser expresso por

$$\begin{aligned} x(t) &= A \sum_i \alpha_i(t) \cos[2\pi f_c(t - \tau_i(t))] \\ &= A \Re \left[\sum_i \alpha_i(t) e^{-j2\pi f_c \tau_i(t)} e^{j2\pi f_c t} \right], \end{aligned} \quad (2.2)$$

onde $\alpha_i(t)$ é o fator de atenuação variante no tempo associado ao i -ésimo multi-percurso e $\tau_i(t)$ é correspondente ao atraso de propagação. O sinal de valor complexo representa a resposta do canal a uma exponencial complexa $e^{j2\pi f_c t}$

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_i \alpha_i(t) e^{-j2\pi f_c \tau_i(t)} \\ &= \sum_i \alpha_i(t) e^{-j\phi_i(t)}. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Apesar da entrada do canal ser um sinal monocromático (por exemplo, um sinal em apenas uma frequência), a saída do canal consiste em um sinal que contém várias componentes senoidais. Estas novas componentes são geradas como resultado da variação temporal da resposta do canal. Verifica-se o valor complexo do sinal recebido $y(t)$, vide Equação (2.3), como a soma de um número de vetores (fasores), onde cada um deles tem uma amplitude variante no tempo $\alpha_i(t)$ e uma fase $\phi_i(t)$. Em geral, é necessário muitas mudanças dinâmicas no meio físico para causar uma grande mudança em $\alpha_i(t)$. Por outro lado, a fase $\phi_i(t)$ muda em 2π radianos sempre que $\tau_i(t)$ mudar de $\frac{1}{f_c}$. Mas, $\frac{1}{f_c}$ é um número pequeno, logo, a fase $\phi_n(t)$ muda de 2π ou mais radianos com as mudanças significativamente pequenas das características do meio. Espera-se que os atrasos $\tau_i(t)$ associados aos diferentes caminhos do sinal variem de maneira aleatória. Isto implica que o sinal de valor complexo $y(t)$, na Equação (2.3), pode ser modelado como um processo aleatório, e se existir um grande número de caminhos de propagação para o sinal, o teorema do limite central pode ser aplicado. Conseqüentemente, $y(t)$ pode ser modelado como um processo Gaussiano aleatório de valor complexo. O modelo de propagação multi-percurso para o canal, incorporado no sinal recebido $x(t)$ ou, equivalentemente, $y(t)$, dado pela Equação (2.3), resulta em um amortecimento do sinal. O fenômeno do amortecimento é, primeiramente, um resultado dos fatores de fase variantes no tempo $\phi_n(t)$. Às vezes, os vetores de valor complexo em $y(t)$ se adicionam destrutivamente e,

conseqüentemente, reduzem a potência do sinal recebido. Em outras situações, os vetores em $y(t)$ se adicionam construtivamente e, então, produzem um ganho no sinal recebido. A variação da amplitude no sinal recebido, em razão dos multi-percursos variantes no tempo, é geralmente chamada de atenuação do sinal (Proakis & Salehi, 2006). Não existem modelos de canais variantes no tempo na literatura para canais PLC. Assim, nesta dissertação, é assumido que o canal PLC é invariante no tempo e determinístico.

Assumindo-se que o canal seja determinístico e invariante no tempo e, que a abordagem para modelagem seja *top down*, então o modelo de multi-propagação de acordo com a Equação (2.3) para redes elétricas, proposto em (Dostert, 2001), pode ser obtido. Como mostrado em (Dostert, 2001), a resposta em frequência do canal PLC é dada por

$$H(f) = \sum_{i=1}^N \underbrace{|g_i(f)| \cdot e^{\varphi \cdot g_i(f)}}_{\text{Fator Peso}} \cdot \underbrace{e^{-(a_0 + a_1 \cdot f^k) \cdot d_i}}_{\text{Fator de Atenuação}} \cdot \underbrace{e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \tau_i}}_{\text{Fator de Atraso}}, \quad f > 0, \quad (2.4)$$

onde

$$\tau_i = \frac{d_i \sqrt{\epsilon_r}}{c_0}, \quad (2.5)$$

e os parâmetros de (2.4) e (2.5) são listados na Tabela 2.2.

Aplicando a inversa da transformada de fourier em (2.4) é possível obter a resposta ao impulso de $H(f)$. Esta resposta ao impulso pode ser representada por

$$h(t) = \sum_{i=1}^N a_i f(t - t_i), \quad (2.6)$$

onde $t_i \geq 0$, pois assume-se que o modelo de canal PLC é causal, a_i é uma constante. A discretização de $h(t)$ é obtida a partir de

$$h(n) = h(t)|_{t=nT}, \quad (2.7)$$

onde T é o intervalo de amostragem e assume-se que $\frac{1}{T} \geq 2f_{\max}$ e f_{\max} é a frequência máxima de $h(t)$.

Tabela 2.2: Descrição dos parâmetros das expressões (2.4) e (2.5).

N	Número total de caminhos de propagação.
i	Número de caminhos, onde o caminho com menor atraso tem índice $i=1$.
a_0 e a_1	Parâmetros de atenuação.
k	Expoente do fator de atenuação (os valores típicos estão entre 0,5 e 1).
g_i	Fator peso para o caminho i , em geral complexo, pode ser considerado como uma combinação dos fatores de transmissão e reflexão envolvidos.
d_i	Comprimento do caminho i .
τ_i	Atraso do caminho i .
ε_r	Constante dielétrica do cabo.
c_0	Velocidade da luz.

Como discutido anteriormente, em adição às atenuações dependentes da frequência que caracterizam o canal PLC, profundos *notches* de banda limitada estão presentes na função de transferência, que podem aparecer sobre toda a banda de frequência. Estes *notches* são causados pelas múltiplas reflexões produzidas pela falta de casamento de impedância. Este comportamento é descrito pela Equação (2.4).

A Equação (2.4) descreve a propagação do sinal através de N caminhos (ou multi-percursos) com individuais fatores de atraso e de atenuação. Percebe-se, pelo fator de atenuação, que a atenuação aumenta com a distância e a frequência.

Uma vez que esta modelagem será usada para a validação da proposta apresentada nesta dissertação, é importante conhecer o quão próximo a mesma está dos canais reais. Os resultados obtidos em (Zimmermann & Dostert, 2002b) estão apresentados nas Figuras 2.5, 2.6(a) e 2.6(b). Estas figuras mostram valores obtidos a partir de medições em canais reais e os valores simulados a partir da modelagem descrita pela Equação (2.4). A Figura 2.5 apresenta a resposta ao impulso do canal simulado e medido mostrando valores próximos aos reais, já as Figuras 2.6(a) e 2.6(b) apresentam o módulo da amplitude e a fase da resposta em frequência do canal simulado e medido ficando mais claro a constatação de que modelo apresenta

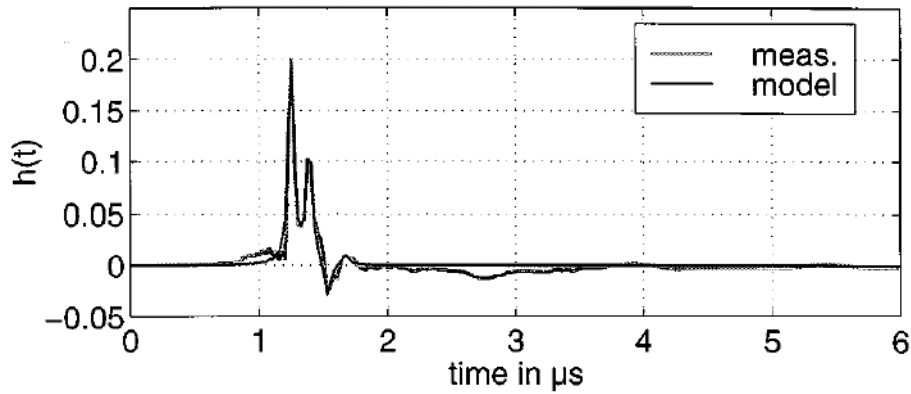


Figura 2.5: Resposta ao impulso de um canal simulado e medido (Zimmermann & Dostert, 2002c).

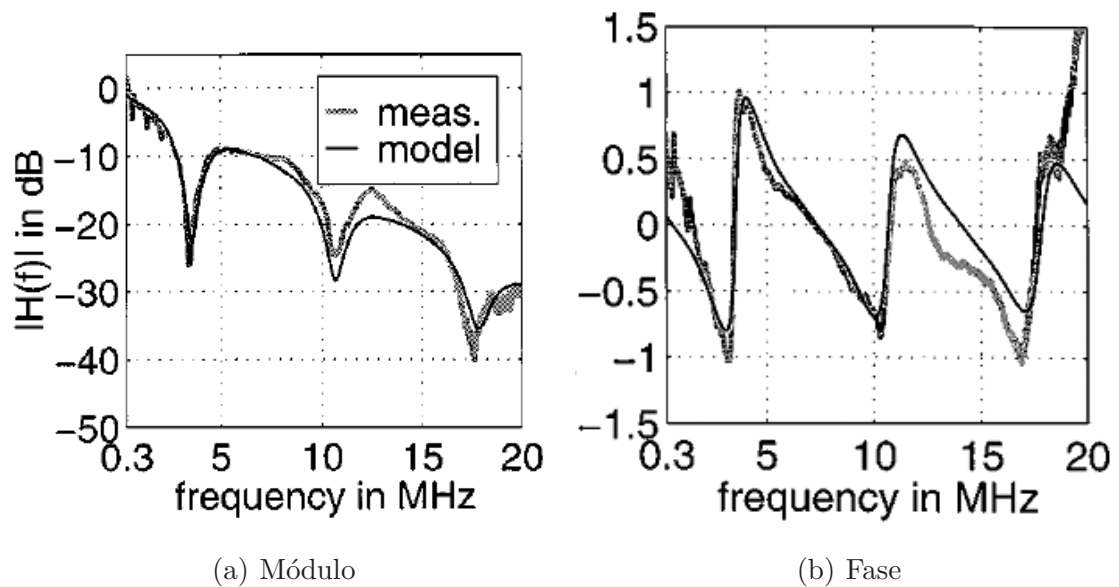


Figura 2.6: Módulo e Fase no domínio da frequência de um canal simulado e medido (Zimmermann & Dostert, 2002c).

uma reprodução bem aproximada dos canais reais. Assim, pode-se afirmar que os resultados de simulações da transmissão de dados com este modelo equivalem aos resultados obtidos em uma rede elétrica real.

2.3 Modelos de Ruídos Aditivos

A presença de ruído superposto a um sinal tende a obscurecê-lo ou mascará-lo limitando a capacidade do receptor de fazer decisões corretas sobre os símbolos recebidos, diminuindo assim, a taxa da transmissão de dados ou aumentando a probabilidade de erro (Zimmermann & Dostert, 2000). Neste contexto, é importante explicitar que o ruído nas redes de transmissão e distribuição de energia elétrica, ao contrário do que acontece em vários outros canais de comunicação, não pode ser modelado por um ruído branco (Dostert, 2001).

Segundo (Nguimbis, Jiang, & Cheng, 2000), o ruído é gerado aleatoriamente pela natureza e pelo homem. Em redes de BT, pequenas indústrias e aparelhos eletrodomésticos produzem ruído na faixa de frequência de 5 kHz à 100 kHz. Em frequências muito baixas, a influência do ruído é elevada, diferentemente das frequências muito elevadas onde a Densidade Espectral de Potência - *Power Spectral Density* (PSD) do ruído decresce e tende a ser constante, ou seja, deixa de ser colorido e passa a ser levemente colorido.

Alguns estudos sobre os principais tipos de ruídos foram apresentados em (Tanaka, 1988; Dostert, 2001; Brwon, 1998; Burr & Brwon, 1998; Zimmermann & Dostert, 2002b, 2002a). Nestes trabalhos, os autores apresentam uma classificação dos ruídos presentes em canais PLC. Essa classificação baseou-se naquela classificação introduzida em (Hooijen, 1998) para aplicações banda estreita em canais PLC residenciais.

O ruído no receptor é não estacionário (varia com a frequência, localização do receptor em relação a fonte geradora de distúrbio na rede elétrica e tempo), e pode atingir valores elevadíssimos quando, por exemplo, fornos de micro-ondas e motores são ligados (Biglieri, 2003; Pavlidou et al., 2003).

As principais interferências presentes em um canal PLC na faixa de 100 kHz à 30 MHz são considerados em (Dostert, 2001; Zimmermann & Dostert, 2002a) onde a descrição do ruído nas redes elétricas é dada por

$$v(t) = v_{bkgr}(t) + v_{nb}(t) + v_{pa}(t) + v_{ps}(t) + v_{imp}(t), \quad (2.8)$$

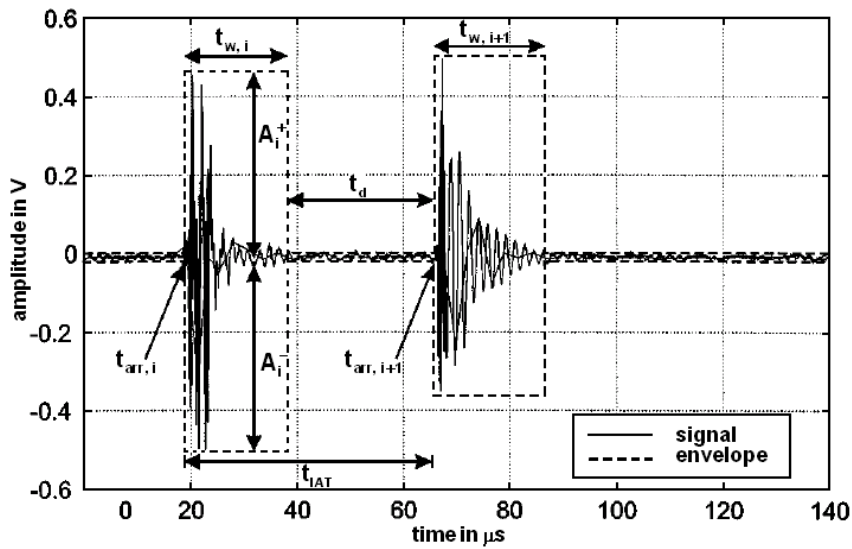
onde $v_{bkgr}(t)$ é o ruído colorido de fundo, $v_{nb}(t)$ é o ruído em banda estreita, $v_{pa}(t)$ é o ruído impulsivo periódico e assíncrono com a componente fundamental, $v_{ps}(t)$ é o ruído impulsivo periódico síncrono com a componente fundamental, e finalmente, $v_{imp}(t)$ é o ruído impulsivo assíncrono, sendo este o mais severo. Objetivando a simulação em um cenário mais próximo do que é realmente encontrado nas redes de distribuição de energia elétrica, são implementados e descritos os seguintes modelos de ruídos: i) ruído colorido de fundo; ii) ruído impulsivo periódico e síncrono à componente fundamental; e iii) ruído impulsivo assíncrono.

O ruído impulsivo é caracterizado por um pulso com forma aleatória, cuja amplitude é muito maior que a do ruído de fundo. Geralmente, aparelhos externos conectados à rede são os responsáveis por esses ruídos impulsivos. Motores elétricos e chaves são alguns dos mais comuns geradores de ruídos impulsivos. Segue a descrição dos ruídos impulsivos periódicos síncronos à componente fundamental e o assíncrono.

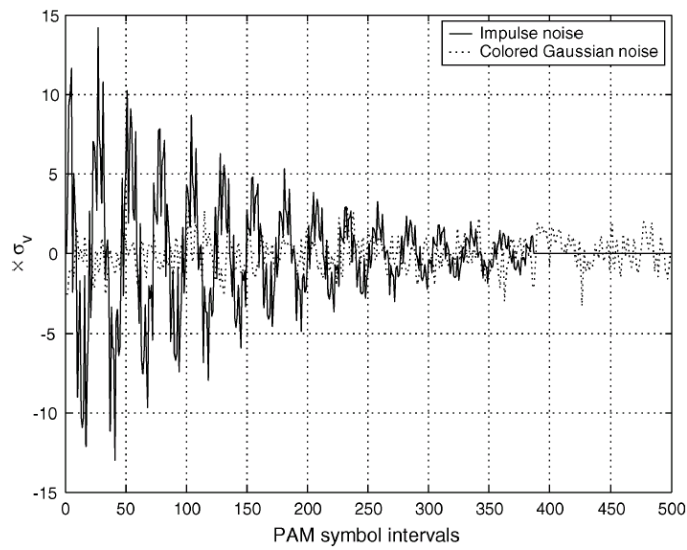
- Ruído Impulsivo Periódico e Síncrono à Componente Fundamental

Esse tipo de ruído tem uma taxa de repetição de 60 Hz à 120 Hz e são sincronizados com a frequência da componente fundamental da rede elétrica. Assim sendo, pode-se afirmar que o mesmo é um ruído ciclo-estacionário. Eles são de curta duração (alguns micro-segundos) e têm densidade espectral de potência decrescente com a frequência. Eles são principalmente causados pelo chaveamento dos retificadores de tensão dos conversores eletrônicos e são variantes no tempo. Através de medições, foi constatado que uma alta porcentagem de ruídos impulsivos ocorrem periodicamente e em sincronia pelos cabos elétricos. O ruído impulsivo consiste em senóides amortecidas (Degardin, Lienard, Zeddami, Gauthier, & Degauquel, 2002), com alto conteúdo nas baixas frequências. O impulso periódico pode ser modelado por uma coleção de I_s senóides amortecidas dado por (Hormis, Berenguer, & Wang, 2006)

$$n_s(t) = \sum_{i=1}^{I_s} A_i \cdot \sin(2\pi \cdot f_i \cdot (t - t_{arr,s}) + \alpha_i) \times e^{-\frac{t-t_{arr,s}}{\tau_i}} \prod \left(\frac{t - t_{arr,s}}{t_{w,s}} \right), \quad (2.9)$$



(a)



(b)

Figura 2.7: Exemplos de ruídos obtidos pela modelagem proposta (Zimmermann & Dostert, 2002b).

onde f_i é a “pseudo-freqüência” e α_i é a fase da i -ésima senóide amortecida. O termo $\prod(t)$ é chamado de envelope do ruído impulsivo e é definido como um pulso quadrado de duração $t_{w,s}$ de amplitude constante no intervalo $0 < t \leq 1$ e vale 0 para qualquer outro instante. O termo $t_{arr,s}$ é o tempo periódico que se dá

entre um ruído e outro e A_i denota a amplitude da i -ésima sinusoidalidade. Assume-se $A_i \sim \mathcal{N}(0, G_i \sigma_v^2)$, $i=1, \dots, I_s$, onde G_i representa o acréscimo sobre a variância do ruído de fundo Gaussiano, $\mathcal{N}(0, \sigma_v^2)$, e está na faixa entre 20 à 30 dB acima da potência do ruído de fundo. O ganho G_i da senóide com “pseudo-freqüências” elevadas é selecionado para adaptar-se aos conteúdos típicos de baixa freqüência observados nas medições dos ruídos impulsivos, usualmente as pseudo-freqüências são menores do que 1 MHz. O termo τ_i denota o fator de amortecimento, impulsos de aproximadamente $t_{w,s} = 50 \mu s$ foram medidos. Em (Canete et al., 2002) é definido que as pseudo-freqüências assumem valores no intervalo de 500 kHz à 3 MHz. Nesta dissertação, assim como em (Canete et al., 2002), foram consideradas três pseudo-freqüências ($I_s = 3$) com valores de 300 kHz, 2 MHz e 3 MHz.

Na Figura 2.7(a), são mostrados alguns parâmetros que foram utilizados na Equação (2.9) e o envelope do ruído que define onde haverá ou não a presença do ruído impulsivo (Zimmermann & Dostert, 2002a). De acordo com esta figura, t_{IAT} (intervalo de tempo relativo entre as chegadas dos impulsos) é dado por

$$t_{IAT} = t_{w,s} + t_d = t_{arr,i+1} - t_{arr,i}, \quad (2.10)$$

onde t_d é a distância entre o fim de um impulso e o início do impulso seguinte, $t_{w,s}$ a largura de ocorrência do impulso e $t_{arr,s}$ são os tempos de chegada (início) de cada ruído impulsivo.

O gráfico de uma rajada de ruído impulsivo segundo o modelo da Equação (2.9) foi obtido em (Zimmermann & Dostert, 2002a) e pode ser visto na Figura 2.7(b).

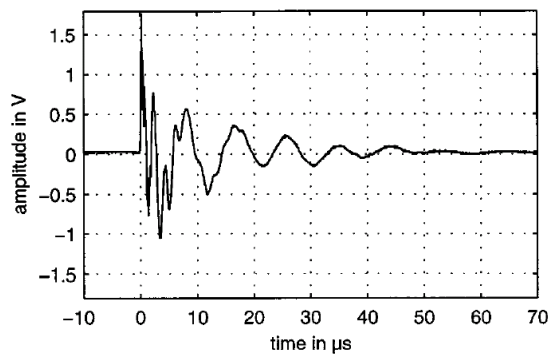
- Ruído Impulsivo Assíncrono

São causados, principalmente, pelos transitórios gerados por chaveamentos nas redes elétricas. Esses ruídos muitas vezes são similares as senóides superpostas, têm tempo de duração na ordem de alguns micro-segundos até alguns mili-segundos e apresentam tempos aleatórios de chegada. A forma desse ruído no domínio do tempo não é a forma mais clara de representação, conforme pode ser explicitado pelas Figuras 2.8(a) e 2.8(b). Assim, realiza-se então uma análise espectral, a fim de obter mais informações sobre este. A PSD dos ruídos impulsivos assíncronos pode

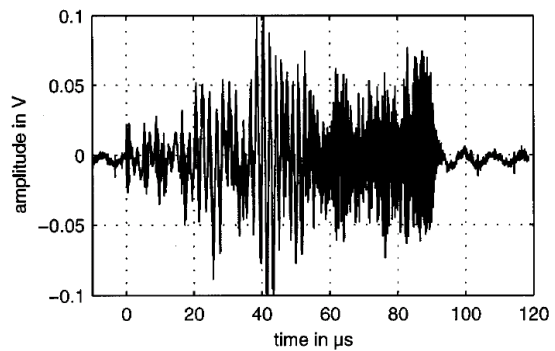
alcançar 50 dB acima da PSD dos ruídos de fundo, como observado nas Figuras 2.8(c) e 2.8(d). São altamente variantes no tempo e podem causar erros em alguns bits ou rajadas de bits transmitidos.

A combinação de todas as fontes de ruído impulsivo que são assíncronos à fundamental pode ser modelada como a soma de senóides amortecidas de acordo com a Equação (2.9), porém o termo $t_{arr,a}$ é modelado como uma variável aleatória (Zimmermann & Dostert, 2002a). As rajadas assíncronas são geralmente causadas por transitórios de chaveamento. Fazendo $t_{IAT,a} = t_{arr,a}^{(p)} + t_{arr,a}^{(p-1)}$ ser o tempo relativo de chegada entre rajadas de ruído assíncrono impulsivo consecutivas, ou seja, rajadas p e $p-1$. Assim $t_{IAT,a}$ é modelado por uma distribuição exponencial (Hormis et al., 2006). Para esta dissertação, assume-se que $t_{IAT,a}$ tem uma distribuição exponencial com média igual a 100 ms, que $t_{w,a}$ é constante com valor de 100 μs e as amplitudes das senóides amortecidas $A_i, i = 1 \dots I_a$, são modelados de forma idêntica às amplitudes das senóides amortecidas dos ruídos impulsivos síncronos.

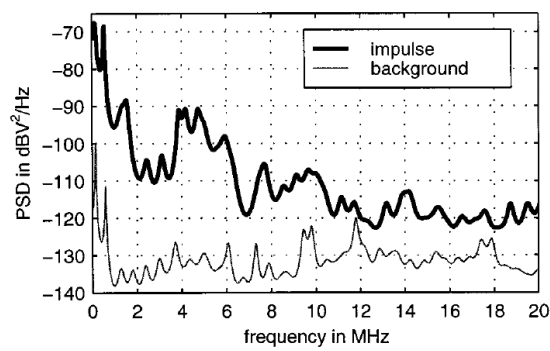
Conforme é ilustrado na Figura 2.8, ambos os impulsos excedem a PSD do ruído de fundo por no mínimo 10 dB à 15 dB na maior parte da banda de frequência de 100 kHz à 20 MHz. O impulso 1 chega a exceder o ruído de fundo em mais de 50 dB e o impulso 2 excede em mais de 30 dB. Como nos outros tipos de ruídos, pode-se dizer que sua PSD se concentra nas frequências abaixo de 1 MHz (Zimmermann & Dostert, 2002a).



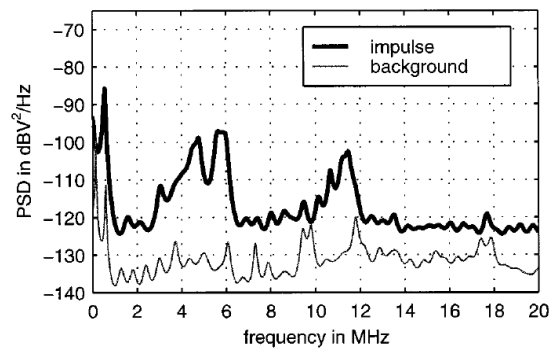
(a) Exemplo 1



(b) Exemplo 2



(c) Exemplo 1



(d) Exemplo 2

Figura 2.8: Representação de 2 exemplos de ruídos impulsivos no domínio do tempo e sua PSD (Zimmermann & Dostert, 2002b).

- Ruído de Fundo

O ruído de fundo pode ser definido por um tipo de ruído que está sempre presente em um sistema e ele é o resultado da soma de vários ruídos gerados por diferentes fontes (Esmailian, 2003). Ele possui uma potência espectral relativamente baixa e varia com a frequência, sua PSD varia com o tempo em termos de minutos ou até mesmo em termos de horas.

A PSD do ruído de fundo utilizado pode ser modelada como uma curva similar ao decaimento exponencial. Este modelo, baseado em 3 parâmetros, é dado por (Esmailian, 2003)

$$S_n(f) = a + b \cdot |f|^c \text{ dBm/Hz}, \quad (2.11)$$

onde a , b , e c são parâmetros dependentes da localização das medidas sendo que suas obtenções estão descritas em (Esmailian, 2003) e f é a frequência em MHz. Os valores de a , b e c para ambientes, que representam o melhor e pior cenários, são listados na Tabela 2.3.

Tabela 2.3: Parâmetros para o modelo de ruído de fundo.

Parâmetros	a	b	c
Melhor Caso	-140	38,75	-0,720
Pior Caso	-145	53,23	-0,337

Enquanto a Figura 2.9 representa uma amostra do ruído de fundo em um prédio de uma universidade e uma aproximação matemática para o melhor e o pior caso, a Figura 2.10 apresenta algumas das simulações dos principais modelos de ruídos utilizados e descritos nesta dissertação. O modelo da Equação (2.9), que descreve o ruído periódico impulsivo síncrono simulado, pode ser visto na Figura 2.10(a). Observa-se a ocorrência deste ruído a cada $\frac{T_{fund}}{2}$ segundos (s), sendo $T_{fund}=16,67$ ms o período da componente fundamental para o sistema elétrico com frequência $f = 60$ Hz.

A ocorrência de ruídos impulsivos assíncronos com a fundamental é ilustrada na Figura 2.10(b). A implementação da Equação (2.11) para o ruído de fundo, segundo

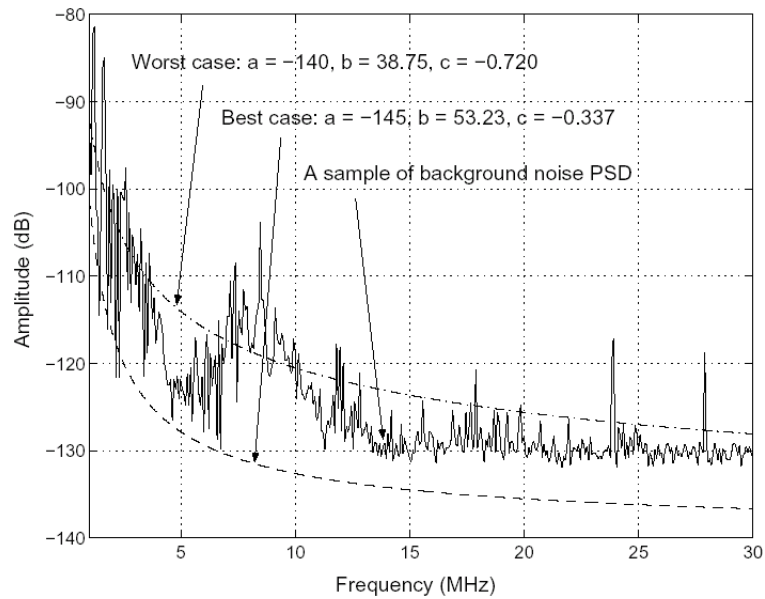
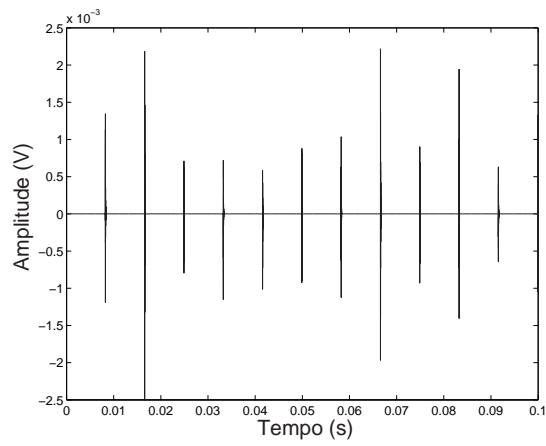
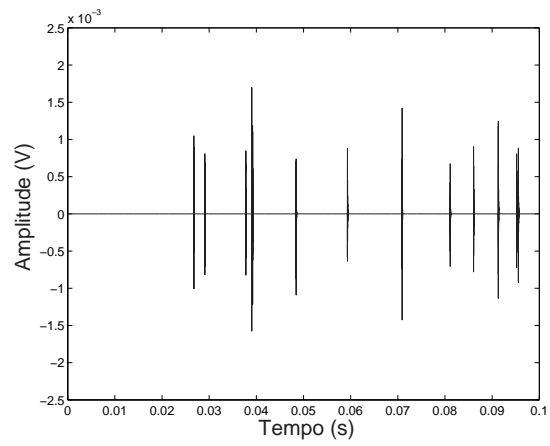


Figura 2.9: Exemplo da PSD do ruído aditivo (Esmailian, 2003).

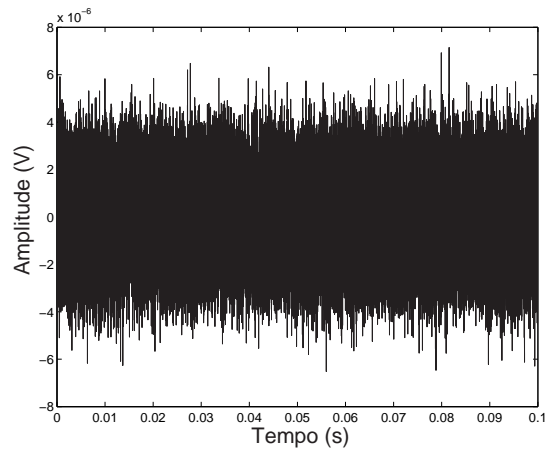
os parâmetros para o pior caso na Tabela 2.3, é apresentado na Figura 2.10(c). A composição do ruído presente em uma rede elétrica simulado com todos os modelos aqui apresentados, resulta no ruído mostrado na Figura 2.10(d). Como exemplo de uma rajada de ruído impulsivo descrito pela Equação (2.9), a Figura 2.10(e) apresenta o ruído simulado com um valor de $T_{arr}=0,06662$ s.



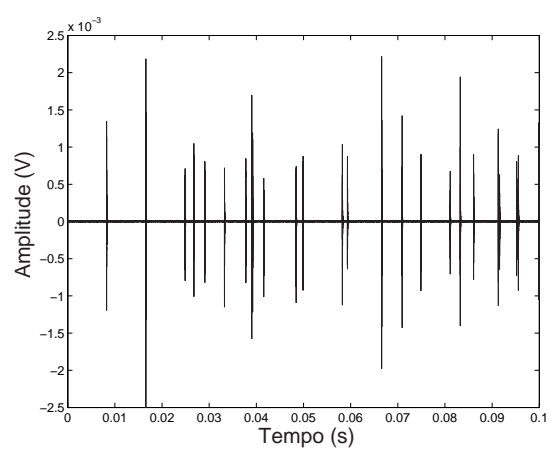
(a) Ruído Síncrono.



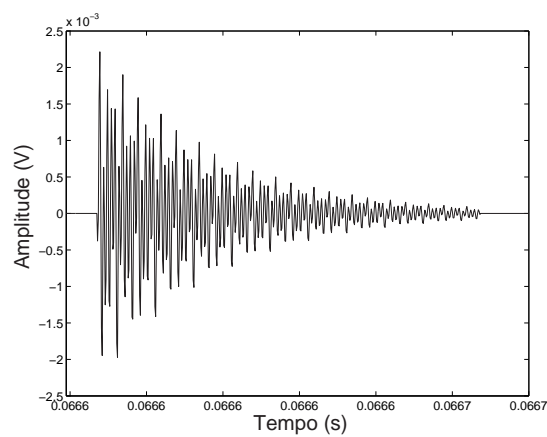
(b) Ruído Assíncrono.



(c) Ruído de Fundo.



(d) Soma dos três Ruídos.



(e) Rajada de Ruído Impulsivo.

Figura 2.10: Principais modelos de ruídos simulados.

2.4 Sistemas Multi-Portadoras para Aplicações PLC

A seleção de um esquema de modulação para um sistema PLC deve levar em conta três questões importantes: i) a presença de ruído e distúrbios impulsivos causando uma Relação Sinal Ruído - *Signal to Noise Ratio* (SNR) relativamente baixa; ii) a variação no tempo da seletividade em frequência do canal; e iii) os obstáculos regulatórios relacionados à compatibilidade eletromagnética que limitam a potência transmitida (Ribeiro, 2006).

De fato, os sistemas PLC devem gerenciar múltiplos usuários de comunicação ponto-a-ponto, dividindo o espectro com outros sistemas de telecomunicações, lidar com adversidades e canais PLC inadequados para a transmissão de dados. Então, dependendo da finalidade da aplicação, cada técnica de modulação apresenta certas vantagens. Por exemplo, para sistemas elétricos de baixo custo e baixa taxa de transmissão, a Modulação por Chaveamento de Frequência - *Frequency Shift Keying* (FSK) parece ser uma boa solução. Para taxas mais altas, acima de 1 Mbps, o Acesso Múltiplo por Divisão de Código - *Code Division Multiple Access* (CDMA) oferece a vantagem de usar seu ganho de espalhamento para atender os limites permitidos de radiação (Pavlidou et al., 2003). Adicionalmente, para aplicações em comunicações com baixas taxas de dados ou *Narrowband Power Line Communication* (NaPLC) pode-se modular os sinais digitais nas linhas elétricas usando técnicas de modulação, tais como, *Binary Phase Shift Keying* (BPSK), Modulação por Chaveamento de Fase - *Phase Shift Keying* (PSK), FSK, *Minimum Shift Keying* (MSK) e *Gaussian Minimum Shift Keying* (GMSK) (E. A. Lee & Messerschmitt, 1994; Proakis, 2000). Entretanto, para aplicações banda larga, técnicas avançadas como *M-ary Phase Shift Keying* (M-PSK), *M-ary Quadrature Amplitude Modulation* (M-QAM) e *M-ary Frequency Shift Keying* (M-FSK) devem ser utilizadas (Hanzo, Webb, & Keller, 2000; Hrasnica et al., 2005). Além disso, para lidar com os problemas introduzidos pelos canais PLC, sistemas PLC requerem robustez e técnicas de modulação eficientes, tais como, Espalhamento Espectral - *Spread Spectrum* (SS) e esquemas *Multi-Carrier* (MC)

(Zigangirov, 2004; Fazel & Kaiser, 2003; Hanzo, Münster, Choi, & Keller, 2003). Entre elas, Multiplexação Ortogonal por Divisão de Freqüência - *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) (Bahai, Satzberg, & Ergen, 2004), *Discrete Multitone Transceiver* (DMT) (Baig & Gohar, 2003; Ribeiro, Duque, & Romano, 2006; Ribeiro, Lopes, Duque, & Romano, 2005; Cioffi, Starr, & Silverman, 1998) e CDMA foram analisadas para aplicações PLC. Fazendo uma comparação do desempenho entre *Direct Sequence Code Division Multiple Access* (DS-CDMA) e sistemas OFDM para *Broadband Power Line Communication* (BoPLC) *downstream*, é possível notar que o OFDM atinge desempenho superior e flexibilidade maior no gerenciamento de recursos, enquanto o CDMA garante bom desempenho e políticas de alocação satisfatórias com receptores simples e baratos (Re, Fantacci, Morosi, & Serravalle, 2003; Fantacci & Morosi, 2003). Recentemente, várias combinações dos dois esquemas, *Multi-Carrier Spread Spectrum* (MC-SS), como *Multi-Carrier Code Division Multiple Access* (MC-CDMA), estão sendo propostas para BoPLC (Day & Poor, 2003; Crussiere & Helard, 2006). A vantagem oferecida pelos esquemas MC-SS refere-se ao fato de que eles atingem desempenhos elevados em sistemas de comunicação multi-usuário em meios difíceis e, deste modo, representam uma solução potencial para sistemas PLC.

Sistemas OFDM e DMT

Recentemente, os sistemas OFDM e DMT foram propostos como excelentes candidatos para transmissão devido a suas vantagens em simplificar a equalização do canal PLC, eficiência espectral elevada e flexibilidade na variação da taxa de transmissão quando aplicadas em canais de freqüências seletivas. De acordo com (Bingham, 1990), o OFDM ou DMT atinge alto desempenho em canais com freqüência seletiva amortecida e severa Interferência Inter-Simbólica - *Inter-Symbol Interference* (ISI) (Ribeiro, 2006).

A modulação OFDM é, em sua essência, um tipo de técnica de modulação digital, que pode sobrepor o efeito ISI, prolongando o período do símbolo do sinal transmitido. Na modulação OFDM, uma seqüência de elevadas taxas de dados

em série é dividido em um número de seqüências de taxas mais baixas de dados paralelos por multi-portadoras ortogonais, então o período do símbolo de cada canal é estendido. Fazendo isso, a sub-banda é tão estreita que o sub-canal associado tem uma resposta em frequência plana. Como resultado, um canal de frequência seletiva se torna equivalente a um conjunto de sub-canais planos e a ISI é facilmente eliminada. A Interferência entre Portadoras - *Inter-Carrier Interference* (ICI) pode ser eliminada teoricamente pela ortogonalidade entre as sub-portadoras e a equalização dos dados com detecção coerente é obtida por um escalar complexo.

Um sistema que pode ter um grande sucesso em prevenir erros causados por fortes atenuações do canal ou ruídos em sub-bandas específicas é o OFDM. Logo, este sistema é robusto contra interferências de banda estreita e níveis elevados de ruídos (Biglieri, 2003; Zhang & Cheng, 2004; Meng, Guan, & Chen, 2005).

A largura de banda total demandada pelo OFDM ou DMT é dividida em N sub-canais paralelos, e os bits são designados para as sub-portadoras numa proporção direta às SNRs das mesmos. O esquema que aloca a energia e bits para as diferentes sub-portadoras são chamados algoritmos de alocação de bits (*bitloading*).

Para aplicações PLC, os sistemas OFDM codificado e DMT codificado têm sido usados em aplicações comerciais de modems BoPLC (Baig & Gohar, 2003; Ascom, 2001; DS2, 2004; Intellon, 2004; *Mitsubishi*, n.d.; Biglieri, 2003; Zhang & Cheng, 2004; Gotz, Rapp, & Dostert, 2004; HomePlug, 2004; M. K. Lee, Newman, Latchman, Katar, & Yonge, 2003; Lin, Latchman, Newman, & Katar, 2003). Além disto, o desenvolvimento de novas técnicas para aumentar o desempenho dos sistemas *coded-OFDM* ou *coded-DMT* é um caminho para superar as limitações dos sistemas OFDM e DMT (Zhang & Cheng, 2004; Ribeiro et al., 2006).

As vantagens associadas ao uso das técnicas de espalhamento espectral são: i) robustez em relação às interferências de banda estreita; ii) a possibilidade de realização do CDMA; e iii) a operação com uma baixa densidade de potência espectral que reduz os problemas de Compatibilidade Eletromagnética - *Electromagnetic Compatibility* (EMC). Entretanto, as técnicas de espalhamento espectral apresentam uma eficiência espectral baixa e características passa-baixa sensíveis a atenuações devido à seletividade da frequência. Além disso, existe a

necessidade da equalização complexa do sinal em conexões de ponto-a-multiponto (Hrasnica et al., 2005).

Por outro lado, a técnica multi-portadora permite uma grande redução na complexidade da equalização do canal e uma melhora na imunidade do sinal às distorções. Além disso, a técnica multi-portadora permite o uso seletivo do espectro de frequência, evitando faixas de frequências severamente degradadas por interferências de banda estreita e contornando as bandas de frequências críticas, sendo estas especificadas pelos órgãos reguladores para atender outras aplicações. A flexibilidade fornecida pelo sistema multi-portadora, leva a uma eficiência espectral elevada, que chega a ser duas vezes a eficiência espectral obtida com sistemas mono-portadoras. Além disso, técnicas de *bitloading*, aplicadas às sub-portadoras OFDM, fazem com que se atinja uma capacidade muito próxima dos limites teóricos. Por essa razão, o sistema OFDM é amplamente usado em aplicações PLC banda-larga (Hrasnica et al., 2005).

2.5 Sumário

Neste capítulo, foi realizada uma breve revisão sobre a tecnologia PLC, apontando-a como uma proposta para a crescente necessidade de acesso banda-larga. Em seguida, discutiu-se brevemente a situação atual desta tecnologia e suas principais características. Os modelos de canais PLC foram apresentados, assim como suas particularidades. Os ruídos, tipicamente encontrados em sistemas PLC, foram classificados e, aqueles utilizados nesta dissertação, foram descritos. Por fim, foi justificada a utilização de sistemas multi-portadoras para aplicações banda-larga sobre as redes elétricas.

3

Formulação do Problema

Este capítulo descreve os problemas com os quais esta dissertação procura lidar. Inicialmente uma visão das particularidades para a transmissão de dados pela rede elétrica com a técnica OFDM/DMT é discutida. A partir de algumas situações onde estas técnicas não apresentam desempenhos satisfatórios, é introduzido o uso da abordagem *clustered*-OFDM para sistemas PLC.

Inicialmente, na Seção 3.1, são discutidas algumas limitações do sistema OFDM/DMT, quando o mesmo é empregado para o uso compartilhado, por diversos usuários, das redes elétricas de BT. Aqui é considerado o sistema *Time Division Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (TD-OFDM) / *Time Division Discrete Multitone Transceiver* (TD-DMT), ou seja, cada usuário dispõe de um período de tempo para a transmissão de dados, fazendo uso de toda a banda disponível. A seguir, na Seção 3.2, é introduzido o sistema *clustered*-OFDM/DMT, que pode ser visto como uma forma de sistema *Frequency Division Orthogonal Frequency Division*

Multiplexing (FD-OFDM) / *Frequency Division Discrete Multitone Transceiver* (FD-DMT) com alocação dinâmica de sub-portadoras para os usuários. Observe que o sistema FD-OFDM/DMT com alocação dinâmica das sub-portadoras é atualmente conhecido como sistema *Orthogonal Frequency Division Multiplexing Adaptive* (OFDMA).

3.1 Sistemas OFDM/DMT em Aplicações PLC

A técnica Multiplexação Ortogonal por Divisão de Freqüência - *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) consiste na transmissão paralela de dados em diversas sub-portadoras com modulação QAM e com taxas de transmissão menores em cada sub-portadora em relação a taxa de transmissão do sistema OFDM como um todo. Seja a largura de banda para a transmissão de dados igual a W , o número de sub-portadoras, assim como a largura de banda alocada para cada sub-portadora são iguais a N_s e $W_n = W/N_s$, respectivamente.

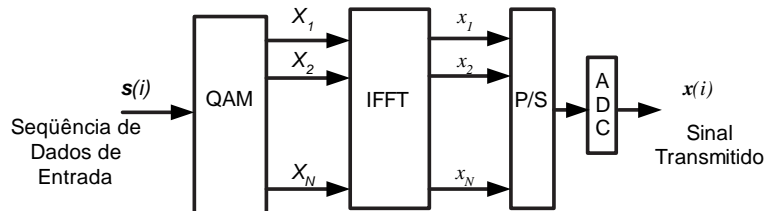


Figura 3.1: Sistema OFDM.

A Figura 3.1 descreve o funcionamento de um sistema OFDM na banda base, onde pode ser visto o vetor \mathbf{s} , constituído de amostras binárias da fonte de dados.

Na transmissão de um símbolo OFDM a seqüência de bits da fonte de informação \mathbf{s} é, primeiramente modulada e a seqüência de símbolos na saída do modulador é dividida em blocos de comprimento $N/2$. O i -ésimo bloco de dados modulado é representado por

$$\mathbf{X}(i) = [X(iN/2), \dots, X(iN/2 + N/2 - 1)]^T. \quad (3.1)$$

Aplicando em (3.1) uma estratégia de mapeamento sugerida em (Cioffi, 2007) e reproduzido na Seção 4.5, obtém-se o vetor dado por

$$\bar{\mathbf{X}}(i) = [\bar{X}(iN), \dots, \bar{X}(iN + N - 1)]^T. \quad (3.2)$$

Note que o vetor $\bar{\mathbf{X}}(i)$ tem o dobro do comprimento do vetor $\mathbf{X}(i)$. A IFFT é aplicada ao vetor $\bar{\mathbf{X}}(i)$ para formar o vetor $\mathbf{x}(i) = \mathbf{F}_N^H \bar{\mathbf{X}}(i)$. A n -ésima coluna de \mathbf{F} , apresentada em (Pengfei & Georgios, 2003), é formada pelos vetores

$$\mathbf{f}_n = \left(\frac{1}{\sqrt{N}} \right) [e^{j0}, e^{j2\pi n/N}, \dots, e^{j2\pi n(N-1)/N}]^T, \quad (3.3)$$

onde os vetores $\{\mathbf{f}_n\}_{n=0}^{N/2-1}$ representam as $N/2$ sub-portadoras de informações individualmente transmitidos em sub-portadoras distintas. Cada símbolo de informação é associado a uma sub-portadora distinta.

$$\mathbf{x}(i) = \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{f}_n \bar{X}(iN + n). \quad (3.4)$$

Para evitar a interferência entre os blocos de dados distintos, ou seja, para evitar a interferência inter-simbólica, um prefixo cíclico de comprimento ν , onde L_h é o comprimento efetivo do canal é inserido na transmissão e removido na recepção. A inserção e remoção do Prefixo Cíclico - *Cyclic Prefix* (CP), faz com que a convolução linear se torne convolução circular, posto que a matriz de convolução do canal passa a ser circular. Assim sendo, cada sub-portadora é uma auto-função do canal FIR resultante ou \mathbf{f}_n é o n -ésimo auto-vetor da matriz de convolução circular do canal. Assim sendo, tem-se que após a remoção do PC, o bloco na saída do canal FIR, pode ser dado por

$$\mathbf{y}(i) = \sum_{n=0}^{N-1} H(\rho_n) \mathbf{f}_n \bar{X}(iN + n) + \mathbf{v}(i), \quad (3.5)$$

onde $\rho_n = \exp(j2\pi n/N)$ é a frequência da sub-portadora \mathbf{f}_n , $H(\rho_n)$ é a resposta em frequência do canal $H(z) = \sum_{l=0}^{N-1} h(l)z^{-l}$ calculado para ρ_n e $\mathbf{v}(i)$ é o termo que representa o ruído aditivo.

Cada símbolo de informação pode ser separado quando a propriedade de ortogonalidade entre as sob-portadoras é considerada, ou seja,

$$\mathbf{f}_i^H \mathbf{f}_j = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \quad (3.6)$$

e assim sendo, o símbolo de informação no receptor obtido após a aplicação da FFT é dado por

$$y(iN + n) = \mathbf{f}_n^H \mathbf{y}(n) = H(\rho_n) \overline{X}(iN + n) + v(iN + n) \quad (3.7)$$

onde

$$v(iN + n) = \mathbf{f}_n^H \mathbf{v}(i) \quad (3.8)$$

e, finalmente,

$$\mathbf{y}(i) = [y(iN) \quad y(iN - 1) \dots y(iN + N - 1)]^T \quad (3.9)$$

O esquema padrão baseado em um sistema OFDM para uma transmissão de dados *downlink*, ou seja, entre o concentrador e os diversos usuários nas redes elétricas de BT entre o transformador e os medidores, é um sistema *Single Input - Multiple Output* (SIMO), mostrado na Figura 3.2. Nesta figura, M é o número de usuários PLC. Considerando esse sistema e supondo que os canais PLC são lineares, causais e invariantes no tempo, então a versão discreta no tempo da k -ésima saída do canal é dada por

$$\mathbf{y}_k(i) = \tilde{\mathbf{y}}_k(i) + \mathbf{v}_k(i) = \mathbf{y}(i) = \sum_{n=0}^{N-1} H_{k,n} \mathbf{f}_n \overline{X}_k(iN + n) + \mathbf{v}_k(i), \quad (3.10)$$

onde o vetor $\tilde{\mathbf{y}}_k(i)$ denota a saída do canal PLC livre de ruídos associada ao k -ésimo usuário, $H_{k,n} = H_k(\rho_n)$ é o n -ésimo coeficiente da resposta em frequência do canal PLC associado ao k -ésimo usuário, o vetor $\mathbf{v}_k(i)$ é o ruído aditivo relativo ao k -ésimo usuário e o vetor $\overline{X}_k(iN + n)$ é a n -ésima amostra do vetor $\overline{\mathbf{X}}_k(i)$ na saída do modulador associado ao k -ésimo usuário do lado transmissor. A fim de simplificar e generalizar, pode-se assumir que o vetor $\mathbf{v}_k(i) = \mathbf{v}(i)$, $k = 1, \dots, M$. Note que $\mathbf{v}(i) = [v_0(i), \dots, v_{N-1}(i)]^T$, onde cada termo $v_j(i) = v_{bkg_r,j}(i) + v_{nb,j}(i) +$

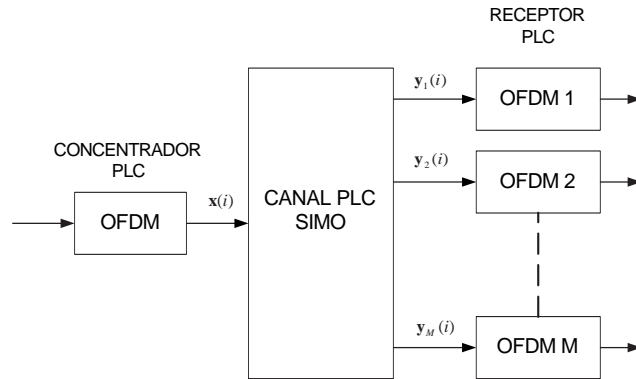


Figura 3.2: Sistema OFDM SIMO para uma transmissão de dados *downlink* em canais PLC.

$v_{pa,j}(i) + v_{ps,j}(i) + v_{imp,j}(i)$, sendo que $v_{bkg}(i)$, $v_{nb}(i)$, $v_{pa}(i)$, $v_{ps}(i)$, $v_{imp}(i)$ são as componentes do ruído aditivo descritas na Seção 2.3.

Atualmente, o sistema OFDM/DMT, empregado para o acesso compartilhado em aplicações PLC, faz uso da seguinte estratégia denominada de *Time Division Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (TD-OFDM) / *Time Division Discrete Multitone Transceiver* (TD-DMT). Basicamente, o sistema TD-OFDM/DMT caracteriza-se pelo fato de que um único usuário faz uso de toda a largura de banda disponível ou todas as sub-portadoras disponíveis durante um *time slot*. O esquema adotado no TD-OFDM é mostrado na Figura 3.3. Conforme pode ser observado, toda a largura de banda disponível é alocada ao k -ésimo usuário durante um intervalo de tempo igual a T_k , $k = 1, \dots, M$. O grande problema associado ao TD-OFDM é que em aplicações PLC, um conjunto de sub-portadoras não são utilizadas pelo usuário. Conseqüentemente, a eficiência espectral do sistema pode diminuir drasticamente.

Sejam $H(f)$ a resposta em frequência do canal PLC, $S_v(f)$ e $S_x(f)$ a PSD do ruído aditivo e do sinal transmitido respectivamente. Agora, assumindo que $H(f)$ seja particionado em N_s sub-canais de tal forma que $H_k(f) = |H_k| \angle H_k$, $k = 1, \dots, N_s$, é uma constante, ou seja, o canal é plano e que $S_{v,k}(f) = S_k$ e $S_{x,k}(f) = S_{x,k}$, $k = 1, \dots, N_s$, ou seja, $S_{v,k}(f)$ e $S_{x,k}(f)$ são constantes na k -ésima sub-banda.

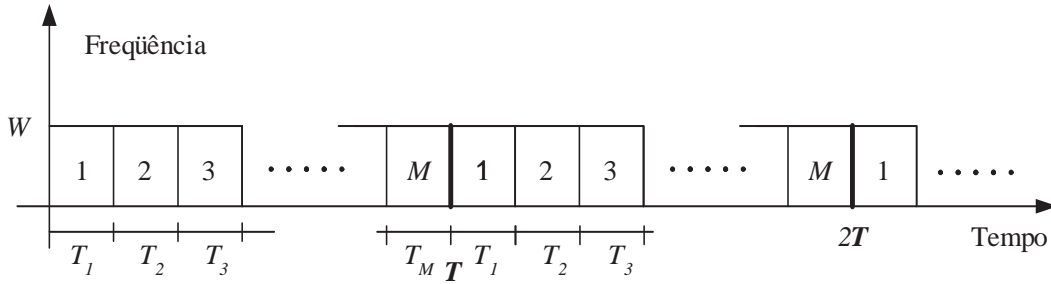


Figura 3.3: Representação tempo x frequência para o sistema TD-OFDM/DMT na banda base.

Neste caso, $W_n = W/N_s$, onde W_n é a largura de banda do k -ésimo sub-canal e W é a largura de banda do canal. Assim sendo pode-se afirmar que as potências do sinal transmitido e do ruído aditivo para o n -ésimo sub-canal podem ser dadas por

$$\begin{aligned} \varepsilon_{x,n} &= W_n S_{x,n} \\ \sigma_{v,n}^2 &= W_n S_{v,n} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Então a capacidade exata de Shannon pode ser aproximada por

$$\mathcal{C} = \sum_{n=1}^{N_s} W_n \log_2 \left(1 + \frac{\varepsilon_{x,n} |H_n|^2}{\sigma_{v,n}^2} \right) \quad (bps), \quad (3.12)$$

A taxa de transmissão máxima do sistema TD-OFDM aplicado ao k -ésimo receptor ou usuário, operando no modo OFDM na largura de banda W , é dada por

$$\mathcal{C}_{\text{OFDM},k} = \sum_{n=1}^{N_s} \left[\frac{W}{N_s + \nu} \log_2 \left(1 + \frac{\varepsilon_{x,k,n} |H_{k,n}|^2}{\sigma_{v,k,n}^2} \right) \right] T_k \quad (bps). \quad (3.13)$$

Assumindo que o k -ésimo usuário ocupa slots ou intervalos de tempos T_k distintos, então a taxa de transmissão máxima fornecida pelo concentrador para o k -ésimo usuário é dada por

$$\mathcal{C}_{\text{OFDM}} = \sum_{k=1}^M \mathcal{C}_{\text{OFDM},k} \quad (bps). \quad (3.14)$$

Por outro lado, a taxa de transmissão máxima quando o sistema opera no modo DMT e atende ao k -ésimo usuário é dada por

$$\mathcal{C}_{\text{DMT},k} = \sum_{n=1}^{N_s} \left[\frac{2W}{2N_s + \nu} \log_2 \left(1 + \frac{\varepsilon_{x,k,n} |H_{k,n}|^2}{\sigma_{v,k,n}^2} \right) \right] T_k \quad (\text{bps}), \quad (3.15)$$

Finalmente, a taxa de transmissão máxima fornecida pelo concentrador para todos os usuários é expressa por

$$\mathcal{C}_{\text{DMT}} = \sum_{k=1}^M \mathcal{C}_{\text{DMT},k} \quad (\text{bps}). \quad (3.16)$$

Em (3.13)-(3.16), $\mathcal{C}_{\text{OFDM},k}$ e $\mathcal{C}_{\text{DMT},k}$ são as taxas máximas de transmissão do k -ésimo usuário operando nos casos OFDM e DMT, respectivamente, $\mathcal{C}_{\text{OFDM}}$ e \mathcal{C}_{DMT} são as taxas máximas de transmissão fornecidas pelo concentrador operando nos casos OFDM e DMT, respectivamente, N_s é o número de sub-portadoras, T_k é a fração de tempo em segundos alocados para a transmissão de dados do k -ésimo usuário, $\varepsilon_{x,k,n}$ é a potência alocada à n -ésima sub-portadora do k -ésimo usuário, $H_{k,n}$ é o n -ésimo coeficiente da resposta em frequência do k -ésimo usuário, $\sigma_{v,k,n}^2$ é a variância do ruído na n -ésima sub-portadora do k -ésimo usuário, W é a largura de banda e ν é o comprimento do prefixo cíclico. Por questão de simplicidade, é assumido que o prefixo cíclico é igual para todos os usuários.

Uma outra forma de acesso compartilhado, oriunda da área de comunicação sem fio e ainda não empregada em aplicações PLC, é a *Frequency Division Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (FD-OFDM) / *Frequency Division Discrete Multitone Transceiver* (FD-DMT) com alocação dinâmica das sub-portadoras, conhecido como *Orthogonal Frequency Division Multiplexing Adaptive* (OFDMA) (Sari & Karam, 1998; Koffman & Roman, 2002). No sistema OFDMA, um grupo de usuários divide a largura de banda disponível para a transmissão de dados. A divisão da banda de frequência dá-se pela alocação de grupos de sub-portadoras adjacentes ou não, para um único usuário. Esse esquema apresenta melhor eficiência espectral do que o anterior, posto que as sub-portadoras, outrora não aproveitadas, são usadas para transmitir dados para outros usuários. Esta

solução apresenta um desempenho superior àquele observado pelo sistema TD-OFDM. Por outro lado, o sistema OFDMA impõe que o receptor tenha o mesmo nível de complexidade do concentrador no nível da camada PHY.

As taxas máximas de transmissão do sistema OFDMA, operando nos modos OFDM e DMT são expressas por

$$\mathcal{C}_{\text{OFDM},k} = \sum_{n=1}^{N_{s,k}} \left[\frac{W_k}{N_{s,k} + \nu} \log_2 \left(1 + \frac{\varepsilon_{x,k,n} |H_{k,n}|^2}{\sigma_{v,k,n}^2} \right) \right] \quad (\text{bps}), \quad (3.17)$$

$$\mathcal{C}_{\text{OFDM}} = \sum_{k=1}^M \mathcal{C}_{\text{OFDM},k} \quad (\text{bps}) \quad (3.18)$$

e

$$\mathcal{C}_{\text{DMT},k} = \sum_{n=1}^{N_{s,k}} \left[\frac{2W_k}{2N_{s,k} + \nu} \log_2 \left(1 + \frac{\varepsilon_{x,k,n} |H_{k,n}|^2}{\sigma_{v,n,k}^2} \right) \right] \quad (\text{bps}), \quad (3.19)$$

$$\mathcal{C}_{\text{DMT}} = \sum_{k=1}^M \mathcal{C}_{\text{DMT},k} \quad (\text{bps}), \quad (3.20)$$

respectivamente, onde

$$W = \sum_{k=1}^M W_k. \quad (3.21)$$

Em (3.17)-(3.21), $\mathcal{C}_{\text{OFDM},k}$ e $\mathcal{C}_{\text{DMT},k}$ é a taxa máxima de transmissão do k -ésimo usuário operando nos casos OFDM e DMT, respectivamente, $\mathcal{C}_{\text{OFDM}}$ e \mathcal{C}_{DMT} é a taxa máxima de transmissão do sistema operando nos casos OFDM e DMT, respectivamente, $N_{s,k}$ é o número de sub-portadoras para o k -ésimo usuário, $\varepsilon_{x,k,n}$ é a potência alocada à n -ésima sub-portadora do k -ésimo usuário, $H_{k,n}$ é o n -ésimo coeficiente da resposta em frequência do k -ésimo usuário, $\sigma_{v,k,n}^2$ é a variância do ruído na n -ésima sub-portadora do k -ésimo usuário, W_k é a largura de banda para o k -ésimo usuário e ν é o comprimento do prefixo cíclico. Por questão de simplicidade, é assumido que o prefixo cíclico é igual para todos os usuários.

Constata-se que os sistemas OFDM/DMT nas configurações empregadas TD e OFDMA, para acesso compartilhado ao meio, apesar de possuírem diversos benefícios e apresentarem diversas vantagens em relação a outras técnicas de

transmissão de dados, conforme discutido na Seção 2.4, apresentam algumas limitações de desempenho quando aplicados para a transmissão de dados através da rede elétrica. Alguns dos problemas e limitações identificados são descritos abaixo:

i) quanto maior for a largura de banda, maior será a influência do ruído impulsivo no desempenho do sistema OFDM. Note que para canais PLC, a probabilidade de ocorrer ruídos impulsivos é elevadíssima;

ii) quanto maior o número de sub-portadoras, maior é a complexidade no transmissor e no receptor;

iii) quanto maior o número de sub-portadoras, maior é o atraso fim-à-fim do sistema;

iv) quanto maior for o número de sub-portadoras maior será o problema de *Peak-to-Average Ratio* (PAR).

Apesar dos problemas e limitações listados acima, é importante, antes de seguir adiante, ressaltar que o uso dos sistemas OFDM/DMT com os esquemas de acesso compartilhado TD permitiu viabilizar o uso das redes elétricas como meio de transmissão banda-larga de dados. Daí a necessidade de se avançar em novas configurações de sistema OFDM/DMT para aplicações PLC que permitam melhorar o desempenho do acesso compartilhado aos recursos do meio. Na Seção 3.2 é apresentado uma configuração do sistema OFDM/DMT capaz de minimizar os problemas listados acima.

3.2 Sistema *Clustered-OFDM*

Uma configuração promissora, para lidar com os problemas apontados acima, foi introduzida em (Cimini, Daneshrad, & Sollenberger, 1996; Sollenberger & Cimini, 1999) para a comunicação sem fio, baseada em sistemas OFDM/DMT. Esta configuração, denominada de sistema *clustered-OFDM*, tem sido investigada desde meados da década de 90 do século XX.

O sistema *clustered-OFDM* é um tipo particular de sistema multi-portadora onde a largura de banda de transmissão W é dividida em M bandas ou *clusters*, as quais são usadas para a transmissão independente e paralela de dados. Em outras palavras,

cada *cluster* faz uso de um sistema OFDM/DMT independente para a transmissão de dados. A largura de banda de cada um dos *clusters* do sistema *clustered*-OFDM é dada por

$$W_k = \begin{cases} W/M, & \text{se a divisão do espectro} \\ & \text{entre os } clusters \text{ é uniforme} \\ W/f(M, k), & \text{se a divisão do espectro entre} \\ & \text{os } clusters \text{ não é uniforme} \end{cases}, \quad (3.22)$$

onde $f(M, k)$ é uma função que defini a distribuição não uniforme da largura de banda W entre os M *clusters*. A Figura 3.4 ilustra a distribuição uniforme e logarítmica da largura de banda entre os $M=4$ *clusters* de um sistema *clustered*-OFDM. A Figura 3.5 exemplifica a porção do canal utilizada por um determinado usuário quando operando no k -ésimo *cluster*, sendo que as outras porções da banda ficam disponíveis para os outros usuários.

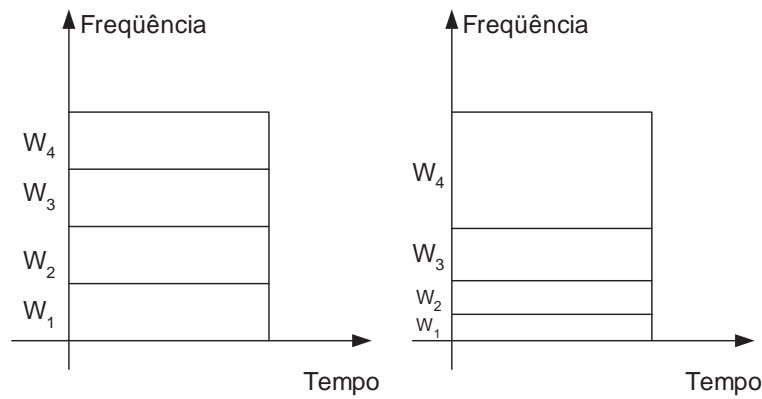


Figura 3.4: Representação tempo x frequência para o sistema FD-OFDM.

Uma vantagem em comum com o sistema FD-OFDM/DMT é a alocação mais eficiente dos usuários nos espectros. Além disso, se, *a priori*, for verificado que a alocação em uma banda de frequência é mais apropriada para um usuário do que para outro, provavelmente o desempenho do sistema será melhor. Como indicado em (Sollenberger & Cimini, 1999), este sistema provê um alto grau de flexibilidade em taxas de transmissão de bits e Qualidade de Serviço - *Quality of Service* (QoS),

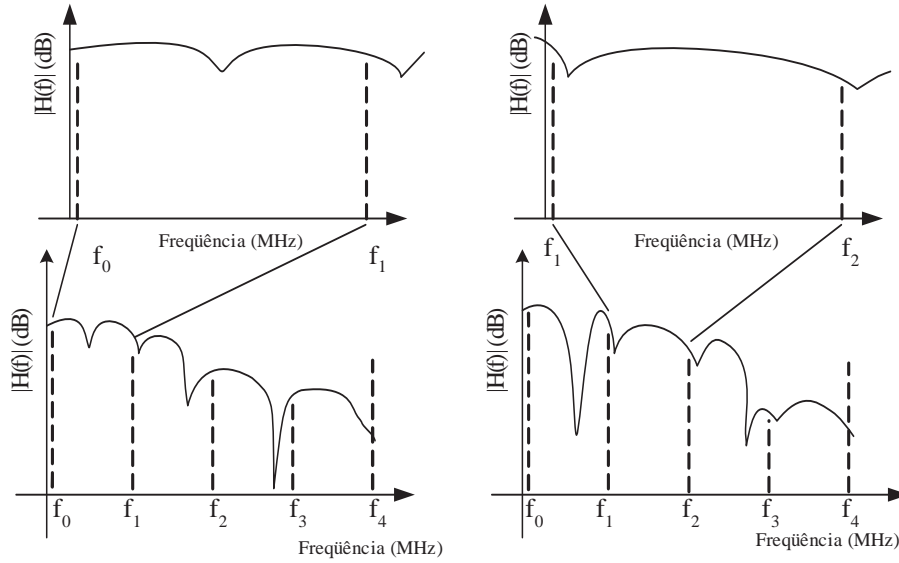


Figura 3.5: Ilustração do conceito *clustered-OFDM* para $M = 4$ e para $k = 1$ e $k = 2$.

pois um sistema *clustered-OFDM* pode alocar um conjunto de sub-portadoras para um usuário. É mostrado em (Li & Sollenberger, 2000) que se 4 usuários dividem um canal *wireless* banda-larga, a taxa de pico de cada usuário pode ser tão alta quanto 4 vezes a taxa de bit média de cada usuário, pois um usuário pode acessar todos os outros *clusters* se estes não estiverem em uso por outros usuários.

A taxa máxima de transmissão do sistema *clustered-OFDM/DMT*, operando no modo OFDM, é dada por

$$C_{\text{OFDM},k} = \sum_{n=1}^{N_{s,k}} \left[\frac{W_k}{N_{s,k} + \nu} \log_2 \left(1 + \frac{\varepsilon_{x,k,n} |H_{k,n}|^2}{\sigma_{v,k,n}^2} \right) \right] \quad (\text{bps}), \quad (3.23)$$

$$C_{\text{OFDM}} = \sum_{k=1}^M C_{\text{OFDM},k} \quad (\text{bps}). \quad (3.24)$$

Para o sistema OFDM/DMT, operando no modo DMT, tem-se que:

$$C_{\text{DMT},k} = \sum_{n=1}^{N_{s,k}} \left[\frac{2W_k}{2N_{s,k} + \nu} \log_2 \left(1 + \frac{\varepsilon_{x,k,n} |H_{k,n}|^2}{\sigma_{v,k,n}^2} \right) \right] \quad (\text{bps}), \quad (3.25)$$

$$\mathcal{C}_{\text{DMT}} = \sum_{k=1}^M \mathcal{C}_{\text{DMT},k} \quad (\text{bps}), \quad (3.26)$$

onde

$$W = \sum_{k=1}^M W_k. \quad (3.27)$$

Em (3.23)-(3.27), $\mathcal{C}_{\text{OFDM},k}$ e $\mathcal{C}_{\text{DMT},k}$ é a taxa máxima de transmissão do k -ésimo usuário operando nos casos OFDM e DMT, respectivamente, $\mathcal{C}_{\text{OFDM}}$ e \mathcal{C}_{DMT} é a taxa máxima de transmissão do sistema operando nos casos OFDM e DMT, respectivamente, $N_{s,k}$ é o número de sub-portadoras para o k -ésimo usuário, $\varepsilon_{x,k,n}$ é a potência alocada à n -ésima sub-portadora do k -ésimo usuário, $H_{k,n}$ é o n -ésimo coeficiente da resposta em frequência do k -ésimo usuário, $\sigma_{v,k,n}^2$ é a variância do ruído na n -ésima sub-portadora do k -ésimo usuário, W_k é a largura de banda para o k -ésimo usuário e ν é o comprimento do prefixo cíclico. Por questão de simplicidade, é assumido que o prefixo cíclico é igual para todos os usuários.

Note que as expressões (3.23)-(3.24) e (3.25)-(3.26) são iguais às expressões (3.17)-(3.18) e (3.19)-(3.20), respectivamente, quando as sub-portadoras alocadas no sistema OFDMA são adjacentes. Em outras palavras, os sistemas OFDMA e *clustered*-OFDM/DMT apresentam os mesmos ganhos em relação ao sistema TD-OFDM/DMT. Além disso, os sistemas OFDMA e *clustered*-OFDM apresentam iguais taxas máxima de transmissão.

No entanto, é importante explicitar que o sistema *clustered*-OFDM/DMT opera com uma modulação OFDM M vezes menor do que aquela implementada no sistema OFDMA. Conseqüentemente, a complexidade computacional no receptor é diminuída drasticamente se M é grande. Além da menor complexidade computacional, as seguintes vantagens suportam o uso da abordagem *clustered*-OFDM/DMT para aplicações PLC:

i) para sistemas *clustered*-OFDM, cada usuário pode utilizar diversos *clusters* em diferentes localidades do canal de banda larga. Deste modo, se um código de correção de erros é utilizado através desses *clusters*, uma diversidade de ganhos na frequência pode ser obtida. Quanto maior o número de *clusters*, maiores são as

diversidades de ganhos obtidos, como mostrado em (Li & Sollenberger, 2000). Isto resulta na necessidade do emprego de um esquema mais simples de codificação;

ii) o menor número de sub-portadoras minimiza o problema do PAR. Como mostrado em (Zhang, 2004) caso a banda seja dividida em M *clusters* a redução da PAR é dada por $10 \log(M)$;

iii) menor é o atraso fim-à-fim, posto que menor é o número de sub-portadoras por *cluster*;

iv) menor é o comprimento da resposta efetiva do canal do *cluster* e, conseqüentemente, menos complexa é a estimação do canal;

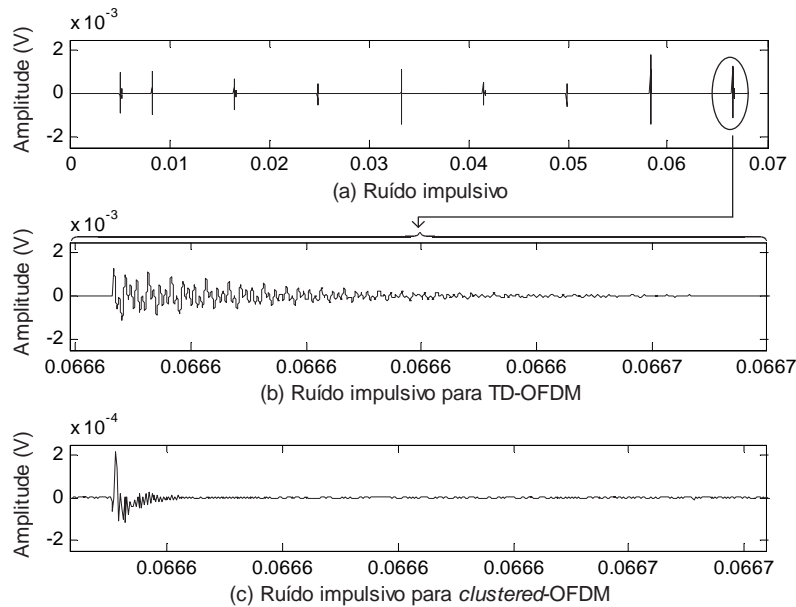


Figura 3.6: Ruído impulsivo visto pelo receptor no caso TD-OFDM e *clustered*-OFDM.

v) Maior robustez frente ao ruído impulsivo. Para os sistemas multi-portadoras OFDM/DMT a potência dos ruídos impulsivos é distribuída entre as várias sub-bandas, uma vez que os símbolos são mais longos do que os símbolos para sistemas mono-portadoras. Desta forma, os sistemas multi-portadoras OFDM/DMT são, então, menos sensíveis à presença dos ruídos impulsivos. Entretanto, esta maior

imunidade geralmente não é o suficiente para aliviar o problema de rajada de bits errados. Com a proposta *clustered*-OFDM, a banda de transmissão de dados é dividida em diversos “*clusters*”, então, para um usuário que transmita na banda reduzida de um “*cluster*” pode-se observar que o comprimento do ruído impulsivo no tempo é reduzido, isto porque a potência do ruído impulsivo está distribuída por toda a banda. Para exemplificar esta afirmação, considere um sistema OFDM padrão operando em uma banda de 1 MHz até 9 MHz. Segundo os modelos de ruído para canais PLC descritos no Capítulo 2, a Figura 3.6(a) ilustra o ruído para esta banda. Destacado na Figura 3.6(b), verifica-se a última rajada de ruído impulsivo. Supondo que a transmissão ocorra em apenas uma porção do espectro (*cluster*) entre as frequências de 7 MHz e 9 MHz para um determinado usuário, é possível observar na Figura 3.6(c) que a influência deste ruído tem um comprimento menor. Isto é um indicativo de melhoria de desempenho de um sistema projetado para trabalhar nesta banda.

O uso do sistema *clustered*-OFDM para o *downlink* em sistemas PLC é mostrado na Figura 3.7. Conforme pode ser observado, o usuário k , $k=1, \dots, M$, tem acesso a $N_{s,k}$ sub-portadoras e ocupam uma largura de banda igual a W_k .

Para verificar se algumas das vantagens listadas para o sistema *clustered*-OFDM/DMT são observáveis, o Capítulo 4 descreve os componentes básicos de um sistema OFDM/DMT usado na implementação dos sistemas TD-COFDM e *clustered*-COFDM. A seguir, o Capítulo 5 mostra resultados de simulação entre os sistemas TD-OFDM codificado e *clustered*-OFDM codificado.

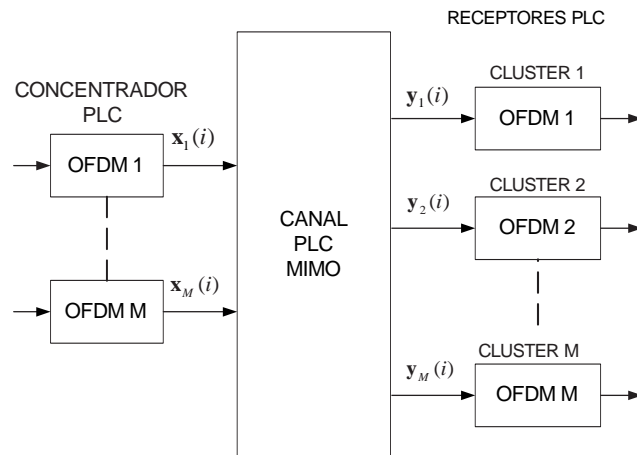


Figura 3.7: Sistema *clustered-OFDM* proposto para a transmissão *downlink* de dados em canais PLC.

3.3 Sumário

Neste capítulo, procurou-se apresentar o problema tratado nesta dissertação, apontando algumas dificuldades do sistema TD-OFDM/DMT em lidar com diversas particularidades dos sistemas PLC. A seguir, foi apontado que o sistema *clustered-OFDM* apresenta vantagens em relação aos sistemas TD-OFDM e, conseqüentemente, foi indicado que o primeiro é uma solução bastante adequada para aplicações PLC.

4

Componentes do COFDM e do *Clustered*-COFDM

Conforme foi explicitado no Capítulo 3, o sistema *clustered*-COFDM pode ser visto como um agrupamento de sistemas COFDM de menor complexidade operando em paralelo e em bandas de frequência distintas. Assim sendo, constatou-se que os elementos inerentes a um sistema multi-portadora e codificado são igualmente implementados nos sistemas COFDM e *clustered*-COFDM. Baseando-se nesta constatação, no presente capítulo, são discutidos os blocos básicos de um sistema multi-portador codificado, os quais são usados na constituição dos sistemas COFDM e *clustered*-COFDM.

Os blocos implementados para a análise comparativa de desempenho entre os sistemas COFDM e *clustered*-COFDM, apresentados na Figura 4.1 são:

i) Camada MAC Tx : é a camada responsável pela entrega das seqüências de bits

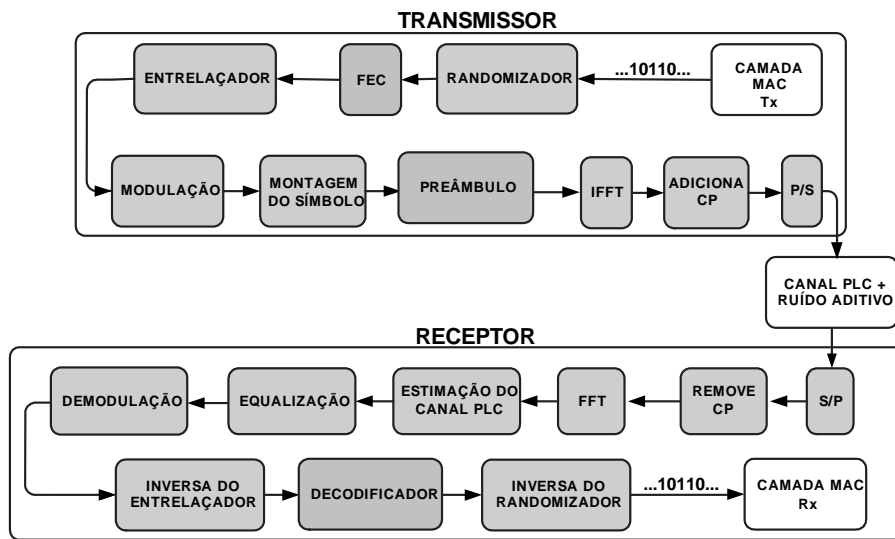


Figura 4.1: Diagrama de blocos de um sistema COFDM.

para a camada física;

ii) Randomizador: é o bloco responsável por evitar a presença de longas seqüências de 0s e 1s e, conseqüentemente, problemas de equalização;

iii) FEC: bloco responsável por introduzir redundância controlada às seqüências transmitidas com o propósito de reduzir a probabilidade de bits errados no receptor;

iv) Entrelaçador: este bloco redistribui os bits de uma seqüência evitando, assim, a perda de uma seqüência de bits devido a uma rajada de ruídos. Desta forma, tem-se uma melhora na eficiência dos algoritmos de codificação;

v) Modulação: é o bloco que mapeia os dados em símbolos que serão efetivamente transmitidos;

vi) Montagem do Símbolo: é neste bloco que a seqüência a ser submetida ao bloco IFFT é gerada;

vii) Preâmbulo: no início da transmissão gera um símbolo conhecido para a estimação do canal;

viii) IFFT: gera o símbolo OFDM/DMT;

ix) Adiciona CP: adiciona o prefixo cíclico à seqüência gerada pelo bloco IFFT;

x) P/S: disponibiliza o sinal serialmente para ser transmitido pelo canal;

xi) Canal PLC + Ruído Aditivo: é neste bloco que os efeitos do canal e ruídos são

considerados;

- xii) S/P: disponibiliza o sinal paralelamente para ser demodulado;
- xiii) Remove CP: remove o prefixo cíclico;
- xiv) FFT: realiza a Transformada de Fourier;
- xv) Estimação do Canal PLC: estima a resposta impulsiva do canal;
- xvi) Equalização: equaliza o sinal recebido antes da demodulação;
- xvii) Demodulação: demodula os símbolos de cada sub-portadora recebidos;
- xviii) Inversa do Entrelaçador: este bloco rearranja os bits;
- xix) Decodificação: a partir da redundância introduzida este bloco procura decodificar e corrigir os dados recebidos;
- xx) Inversa do Randomizador: este bloco executa a operação inversa do randomizador;
- xxi) Camada MAC *Rx*: os dados são então disponibilizados para o receptor.

Os algoritmos usados nos blocos implementados são descritos a seguir. Primeiramente, na Seção 4.1 são apresentadas as funcionalidades da técnica de randomização da seqüência de dados, na Seção 4.2, é apresentada a codificação de canal e os códigos empregados para a Correção de Erro à Jusante - *Forward Error Correction* (FEC). A Seção 4.3 descreve o bloco do entrelaçador. A Seção 4.4 traz uma descrição dos tipos de Modulação de Amplitude em Quadratura - *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM) utilizados na presente dissertação. A Seção 4.5 trata da modulação em múltiplas portadoras focando nas aplicações das mesmas em sistemas de transmissão digital de dados através da rede de energia elétrica. A Seção 4.6 apresenta a técnica empregada para estimação do canal PLC. Por fim, a Seção 4.7 traz uma descrição do algoritmo de *waterfilling* empregado para a alocação de bits nas sub-portadoras do sistema OFDM.

4.1 Randomização

O algoritmo de randomização é utilizado para prevenir longas seqüências de 0s ou 1s que podem causar problemas na sincronização do sistema. O esquema de randomização adotado nesta dissertação é o mesmo aplicado no padrão IEEE

2004), a codificação utilizada segue um esquema de concatenação serial de código *Reed-Solomon* (RS) com código convolucional (Samia, 2004). Uma breve descrição dos códigos RS, convolucional e a concatenação é descrito a seguir. Após estas descrições, seguem os parâmetros dos códigos RS e convolucionais adotados nesta dissertação.

Código *Reed-Solomon* (RS)

Os Códigos RS encontram-se entre os códigos mais poderosos no que diz respeito à capacidade de correção de erro, sendo largamente utilizados em muitos sistemas digitais (Castro & Castro, 2007).

Um código de bloco binário $\theta(n, k)$ codifica mensagens de k bits em palavras-código de n bits, podendo corrigir até $t = \lfloor \frac{d_{\min}-1}{2} \rfloor$ bits errados, sendo $(d_{\min} - 1) = d$ a distância de Hamming do código que é o número de bits em posições correspondentes que diferem entre si.

Um Código RS $\theta(n, k)$, representado por $RS(n, k)$, codifica mensagens de k símbolos em palavras-código de n símbolos, sendo capaz de corrigir até $t = \lfloor \frac{n-k}{2} \rfloor$ símbolos errados. Cada símbolo em uma palavra-código de um código $RS(n, k)$ é um bloco de m bits. Daí, portanto, o poder de correção de erro de um código $RS(n, k)$. Mesmo que todos os m bits de cada um dos t símbolos recebidos estejam errados, o código $RS(n, k)$ efetua a correção não importando a localização dos símbolos na palavra-código. Ainda, não importando o número e a posição dos bits errados em cada símbolo, o código $RS(n, k)$ corrige até t símbolos e, caso o número de símbolos errados ultrapasse t , o código $RS(n, k)$ detecta esta situação e pode sinalizar para o sistema que não é capaz de corrigir todos os erros. No contexto do codificador de canal de um sistema de comunicações digitais, esta característica é extremamente vantajosa porque permite a correção de seqüências de bits, cujo comprimento é $m \times t$, recebidas com erros.

É de especial interesse o caso em que $m = 8$, quando cada símbolo representa 1 *byte*. Um *byte* representa um bloco de 8 bits, que é o menor bloco de informação usualmente encontrado em sistemas microprocessados. Por exemplo, considere um

código $RS(20, 16)$ com $m = 8$. Suponha que o objetivo é codificar a mensagem de $k = 16$ bytes abaixo:

$$\{ 255, 100, 012, 098, 120, 003, 233, 111, \\ 077, 163, 000, 001, 088, 200, 101, 077 \}$$

O código $RS(20, 16)$ adiciona $n - k = 4$ bytes de paridade e codifica a mensagem acima na palavra-código com a seguinte forma:

$$\{ 255, 100, 012, 098, 120, 003, 233, 111, \\ 077, 163, 000, 001, 088, 200, 101, 077, 208, 107, 221, 076 \}$$

Observa-se que nenhum símbolo é maior do que 255, valor máximo decimal para 1 byte. Observa-se também que as operações entre polinômios são todas executadas em $GF(2^m) = GF(2^8) = GF(256)$, onde $GF(2^m)$ define o polinômio do campo gerador (*Galois field*).

Em (IEEE802.16, 2004), o codificador Reed-Solomon é definido como $RS(255, 239)$, ou seja, $n = 255$, $k = 239$, $t = 8$ e com $GF(2^8)$ de acordo com os seguintes polinômios geradores:

- Polinômio Gerador de Código

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

- Polinômio Gerador de Campo

$$p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + x$$

Código Convolutacional

Um código convolutacional é gerado pela combinação linear em $GF(2)$ das saídas de um registrador de deslocamento de K estágios. A seqüência de bits a ser codificada é aplicada na entrada do registrador de deslocamento, e este executa a convolução em $GF(2)$ entre a seqüência de entrada e a resposta ao impulso da máquina de estado representada pelo registrador de deslocamento. A saída da máquina de estado constitui, portanto, a seqüência codificada (Castro & Castro, 2007).

O número de estados da máquina de estado de um codificador convolucional é 2^K , sendo K o número de estágios do registrador de deslocamento. No contexto de códigos convolucionais, K recebe o nome de *constraint length* (Castro & Castro, 2007).

Como uma máquina de estado construída a partir de um registrador de deslocamento apresenta um conjunto finito de transições permitidas entre estados, quando a seqüência a ser codificada é a ela submetida, implicitamente ficarão restringidas as transições da seqüência codificada em sua saída. Se o receptor conhece a tabela de transições permitidas, então os erros gerados por degradação do sinal no canal de comunicações podem ser identificados e corrigidos.

O codificador convolucional usado como código interno é apresentado na Figura 4.3. Em cada pulso de *clock*, um bit é deslocado uma posição à direita no registrador. Dois somadores se encarregam de proporcionar os dois bits de saída. A memória do codificador (*constraint length*) indica quantas posições de deslocamento são utilizadas pelos somadores (Samia, 2004).

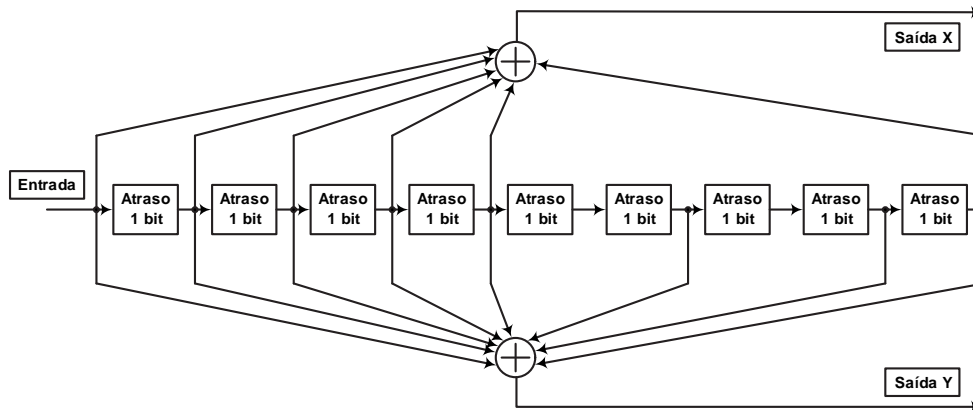


Figura 4.3: Diagrama de blocos do codificador convolucional (Samia, 2004).

No receptor digital, o decodificador é baseado no critério *Maximum Likelihood Sequence Estimation* (MLSE) e é denominado Algoritmo de Viterbi (Castro & Castro, 2007).

Código Concatenado

O termo “concatenação” de códigos foi usado por Forney (Samia, 2004) para denominar o processo de codificação multi-nível, formado através da combinação de um código interno e outro externo. O código interno é normalmente configurado para corrigir a maioria dos erros de canal, enquanto que o código externo reduz a probabilidade de erro a um nível especificado. A razão principal para se usar um esquema de concatenação de códigos é alcançar uma baixa taxa de erro com uma complexidade de implementação menor do que seria necessário quando utilizado um único esquema de codificação (Samia, 2004).

Provavelmente o esquema de código concatenado mais popular é o código convolucional interno com código Reed-Solomon externo. Códigos convolucionais com decodificadores *soft decision* são aplicados para canais severamente corrompidos por ruídos de alto nível ou por canais com multi-propagação. Códigos RS podem ser projetados para serem robustos com grandes distâncias de *Hamming*. Estes códigos são baseados em aritmética de bytes ao invés de aritmética de bits, isto é, eles corrigem melhor erros de bytes do que erros de bits. Deste modo, um decodificador convolucional juntamente com um esquema entrelaçador produz a entrada ótima para um decodificador RS (Schulze & Lüders, 2005). Esquemas de código concatenado com codificadores convolucional e RS são aplicados no sistema *Digital Video Broadcasting - Terrestrial* (DVB-T), este é um esquema que utiliza OFDM e modulação QAM com codificação concatenada.

Os parâmetros utilizados nas simulações com Simulink para a codificação de canais são: i) conversão binário para inteiro com comprimento de 4 bits; ii) parâmetros $N=8$ e $K=6$ para o bloco de codificação RS; iii) estrutura trellis dada por *poly2trellis*(7,[171 133]) para o codificador convolucional; iv) bloco de decodificação de Viterbi com estrutura trellis dada por *poly2trellis*(7,[171 133]) para a decodificação convolucional no receptor; e v) parâmetros $N=8$ e $K=6$ para o bloco de decodificação RS com conversão binário para inteiro com comprimento de 4 bits.

4.3 Entrelaçador

O entrelaçador é um mapa de índices dados por permutações. Os grupos de permutação podem ser decompostos em sua ordem seqüencial (Schelegel & Perez, 2004). De maneira simplificada isto quer dizer reordenar a seqüência de bits em uma seqüência pseudo-aleatória. O emprego de um entrelaçador temporal com tamanho suficientemente elevado, de tal forma que o desvanecimento ou ruído provocado em um determinado símbolo não tenha correlação com o desvanecimento ou ruído ocorrido nos outros símbolos presentes no bloco codificado transmitido através do canal, torna o trabalho de decodificação e correção de erro mais eficaz (Samia, 2004).

Deste modo, para evitar que uma seqüência de bits consecutivos seja perdida devido a presença do ruído de longa duração, a estrutura de entrelaçamento é empregada. Todos os bits de dados codificados são entrelaçados por bloco, cujo tamanho N_{cbps} é dado pelo número de bits codificados por símbolo OFDM. O processo de entrelaçamento é executado por duas permutações consecutivas. A primeira delas assegura que bits adjacentes sejam mapeados em sub-portadoras não adjacentes. A segunda, possibilita que bits adjacentes sejam mapeados alternadamente nos bits mais e menos significativos da constelação, respectivamente (IEEE802.16, 2004).

Seja N_{cpc} o número de bits codificados por sub-portadora, isto é, 1, 2, 4 ou 6 para *Binary Phase Shift Keying* (BPSK), *Quadrature Phase Shift Keying* (QPSK), 16-QAM ou 64-QAM, e assim, sucessivamente, $A = \{a_k\}_{k=0}^{N_{cbps}-1}$ uma seqüência de bits, então os índices para a primeira permutação são dados por

$$m_k = \left(\frac{N_{cbps}}{12} \right) k_{\text{mod}(12)} + \left\lfloor \frac{k}{12} \right\rfloor, \quad k = 0, 1, \dots, N_{cbps} - 1, \quad (4.1)$$

onde, dentro do bloco de transmissão de tamanho N_{cbps} bits, k é o índice do bit codificado antes da primeira permutação, m_k é o novo índice deste mesmo bit k após a primeira permutação. A notação $\left\lfloor \frac{k}{x} \right\rfloor$ é definida como o maior inteiro menor que $\frac{k}{x}$ e o termo $k_{\text{mod}(x)}$ é igual a $k - \left\lfloor \frac{k}{x} \right\rfloor x$ onde x é diferente de 0. Esta permutação resulta então em uma nova seqüência de índices. A partir desta seqüência, é aplicado a segunda permutação e seus índices são obtidos a partir de

$$j_k = s \left\lfloor \frac{m_k}{s} \right\rfloor + \left(m_k + N_{cbps} - \left\lfloor 12 \frac{m_k}{N_{cbps}} \right\rfloor \right)_{\text{mod}(s)}, \quad k = 0, 1, \dots, N_{cbps} - 1, \quad (4.2)$$

onde, j_k é índice depois da segunda permutação e s é igual a $\left\lceil \frac{N_{cpc}}{2} \right\rceil$. A notação $\left\lceil \frac{N_{cpc}}{x} \right\rceil$ é definida como o menor inteiro maior que $\frac{N_{cpc}}{x}$, resultando na seqüência de saída de bits $I = \{a_{j_k}\}_{k=0}^{N_{cbps}-1}$.

Para a operação inversa, ou seja, desentrelaçar os bits, têm-se os índices da primeira permutação reversa dados por

$$m_j = s \left\lfloor \frac{j}{s} \right\rfloor + \left(j + \left\lfloor 12 \frac{j}{N_{cbps}} \right\rfloor \right)_{\text{mod}(s)}, \quad j = 0, 1, \dots, N_{cbps} - 1, \quad (4.3)$$

e os índices da segunda permutação reversa são assim definidos

$$k_j = 12 \cdot m_j - (N_{cbps} - 1) \left\lfloor 12 \frac{m_j}{N_{cbps}} \right\rfloor, \quad j = 0, 1, \dots, N_{cbps} - 1. \quad (4.4)$$

Com o objetivo de exemplificar este procedimento, considera-se $N_{cbps} = 24$, $N_{cpc} = 4$ (6 sub-portadoras com modulação 16-QAM por símbolo OFDM) e uma seqüência de dados fictícios chamada de Entrada_Exemplo. É importante ressaltar que estes valores são apenas ilustrativos, pois as seqüências de entradas são binárias. Segue então uma parte do código do Matlab que realiza a operação de entrelaçar os dados segundo as permutações anteriormente definidas.

```
% Exemplo do Matlab para o algoritmo entrelaçador
Ncbps = 4*6; % 6 sub-portadoras com modulação 16-QAM
Ncpc = 4; % 16-QAM resulta em 4 bis por sob-portadora
s = ceil(Ncpc/2); % Cálculo de s
k = 0:Ncbps-1; % k varia de 0 até 23 neste exemplo
mk = ((Ncbps/12)*mod(k,12))+floor(k/12); % Primeira permutação
jk=(s*floor(mk/s))+mod(mk+Ncbps-floor(12*mk/Ncbps),s); % Segunda
permutação
```

```
Entrada_Exemplo = (500+0):(500+Ncbps-1); % Dado fictício de entrada
Saida_Exemplo = Entrada_Exemplo(jk+1); % Dado de saída
```

Deste modo, os índices gerados, a entrada e a saída para este exemplo são dados por:

```
 $m_k =$ 
{0, 2, 4, 6, 8, 10, 12, 14, 16, 18, 20, 22, 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23}
 $j_k =$ 
{0, 3, 4, 7, 8, 11, 12, 15, 16, 19, 20, 23, 1, 2, 5, 6, 9, 10, 13, 14, 17, 18, 21, 22}
Entrada_Exemplo =
{500, 501, 502, 503, 504, 505, 506, 507, 508, 509, 510, 511,
512, 513, 514, 515, 516, 517, 518, 519, 520, 521, 522, 523}
Saida_Exemplo =
{500, 503, 504, 507, 508, 511, 512, 515, 516, 519, 520, 523,
501, 502, 505, 506, 509, 510, 513, 514, 517, 518, 521, 522}
```

4.4 Modulação QAM

Para sistemas de comunicação atuais existe uma grande necessidade de se transmitir informações a uma elevada taxa de transmissão por um meio limitado em banda. Isto leva ao desenvolvimento de métodos de modulação eficazes para que se possa aproveitar ao máximo esse meio, otimizando a utilização do espectro de frequências.

A busca por novos métodos de modulação se aproxima cada vez mais do limite teórico de eficiência de largura de banda formalizado por Shannon na década de 40 (Sklar, 2001). Isto resulta em uma das modulações de maior eficiência, a Modulação de Amplitude em Quadratura - *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM). A eficiência da modulação QAM se torna superior à medida em que o número de símbolos da constelação aumenta. Esta modulação é caracterizada pela superposição de duas portadoras em quadratura moduladas em amplitude, ou seja, a modulação QAM combina a Modulação por Chaveamento de Fase - *Phase Shift Keying* (PSK),

onde a informação digital é transmitida através da variação de fase da portadora, com a Modulação por Chaveamento de Amplitude - *Amplitude Shift Keying* (ASK), onde a informação digital é transmitida através da variação de amplitude da portadora. Desta forma, na modulação QAM tanto a fase como a amplitude da portadora variam de acordo com a informação digital a ser transmitida.

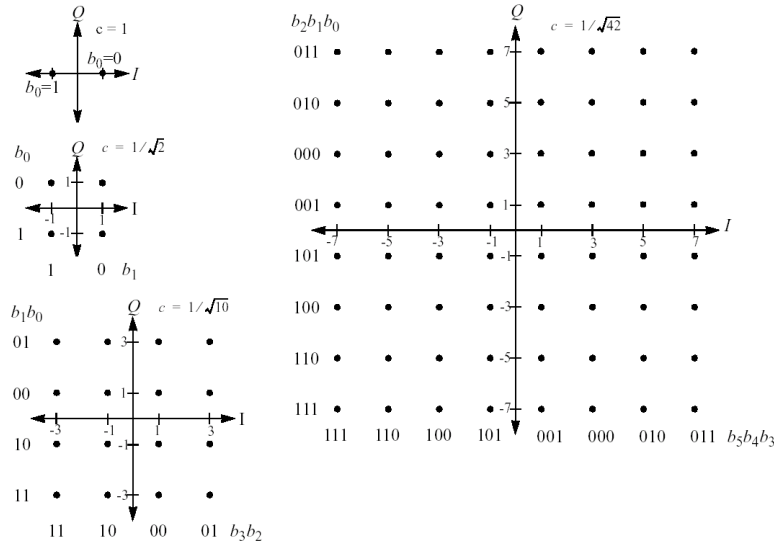


Figura 4.4: Constelações das modulações BPSK, QPSK, 16-QAM e 64-QAM.

A Figura 4.4 ilustra constelações QAM quadradas com mapeamento *Gray* (IEEE802.16, 2004). Para \bar{b} bits por dimensão, os pontos da constelação $M = 4^{\bar{b}}$ são postos em coordenadas $\pm \frac{d}{2}, \pm \frac{3d}{2}, \pm \frac{5d}{2}, \dots, \pm \frac{(\sqrt{M}-1)d}{2}$ em cada dimensão.

A energia média da constelação QAM quadrada ε_{M-QAM} é calculada como

$$\begin{aligned}
 \varepsilon_{M-QAM} &= \varepsilon_x = 2\bar{\varepsilon}_x = \frac{1}{M} \sum_{i,j=1}^{\sqrt{M}} (x_i^2 + x_j^2) \\
 &= \frac{1}{M} \left[\sqrt{M} \sum_{i=1}^{\sqrt{M}} x_i^2 + \sqrt{M} \sum_{j=1}^{\sqrt{M}} x_j^2 \right] \\
 &= 2 \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=1}^{\sqrt{M}} x_i^2 \\
 &= 2\varepsilon_{\sqrt{M}-QAM} \\
 &= d^2 \left(\frac{M-1}{6} \right),
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

onde $\bar{\varepsilon}_x$ é a energia média por dimensão, x_i e x_j são as coordenadas do símbolo nas direções i e j , d é a distância entre os símbolos em uma das direções. Como d não varia ao longo da constelação, forma-se uma constelação quadrada.

Logo, a energia média por dimensão da constelação M-QAM é dada por

$$\bar{\varepsilon}_x = d^2 \left(\frac{M-1}{12} \right). \quad (4.6)$$

A distância mínima $d_{\min} = d$ pode ser calculada a partir de ε_x ou $\bar{\varepsilon}_x$ e M , da seguinte forma

$$d = \sqrt{\frac{6\varepsilon_x}{M-1}} = \sqrt{\frac{12\bar{\varepsilon}_x}{M-1}}. \quad (4.7)$$

Deste modo, para se impor uma determinada energia de transmissão para o sistema, basta, a partir deste valor, utilizar a Equação (4.7) e determinar uma distância d para os símbolos.

A modulação descrita nesta seção foi utilizada nos sistemas simulados nesta dissertação, assim como recomendado em (IEEE802.16, 2004). Os bits na saída do entrelaçador são mapeados nas constelações *Gray* QAM apresentadas na Figura 4.4.

Nas simulações sem conhecimento do canal, da Seção 5.2, é utilizado uma modulação constante para todas as sub-portadoras com $M = 16$. Entretanto, na Seção 5.3 a modulação é adaptativa em função da Relação Sinal Ruído - *Signal to Noise Ratio* (SNR) em cada sub-portadora e M pode assumir os valores 4, 16, 64, 256 e 1024. Para elevadas SNRs, as constelações de mais alta ordem são empregadas. Por outro lado, em condições de baixas SNRs a modulação 4-QAM é empregada, de acordo com o algoritmo descrito na Seção 4.7.

4.5 Modulação Multi-Portadora DMT/OFDM

Os sistemas que utilizam *Discrete Multitone Transceiver* (DMT) empregam os algoritmos conhecidos na literatura como *bitloading*, ou seja, o número de bits e a potência em cada sub-portadora são ajustados conforme as condições do sub-canal na faixa de frequência correspondente (Cioffi, 2007). A potência alocada é limitada pela quantidade de recursos disponíveis. Outra peculiaridade dos sistemas DMT é a necessidade do sinal transmitido ser real, o que impede um mapeamento especial dos símbolos antes da operação de ortogonalização efetuada pela Transformada Inversa de Fourier - *Inverse Fast Fourier Transform* (IFFT). O diagrama esquemático dos sistemas de modulação em banda base que empregam DMT é apresentado na Figura 4.5.

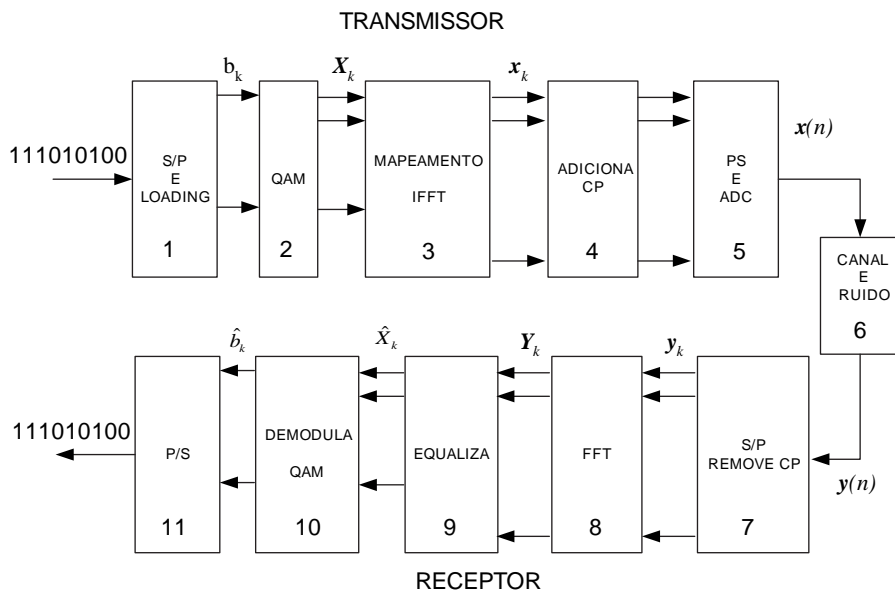


Figura 4.5: Diagrama esquemático dos sistemas de modulação OFDM/DMT.

Cada bloco do modem pode executar uma ou mais funções. A descrição das funcionalidades de cada etapa de operação é detalhada a seguir:

1. Transforma a seqüência serial de bits em $N/2$ subseqüências, cada qual transportando uma quantidade b_k de bits de acordo com o algoritmo de

bitloading empregado, para $0 \leq k \leq N/2 - 1$ onde k representa a k -ésima sub-portadora no domínio da frequência;

2. Aplica a modulação QAM às $N/2$ sub-portadoras de acordo com as informações geradas pelo algoritmo de *bitloading*, assim como ajusta a potência de transmissão das sub-portadoras se o sistema é DMT. Caso o sistema seja OFDM, então o algoritmo de *bitloading* não é aplicado e utiliza-se o mesmo esquema de modulação para todas as sub-portadoras;
3. Se o sistema é DMT, então esta etapa transforma a seqüência X_k para $k = 0, 1, \dots, N/2 - 1$ na seqüência \bar{X}_k para $k = 0, 1, \dots, N - 1$ dada por

$$\bar{X}_k = \begin{cases} X_k & k = 1, \dots, N/2 - 1 \\ \Re(X_{N/2}) & k = 0 \\ \Im(X_{N/2}) & k = N/2 \\ (X_{N-k})^* & k = N/2 + 1, \dots, N - 1 \end{cases} . \quad (4.8)$$

Assim, é aplicado a IFFT de tamanho N na seqüência \bar{X}_k , obtendo a seqüência de números reais x_i , dada por

$$x_i = \sum_{k=0}^{N-1} \bar{X}_k e^{j\frac{2\pi}{N}ik}, \quad 0 \leq i \leq N - 1. \quad (4.9)$$

Nas seqüências supracitadas, o índice i representa a i -ésima sub-portadora no domínio do tempo. Caso o sistema seja OFDM, então procede-se como descrito em (Hanzo et al., 2000);

4. O objetivo da adição de redundância ao símbolo DMT é fornecer meios de mitigar a ISI, conforme será apresentado na próxima seção. A adição de redundância ao símbolo DMT pode se dar pelo Prefixo Cíclico - *Cyclic Prefix* (CP), isto é, a inserção de cópias das amostras x_i para $i = N - \nu, \dots, N - 1$ no início de cada símbolo, formando o símbolo DMT $\mathbf{x} = [x_{N-\nu} \dots x_{N-1} \ x_0 \ x_1 \ \dots \ x_{N-\nu} \ \dots \ x_{N-1}]$, onde ν representa o comprimento do prefixo cíclico. Outra forma de inserção de redundância é

a utilização de intervalos de guarda entre os símbolos, para isso, acrescenta-se ν amostras de valor nulo à seqüência x_i , formando o símbolo DMT $\mathbf{x} = [x_0 \ x_1 \ \dots \ x_{N-1} \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]$;

5. Converte as amostras de símbolos DMT/OFDM consecutivos em uma seqüência serial $x(n)$, onde $n = 0, 1, \dots, M - 1$ e $M = N + \nu$, sendo ν o comprimento da redundância a ser inserida e M o comprimento no tempo de cada símbolo DMT/OFDM;
6. Os efeitos dos filtros de transmissão, recepção e do canal de comunicação são representados pelo sistema com Resposta ao Impulso Finita - *Finite Impulse Response* (FIR), dado por $\mathbf{h} = [h_0 \ h_1 \ \dots \ h_{N-1}]^T$. O sinal $y(n)$ na entrada do receptor é expresso por

$$\begin{aligned} y(n) &= \tilde{y}(n) + v(n) \\ &= h(n) * x(n) + v(n), \end{aligned} \tag{4.10}$$

onde $v(n)$ é a n -ésima amostra do ruído aditivo presente no canal;

7. A seqüência $y(n)$ é convertida de serial para paralelo e a redundância é removida, formando uma estimativa do símbolo DMT/OFDM transmitido;
8. Aplica-se a FFT de tamanho N na seqüência y_i para $i = 0, 1, \dots, N - 1$ e obtém-se \bar{Y}_k com $k = 0, 1, \dots, N/2 - 1$. Logo após, desfaz-se o mapeamento realizado no item 3, chegando assim à seqüência Y_k com $k = 0, 1, \dots, N/2 - 1$;
9. A inserção de redundância com comprimento adequado em cada símbolo DMT/OFDM na transmissão, torna circular a matriz de convolução do canal. Sendo assim, os efeitos de distorção provocados pelo canal podem ser equalizados no domínio da freqüência por ganhos complexos obtidos pelo inverso dos termos da Transformada Rápida de Fourier - *Fast Fourier Transform* (FFT) de tamanho $N/2$. A seqüência \hat{X}_k com $k = 0, 1, \dots, N/2 - 1$, na saída do equalizador no domínio da freqüência, é uma estimativa da seqüência X_k para $k = 0, 1, \dots, N/2 - 1$;

10. Executa a demodulação dos símbolos QAM;
11. Converte de paralelo para serial as seqüências de bits obtidas na etapa anterior.

4.6 Estimação e Equalização de Canais

De acordo com a teoria (Sklar, 2001) se $\nu \geq L_h - 1$, onde ν é o comprimento do prefixo cíclico, a equalização do canal PLC se torna simples, dado que cada subportadora é afetada somente por um ganho complexo. L_h é o comprimento efetivo da resposta impulsiva do canal PLC no domínio discreto. A formulação apresentada a seguir, fundamenta esta característica da modulação OFDM/DMT, assim como, a técnica empregada na presente dissertação para a estimação do canal.

Sejam $\mathbf{x} = [x_0 \ x_1 \ \dots \ x_{N-1}]^T$ um vetor constituído de símbolos QAM, $\mathbf{h} = [h_0 \ h_1 \ \dots \ h_{L_h} \ \dots \ h_{N-1}]^T$ a resposta impulsiva do canal PLC no domínio discreto, $\mathbf{v} = [v_0 \ v_1 \ \dots \ v_{N-1}]^T$ o vetor de ruído na saída do canal e $\nu = L_h$ o comprimento do prefixo cíclico

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_N^1 & W_N^2 & \dots & W_N^{N-1} \\ 1 & W_N^2 & W_N^4 & \dots & W_N^{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_N^{(N-1)} & W_N^{2(N-1)} & \dots & W_N^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

e

$$\mathbf{Q}^* = \frac{1}{N} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_N^{-1} & W_N^{-2} & \dots & W_N^{-(N-1)} \\ 1 & W_N^{-2} & W_N^{-4} & \dots & W_N^{-2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_N^{-(N-1)} & W_N^{-2(N-1)} & \dots & W_N^{-(N-1)(N-1)} \end{bmatrix}, \quad (4.12)$$

onde

$$W_N^k = e^{j\frac{2\pi k}{N}}. \quad (4.13)$$

Desta forma, a saída do canal PLC será dada por

$$\begin{bmatrix} y_0 \\ y_1 \\ \vdots \\ y_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & \cdots & h_{L_h-1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_0 & h_1 & \cdots & h_{L_h-1} & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h_0 & h_1 & \cdots & h_{L_h-1} \\ h_{L_h-1} & 0 & \cdots & 0 & h_0 & \cdots & h_{L_h-2} \\ \vdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \vdots \\ h_1 & \cdots & h_{L_h-1} & 0 & \cdots & 0 & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{-\nu+1} \\ \vdots \\ x_{N-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_0 \\ v_1 \\ \vdots \\ v_{N-1} \end{bmatrix}, \quad (4.14)$$

reescrevendo o sistema de equações anterior de forma compacta, tem-se

$$\mathbf{y} = \tilde{\mathbf{y}} + \mathbf{v} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{v}, \quad (4.15)$$

onde $x_{-k} = x_{N-k}$ para $k = 1, 2, \dots, L_h - 1$.

Como a matriz de convolução do canal \mathbf{H} é cíclica, então é possível afirmar que a mesma é dada por

$$\mathbf{H} = \mathbf{Q}^* \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}, \quad (4.16)$$

onde $\mathbf{\Lambda} = \text{diag} \{ \lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{N-1} \}$, λ_k é o k -ésimo coeficiente da DFT do vetor h e $\mathbf{x} = \mathbf{Q}^* \mathbf{X}$. Desta forma, tem-se

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= \mathbf{Q}\mathbf{y} = \mathbf{Q}(\mathbf{Q}^* \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q})\mathbf{Q}^* \mathbf{X} + \mathbf{Q}\mathbf{v} \\ &= \mathbf{\Lambda} \mathbf{X} + \mathbf{V}, \end{aligned} \quad (4.17)$$

onde $\mathbf{Y} = [Y_1 \ Y_2 \ \cdots \ Y_{N-1}]^T$ e $\mathbf{V} = [V_1 \ V_2 \ \cdots \ V_{N-1}]^T$ são os coeficientes da DFT dos vetores \mathbf{y} e \mathbf{v} , respectivamente. Então, observa-se que

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} H_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & H_1 & \cdots & \vdots \\ \vdots & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & H_{N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_0 \\ X_1 \\ \vdots \\ X_{N-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_0 \\ V_1 \\ \vdots \\ V_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_0 H_0 \\ X_1 H_1 \\ \vdots \\ X_{N-1} H_{N-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_0 \\ V_1 \\ \vdots \\ V_{N-1} \end{bmatrix}. \quad (4.18)$$

Note que \mathbf{X} é o vetor formado pelos símbolos obtidos na saída do bloco de modulação e \mathbf{x} é o vetor após a aplicação da Transformada Discreta Inversa de Fourier - *Inverse Discrete Fourier Transform* (IDFT) aplicada ao vetor \mathbf{X} . Pelo sistema de equações (4.18), fica claro que se a matriz de convolução do canal \mathbf{H} é circular, então a matriz $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}\{H_0 \cdots H_{N-1}\}$ é constituída pelas amostras obtidas com a aplicação da DFT na resposta impulsiva do canal PLC. A estimativa do símbolo X_i com $i = 0, 1, \dots, N - 1$, é dada por

$$\hat{\mathbf{X}} = \mathbf{Y} \odot \begin{bmatrix} 1/H_0 \\ \vdots \\ 1/H_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_0 + V_0/H_0 \\ \vdots \\ X_{N-1} + V_{N-1}/H_{N-1} \end{bmatrix}, \quad (4.19)$$

onde o símbolo \odot representa o operador de *Hadamard* dado por $\mathbf{p} \odot \mathbf{q} = [p_0q_0 \cdots p_{L-1}q_{L-1}]^T$.

Por outro lado, conhecendo o símbolo transmitido, é possível estimar o canal no domínio da frequência, conforme apresentado a seguir

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{Y} \odot \begin{bmatrix} 1/X_0 \\ \vdots \\ 1/X_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_0 + V_0/X_0 \\ \vdots \\ H_{N-1} + V_{N-1}/X_{N-1} \end{bmatrix}. \quad (4.20)$$

Para se ter uma boa estimativa dos sub-canais no domínio da frequência, é imperativo que o prefixo cíclico empregado seja maior que o comprimento efetivo da resposta ao impulso do canal PLC, que a potência do ruído de fundo seja baixa e que no instante da estimação não ocorra ruído impulsivo de potência elevada.

Uma vez que o objetivo desta dissertação não é avaliar o resultado da estimativa do canal no desempenho dos sistemas COFDM e *clustered*-COFDM, foi realizado o seguinte procedimento para estimar $\mathbf{H} = [H_0 H_1 \cdots H_{N/2-1}]$ e para a equalização:

i) garantir na implementação do ruído, que nos primeiros instantes de simulação apenas o ruído de fundo está presente;

ii) antes do primeiro símbolo transmitido (preâmbulo) é setado na entrada da IFFT um vetor com valor conhecido pelo receptor e constante (por exemplo um vetor de 1s);

- iii) este símbolo é então transmitido passando por todos os blocos do sistema;
- iv) no bloco de estimação, a FFT deste símbolo conhecido é armazenada e, como mostrado no esquacionamento anterior, este conterá os valores estimados da resposta em frequência do canal $\mathbf{H} = [H_0 \ H_1 \ \cdots \ H_{N/2-1}]$;
- v) estes coeficientes são guardados na memória para serem utilizados na equalização;
- vi) a equalização na frequência se dá, desta forma, através da simples divisão do vetor de sinal recebido pelo vetor que armazena a resposta do canal.

Este procedimento pode ser visto pelos blocos implementados no Simulink apresentados no Apêndice A.

4.7 Waterfilling

A informação em cada sub-portadora do receptor de um sistema multi-portadora, denominado de OFDM, é dada por

$$Y_k \approx H_k \cdot X_k + V_k, \quad k = 0, \dots, N - 1, \quad (4.21)$$

onde Y_k representa o sinal recebido na k -ésima sub-portadora, H_k é a atenuação complexa na k -ésima sub-portadora, X_k é o sinal transmitido e V_k é o ruído aditivo na k -ésima sub-banda.

A precisão desta aproximação se torna exata quando $N \rightarrow \infty$. Cada sub-portadora altera a entrada X_k pelo ganho complexo H_k e a potência do ruído definida por σ_k^2 . Assim, cada sub-portadora tem $\text{SNR}_k = \frac{\varepsilon_k |H_k|^2}{\sigma_k^2}$, onde ε_k é a potência do sinal transmitido na k -ésima sub-portadora.

Em sistemas multi-portadoras, cada sub-portadora leva b_k bits por símbolo ou \bar{b}_k bits por dimensão. O número total de bits b transmitidos pelo sistema multi-portadora é dado por

$$b = \sum_{k=0}^{N-1} b_k, \quad (4.22)$$

e a taxa de transmissão correspondente é dada por

$$R = \frac{b}{T} = \sum_{k=0}^{N-1} R_k, \quad (4.23)$$

onde T é o período do símbolo transmitido. Deste modo, cada sub-canal tem uma capacidade teórica definida em (Cioffi, 2007) como

$$\bar{c}_k = \frac{1}{2} \log_2 (1 + SNR_k), \quad (4.24)$$

sendo que \bar{c}_k é dado em bits por dimensão. De maneira mais generalizada, tem-se

$$\bar{b}_k = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{SNR_k}{\Gamma} \right), \quad (4.25)$$

onde \bar{b}_k é o número de bits para o k -ésimo sub-canal. Qualquer sistema realizável e implementável deve transmitir a uma taxa menor do que sua capacidade. O termo Γ (*gap*) é um mecanismo conveniente para analisar sistemas que transmitem com $\bar{b}_k < \bar{c}_k$. A maioria das constelações de sinais em uso (Modulação de Amplitude de Pulso - *Pulse Amplitude Modulation* (PAM), Modulação de Amplitude em Quadratura - *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM)) tem um valor constante para o *gap* quando $\bar{b} \geq 0.5$. Para qualquer esquema de codificação e para uma dada probabilidade de erro de símbolo P_e e SNR, o *gap* é definido como

$$\Gamma \triangleq \frac{2^{2\bar{c}} - 1}{2^{2\bar{b}} - 1} = \frac{SNR}{2^{2\bar{c}} - 1}. \quad (4.26)$$

Para QAM ou PAM sem codificação e $P_e = 10^{-6}$, o *gap* de SNR é constante e vale 8,8 dB (assumindo o uso de constelações especiais ou codificação para $b \leq 0,5$). Com QAM ou PAM sem codificação e $P_e = 10^{-7}$, o *gap* vale 9,5 dB (Cioffi, 2007). O uso de codificação, seja *trellis*, turbo ou código concatenado, reduz o valor do *gap*. Um sistema muito bem codificado pode ter um *gap* de 0,5 dB para $P_e = 10^{-6}$. Sistemas de codificação poderosos, porém implementáveis, alcançam valores de *gap* menores chegando à 1 dB. Um *gap* de 0 dB significa que o valor máximo da taxa de bits foi alcançado, o que requer complexidade e atraso infinitos.

Para maximizar a taxa de transmissão de bits $R = b/T$ nos sistemas OFDM/DMT, mantendo fixo o número N de sub-portadoras e a taxa de símbolos $1/T$, é necessário maximizar a soma dada por

$$b = \sum_{k=0}^{N-1} b_k = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N-1} \log_2 \left(1 + \frac{\varepsilon_k |H_k|^2}{\Gamma \sigma_k^2} \right), \quad (4.27)$$

onde ε_k é a potência alocada na k -ésima portadora, $|H_k|^2$ é o módulo ao quadrado do k -ésimo coeficiente da DFT da resposta ao impulso do canal representada pelo vetor \mathbf{h} e σ_k^2 é a variância do ruído no k -ésimo sub-canal. O termo $\frac{|H_k|^2}{\sigma_k^2}$ representa a relação sinal ruído do k -ésimo sub-canal quando o transmissor aplica energia unitária a cada sub-portadora. Constatamos que $\frac{|H_k|^2}{\sigma_k^2}$ é fixo para cada sub-portadora mas, ε_k pode ser variado para maximizar b . Deste modo, a potência da k -ésima sub-portadora pode ser ajustada pela variável ε_k sujeita à seguinte restrição

$$\sum_{k=0}^{N-1} \varepsilon_k = N\bar{\varepsilon}_x, \quad (4.28)$$

onde $\bar{\varepsilon}_x$ é a energia média alocada a ser transmitida nos sub-canais.

O problema de otimização dado pela função custo (4.27) sujeita à restrição (4.28) pode ser resolvido empregando o multiplicador de *Lagrange*, chegando à seguinte função custo

$$\frac{1}{2 \ln(2)} \sum_{k=0}^{N-1} \ln \left(1 + \frac{\varepsilon_k |H_k|^2}{\Gamma \sigma_k^2} \right) + \lambda \left(\sum_{k=0}^{N-1} \varepsilon_k - N\bar{\varepsilon}_x \right), \quad (4.29)$$

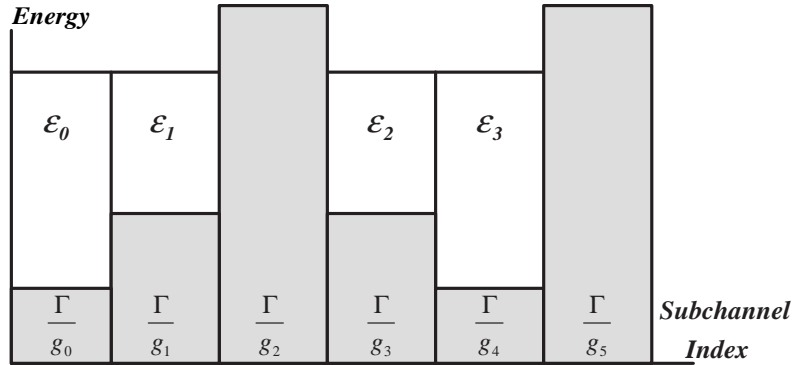
diferenciando com relação a ε_k e realizando algumas manipulações, tem-se

$$\frac{1}{2 \ln(2)} \frac{1}{\varepsilon_k + \Gamma \frac{\sigma_k^2}{|H_k|^2}} = -\frac{\lambda \Gamma \sigma_k^2}{|H_k|^2}. \quad (4.30)$$

Deste modo, a função custo (4.27) sujeita à restrição (4.28) é maximizada quando

$$\varepsilon_k + \Gamma \frac{\sigma_k^2}{|H_k|^2} = \text{const.} \quad (4.31)$$

Quando $\Gamma = 1$ (0 dB), a taxa máxima das N sub-portadoras é atingida como discutido anteriormente. Tal solução é denominada *waterfilling*, pois a mesma pode ser obtida graficamente tomando o inverso da SNR, com a potência transmitida unitária, e “enchendo” de potência até atingir o nível delimitado pela constante da Equação (4.31), conforme ilustrado na Figura 4.6.


 Figura 4.6: Ilustração do *waterfilling* para 6 sub-portadoras.

Os algoritmos, tal como *waterfilling*, utilizados para calcular b_k e ε_k para cada sub-portadora são denominados de *bitloading*. A solução das equações do algoritmo *waterfilling* para valores de N muito elevados pode produzir valores de b_k fracionados e muito reduzidos. Tal fato, pode complicar o processo de modulação e demodulação. Algoritmos alternativos que se aproximam do *waterfilling*, porém com valores inteiros para b_k , são amplamente empregados nos sistemas de modulação em múltiplas portadoras DMT.

Basicamente, existem duas classes de algoritmos de *bitloading*: i) aqueles que procuram maximizar o desempenho em termos de taxa de erro de bit para uma dada taxa de transmissão de dados fixa, chamado de Algoritmo *Margin-Adaptive loading criterion* (MA) e ii) aqueles que procuram maximizar a taxa de bits transmitidos chamado de Algoritmo *Rate-Adaptive loading criterion* (RA). Na presente dissertação, foi empregado o algoritmo RA, procurando maximizar a taxa de transmissão de dados segundo o seguinte critério

$$\max_{\varepsilon_k} b = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{\varepsilon_k |H_k|^2}{\Gamma \sigma_k^2} \right), \quad (4.32)$$

sujeito à seguinte restrição

$$\sum_{k=0}^{N-1} \varepsilon_k = N\bar{\varepsilon}_x. \quad (4.33)$$

Ao calcular o *waterfilling* do algoritmo que procura maximizar a taxa de dados

(RA), chega-se ao seguinte conjunto de equações

$$\begin{aligned}
 \varepsilon_0 + \frac{\Gamma\sigma_0^2}{|H_0|^2} &= K \\
 \varepsilon_1 + \frac{\Gamma\sigma_1^2}{|H_1|^2} &= K \\
 &\vdots \\
 \varepsilon_{N-1} + \frac{\Gamma\sigma_{N-1}^2}{|H_{N-1}|^2} &= K \\
 \varepsilon_0 + \varepsilon_1 + \dots + \varepsilon_{N-1} &= N\bar{\varepsilon}_x .
 \end{aligned} \tag{4.34}$$

Este sistema de equações lineares apresenta $N+1$ equações e $N+1$ incógnitas. As incógnitas são as energias em cada sub-portadora ε_k , $k = 0, 1, \dots, N-1$, e a constante K . A solução pode produzir energias negativas. Isto ocorrendo, a equação com a menor $\frac{|H_k|^2}{\sigma_k^2}$ deve ser eliminada e a energia correspondente, ε_k , deve ser zerada. O conjunto de equações deve ser resolvido recursivamente, eliminando a menor $\frac{|H_k|^2}{\sigma_k^2}$ e zerando ε_k , até que a primeira solução com energias não negativas seja obtida.

O sistema de equações mostrado em (4.34), pode ser formulado matricialmente, conforme é mostrado a seguir, sendo resolvido pela inversão de matrizes

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & -1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & -1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & \dots & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_0 \\ \varepsilon_1 \\ \vdots \\ \varepsilon_{N-1} \\ K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\Gamma\sigma_0^2/\|H_1\|^2 \\ -\Gamma\sigma_1^2/\|H_2\|^2 \\ \vdots \\ -\Gamma\sigma_{N-1}^2/\|H_{N-1}\|^2 \\ N\bar{\varepsilon}_x \end{bmatrix} . \tag{4.35}$$

A inversão da matriz quadrada de ordem $N+1$ pode ser resolvida recursivamente até que energias não negativas sejam encontradas para todas as sub-portadoras.

Uma solução alternativa para a soma das primeiras N equações é dada por

$$K = \frac{1}{N} \left[N\bar{\varepsilon}_x + \Gamma \sum_{k=0}^{N-1} \frac{\sigma_k^2}{|H_k|^2} \right] \tag{4.36}$$

e

$$\varepsilon_k = K - \frac{\Gamma\sigma_k^2}{|H_k|^2} \quad \forall k = 0, 1, \dots, N-1 . \tag{4.37}$$

Se uma ou mais energias ε_k são negativas, então o mais negativo é eliminado e as Equações (4.36) e (4.37) são novamente resolvidas com $N \rightarrow N-1$ e o termo

correspondente, $\frac{|H_k|^2}{\sigma_k^2}$, eliminado. As equações são ordenadas em termos da SNR com $k = 1$ correspondendo a maior SNR, com $\frac{|H_1|^2}{\sigma_1^2} = \max \frac{|H_k|^2}{\sigma_k^2}$ para $k = 0, \dots, N-1$ e $k = N$ correspondendo à menor SNR $\frac{|H_N|^2}{\sigma_N^2} = \min \frac{|H_k|^2}{\sigma_k^2}$ para $k = 0, \dots, N-1$. No i -ésimo passo de interação ($i = 0, 1, \dots, N-1$), a Equação (4.36) torna-se

$$K = \frac{1}{N-i} \left[\varepsilon_x + \Gamma \sum_{k=0}^{N-1-i} \frac{\sigma_k^2}{|H_k|^2} \right], \quad (4.38)$$

terminando com $N^* = N - 1 - i$ para o primeiro valor de i que não causa energia ε_i negativa, levando aos seguintes valores de energia

$$\varepsilon_k = K - \frac{\Gamma \sigma_k^2}{|H_k|^2} \quad \forall k = 0, 1, \dots, N^*. \quad (4.39)$$

A soma apresentada na Equação (4.36) para calcular K é sempre sobre as sub-portadoras utilizadas. Uma fórmula simplificada apresentada em (Cioffi, 2007) para calcular o número de bits transmitidos pelo sistema multi-portadora é dado por

$$b_k = \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{K \cdot |H_k|^2}{\sigma_k^2} \right) = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{\varepsilon_k |H_k|^2}{\Gamma \sigma_k^2} \right) \quad (4.40)$$

e

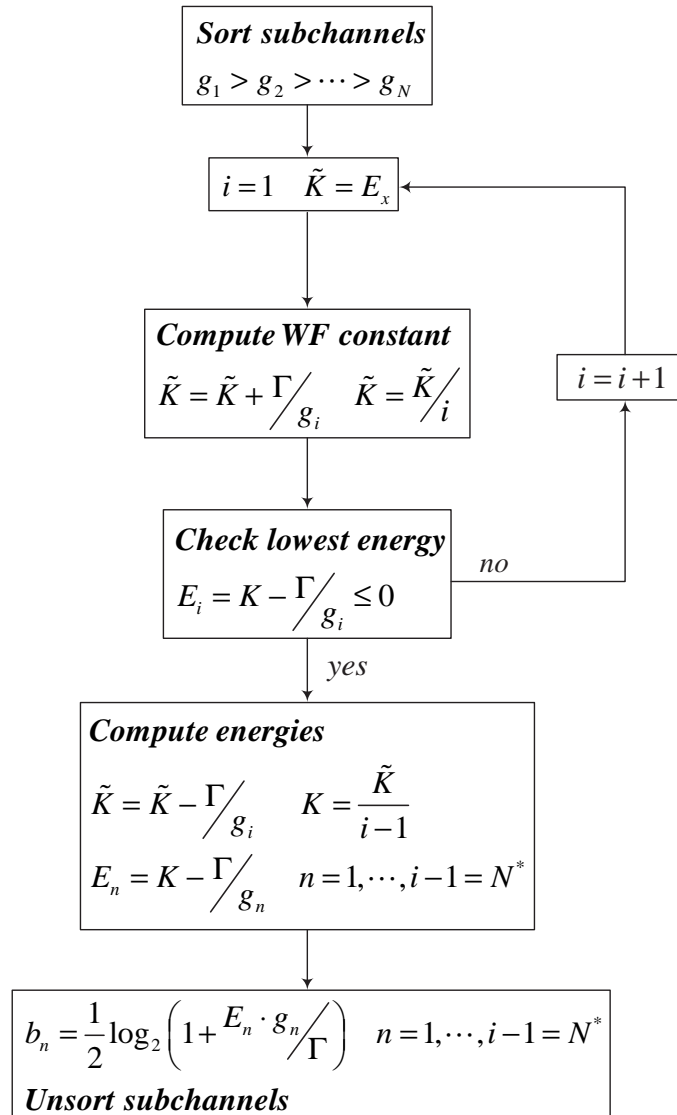
$$\begin{aligned} \bar{b} &= \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{K^{N^*/N} \cdot \prod_{k=0}^{N^*} \frac{|H_k|^2}{\sigma_k^2}^{1/N}}{\Gamma^{N^*/N}} \right) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N^*} b_k \\ &= \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{SNR_{m,u}}{\Gamma} \right). \end{aligned} \quad (4.41)$$

A SNR para os conjunto de sub-canais paralelos é dada por

$$SNR_{m,u} = \Gamma \left\{ \left(\frac{K}{\Gamma} \right)^{N^*/N} \left(\prod_{k=0}^{N^*} \left(\frac{|H_k|^2}{\sigma_k^2} \right)^{1/N} \right) - 1 \right\}. \quad (4.42)$$

A constante do algoritmo *waterfilling*, K , torna-se

$$K = \Gamma \left(\frac{2^{2b}}{\prod_{k=0}^{N^*} \frac{|H_k|^2}{\sigma_k^2}} \right)^{1/N^*}. \quad (4.43)$$


 Figura 4.7: Fluxograma do algoritmo RA *waterfilling*.

Deste modo, o diagrama de blocos do algoritmo de *waterfilling* RA pode ser visto na Figura 4.7, onde os termos g_k representam $\frac{|H_k|^2}{\sigma_k^2}$.

Para ilustrar o algoritmo segue um exemplo:

Exemplo: Seja $H(f) = 1 + 0,9e^{j2\pi f}$. A solução para o *waterfilling* quando $(\Gamma = 1)$ pode ser encontrada (Cioffi, 2007), considerando $\sigma^2=0,181$. Inicialmente, cada sub-portadora é caracterizada por

$$\begin{aligned}
 \frac{|H_0|^2}{\alpha_0^2} &= \frac{1,9^2}{0,181} = 19,94 \\
 \frac{|H_1|^2}{\alpha_1^2} &= \frac{1,7558^2}{0,181} = 17,03 \\
 \frac{|H_2|^2}{\alpha_2^2} &= \frac{1,3454^2}{0,181} = 10,00 \\
 \frac{|H_3|^2}{\alpha_3^2} &= \frac{0,7329^2}{0,181} = 2,968 \\
 \frac{|H_4|^2}{\alpha_4^2} &= \frac{0,1^2}{0,181} = 0,0552
 \end{aligned} \tag{4.44}$$

Usando (4.38) com todas as sub-portadoras ($N=8$, ou seja, 5 sub-portadoras sendo 3 complexos com $\frac{|H_k|^2}{\sigma_k^2}$ idênticos na parte real e imaginária), tem-se

$$K = \frac{1}{8} \left[8 + 1 \cdot \left(\frac{1}{19,94} + \frac{2}{17,03} + \frac{2}{10,0} + \frac{2}{2,968} + \frac{1}{0,0552} \right) \right] = 3,3947. \tag{4.45}$$

Uma vez que $\varepsilon_4 = 3,3947 - 1/0,05525 = -14,7 < 0$. Então, o último sub-canal deve ser eliminado e tem-se novamente, para $N=7$

$$K = \frac{1}{7} \left[8 + 1 \cdot \left(\frac{1}{20} + \frac{2}{17} + \frac{2}{9,8} + \frac{2}{3} \right) \right] = 1,292. \tag{4.46}$$

As energias correspondentes para cada sub-portadora são 1,24, 1,23, 1,19 e 0,96. O número de bits correspondente para cada sub-portadora é calculado por

$$\bar{b}_k = \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{K |H_k|^2}{\alpha_k^2} \right), \tag{4.47}$$

cujos valores são $\bar{b}_k = 2,3, 2,2, 1,83$ e $0,98$, respectivamente. A Figura 4.8 ilustra a distribuição de energia para cada canal.

<i>Energy</i>							
1.29	1.29	1.29	1.29	1.29	1.29	1.29	
\mathcal{E}_0	\mathcal{E}_1	\mathcal{E}_1	\mathcal{E}_2	\mathcal{E}_2	\mathcal{E}_3	\mathcal{E}_3	$\frac{1}{0.0552}$
1.24	1.23	1.23	1.19	1.19	0.96	0.96	
$\frac{1}{19.94}$	$\frac{1}{17.03}$	$\frac{1}{17.03}$	$\frac{1}{10}$	$\frac{1}{10}$	$\frac{1}{2.968}$	$\frac{1}{2.968}$	n
0	1	2	3	4	5	6	7

Figura 4.8: Exemplo numérico do algoritmo RA *waterfilling*.

4.8 Sumário

No presente capítulo, foram apresentados os principais blocos dos sistemas multi-portadoras codificados empregados na implementação dos sistemas COFDM e *clustered*-COFDM. Os blocos apresentados implementam as etapas de randomização, codificação de canal e entrelaçamento. Na seqüência, o esquema de modulação QAM é abordado. Uma descrição das principais etapas executadas pelos modems OFDM/DMT é introduzida. A técnica empregada para estimação e equalização do canal, assim como, uma justificativa para a mesma é apresentada. Por fim, uma análise e discussão do algoritmo *waterfilling* implementado nesta dissertação é realizada.

5

Análise de Desempenho

Para a análise de desempenho do sistema multi-portadora introduzido nesta dissertação para aplicações PLC, o presente capítulo apresenta e discute resultados de simulações considerando diversas situações. Os resultados de simulações aqui apresentados enfatizam a comparação entre o sistema *clustered*-COFDM proposto na década de 90 e o sistema COFDM. Como discutido no capítulo 3, o termo TD-COFDM será tratado neste capítulo simplesmente como COFDM padrão. As simulações baseiam-se na transmissão de dados via rede elétrica para o *downlink*, ou seja, a transmissão de dados entre o concentrador e os usuários. Para a apresentação sistematizada dos resultados obtidos, a Seção 5.1 define o cenário de simulação, indicando os usuários, seus canais e ruídos, bem como a banda de frequência de transmissão de dados utilizada por cada um deles. A seguir, na Seção 5.2, são apresentados os resultados das simulações para a transmissão de dados quando o único tipo de conhecimento sobre o canal disponível é a distância

entre o transmissor e o receptor. Conseqüentemente, nesta seção não é aplicado a modulação adaptativa baseada no algoritmo *waterfilling* (*bitloading*), ou seja, a abordagem para as simulações é a mesma utilizada em sistemas multi-portadoras de comunicação sem fio, usualmente conhecido como abordagem OFDM. Em seguida, a Seção 5.3 apresenta os resultados de simulações quando os dispositivos transmissores dos sistemas *clustered*-COFDM e COFDM dispõem de informações completas do canal de comunicação. Neste caso, a abordagem de simulação é a mesma usada em sistemas multi-portadoras de comunicação através de fio, por exemplo *x-Digital Subscriber Line* (xDSL), usualmente conhecida como abordagem DMT. Por fim, a Seção 5.4 tece os comentários finais deste capítulo.

5.1 Descrição do Cenário de Simulação - Canal e Ruído

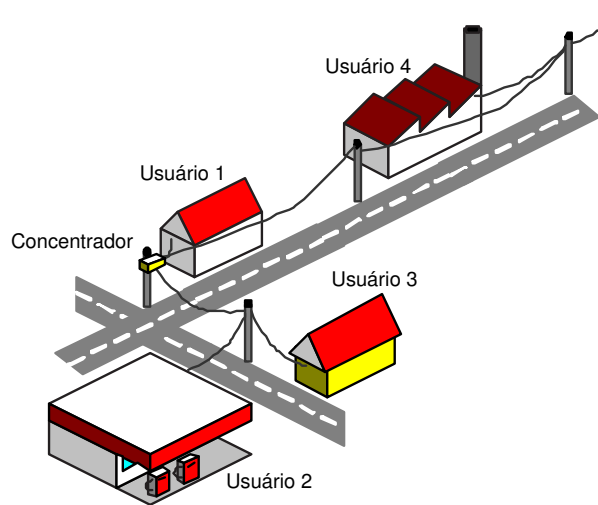


Figura 5.1: Cenário de transmissão.

O cenário de simulação descrito nesta seção é ilustrado na Figura 5.1. Conforme pode ser observado, o ambiente de comunicação é a rede elétrica de BT e externa. Entende-se por rede elétrica de baixa tensão e externa aquela compreendida entre o transformador abaixador de MT/BT e os medidores residenciais. Para este caso,

o número de usuários conectados a esta rede é quatro. Além disso, considera-se a existência de uma estação PLC base ou concentrador que, equivalentemente, exerce as funções de uma estação rádio-base em um sistema de comunicação sem fio. Ainda, na Figura 5.1, é possível observar que as distâncias entre os usuários e o concentrador variam. Por exemplo, o usuário 1 encontra-se bastante próximo do concentrador. Por outro lado, o usuário 4 é aquele que se encontra mais distante do concentrador.

Apesar da faixa entre 1 MHz e 30 MHz ser aquela comercialmente considerada para transmissão de dados via rede elétrica, apenas a faixa de frequência entre 1 MHz e 9 MHz é adotada neste capítulo. As motivações para essa restrição na faixa de frequência são as seguintes:

- complexidade envolvida nas simulações;
- os resultados observados na faixa entre 1 e 9 MHz podem ser facilmente estendidos para outras faixas de frequência;
- usualmente é esperado que apenas a faixa de frequência entre 0,5 MHz e 10 MHz seja efetivamente usada para a transmissão de dados nas redes elétricas de baixa tensão externas (Langfeld, 2001).

Uma vez que a faixa de frequência está entre 1 MHz e 9 MHz, a alocação de frequência para os usuários transmitindo dados com os sistemas COFDM e *clustered*-COFDM é definida de acordo com a Tabela 5.1. Conforme pode ser observado, se o usuário 1 está usando o sistema COFDM, então a faixa de frequência de transmissão está entre 1 MHz e 9 MHz. Por outro lado, se o mesmo usuário está transmitindo dados com o sistema *clustered*-COFDM, então a faixa de frequência está entre 1 MHz e 3 MHz. Note que a divisão do espectro de frequência disponível em bandas de 2 MHz é adotada, posto que uma taxa de transmissão variando entre 2 Mbps e 20 Mbps pode ser atingida com sistemas COFDM devidamente projetados a partir de uma potência de transmissão adequada.

A adoção dos valores listados na Tabela 5.1, referente ao uso dos sistemas *clustered*-COFDM e COFDM, é mostrada de forma ilustrativa na Figura 5.2 para os quatro usuários em questão. Conforme pode ser observado, para um intervalo de

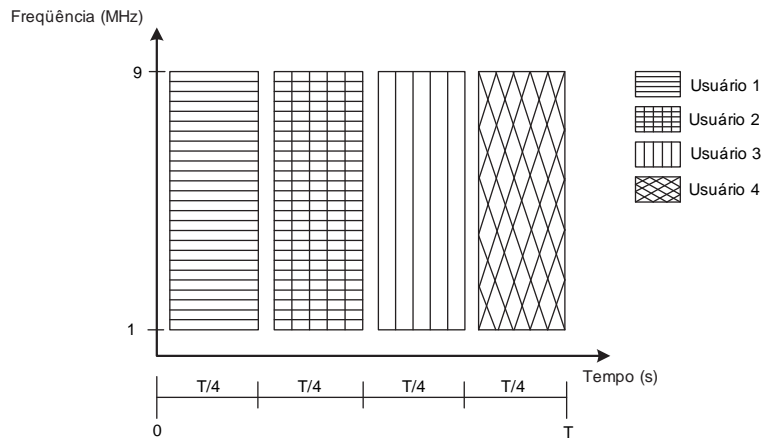
Tabela 5.1: Alocação espectral de cada usuário para o sistema *clustered*-COFDM e COFDM.

Sistema	Usuário 1	Usuário 2	Usuário 3	Usuário 4
Banda COFDM (MHz)	1-9	1-9	1-9	1-9
Banda <i>clustered</i> -COFDM (MHz)	1-3	3-5	5-7	7-9

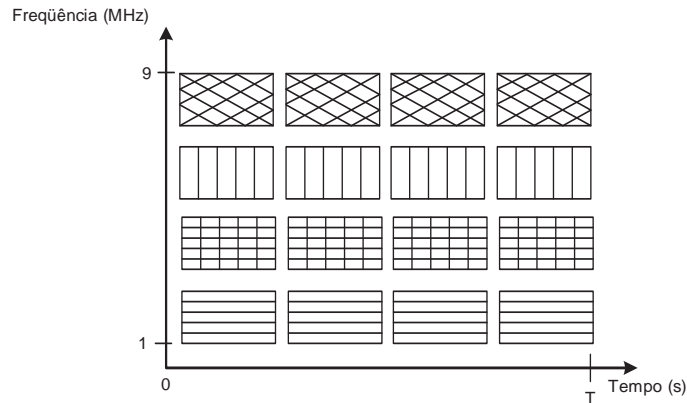
tempo igual a T segundos, todos os usuários que fazem uso do sistema *clustered*-COFDM transmitem continuamente durante T segundos numa banda de frequência igual a 2 MHz. Por outro lado, os mesmos usuários agora fazendo uso do sistema COFDM, transmitem durante um período de tempo igual a $T/4$ segundos usando toda a banda de frequência disponível, ou seja, 8 MHz.

Os módulos das respostas em frequência dos canais de comunicação na banda de frequência entre 1 MHz e 9 MHz são mostrados na Figura 5.3. Conforme pode ser observado, os usuários 1 e 4, respectivamente, apresentam as menores e as maiores atenuações quando a frequência aumenta. É importante ressaltar que o sistema COFDM faz uso de toda a banda de frequência entre 1 MHz e 9 MHz para a transmissão de dados. Por outro lado, os módulos das respostas em frequência dos canais de comunicação na banda base, usados pelo sistema *clustered*-COFDM, são mostrados na Figura 5.4. Note que as faixas de frequência das bandas passantes destes canais estão listadas na Tabela 5.1.

A PSD do ruído aditivo na saída dos canais de comunicação, na faixa de frequência entre 1 MHz e 9 MHz referentes aos usuários $i=1, 2, 3$ e 4, é ilustrada na Figura 5.5. Verifica-se nesta figura que todos os usuários observam uma PSD muito próxima, posto que a modelagem do ruído aditivo é a mesma para todos os usuários. A ilustração das PSDs dos ruídos aditivos referentes aos usuários $i=1, 2, 3$ e 4, na faixa de frequência entre $f_i=[2(i-1)+1]f_0$ e $f_{i+1}=[2i+1]f_0$ onde $f_0=1$ MHz, reproduzida na banda base, é mostrada na Figura 5.6. As PSDs dos ruídos para os usuários $i=2, 3$ e 4, estão em patamares inferiores àqueles observados pelo usuário 1. Além disso, tais PSDs podem ser, sem perda de generalidade, aproximadas por valores constantes e, conseqüentemente, indicam que os usuários $i=2, 3$ e 4 sofrem



(a) Sistema COFDM.

(b) Sistema *clustered*-COFDM.Figura 5.2: Alocação tempo x frequência dos sistemas *clustered*-COFDM e COFDM.

menor influência da presença de ruídos impulsivos do que o usuário 1.

Com o objetivo de demonstrar melhor as características dos canais de comunicação e ruídos para cada usuário, gerou-se as Figuras 5.7 e 5.8, que apresentam a SNR em função da frequência. Estas figuras são geradas quando a PSD do sinal transmitido é igual a $-50 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$, as PSDs dos ruídos são aquelas mostradas nas Figuras 5.5 e 5.6 e os canais são aqueles cujos módulos de amplitude são mostrados nas Figuras 5.3 e 5.4. É evidente que para um novo valor da PSD do sinal transmitido resulta em um gráfico diferente, mas como a PSD do ruído nas simulações é a mesma, este gráfico permite ilustrar a SNR em cada sub-portadora

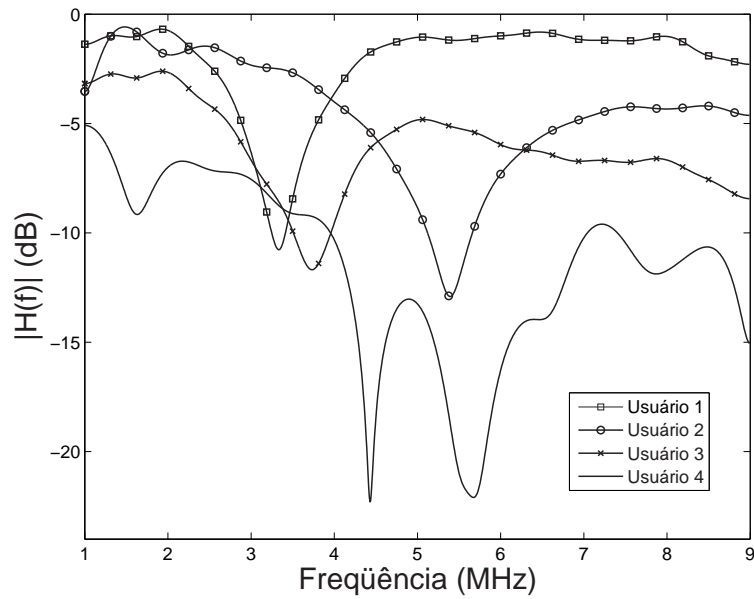


Figura 5.3: Módulo da amplitude da resposta em frequência do canal de cada usuário na banda de 1 à 9 MHz.

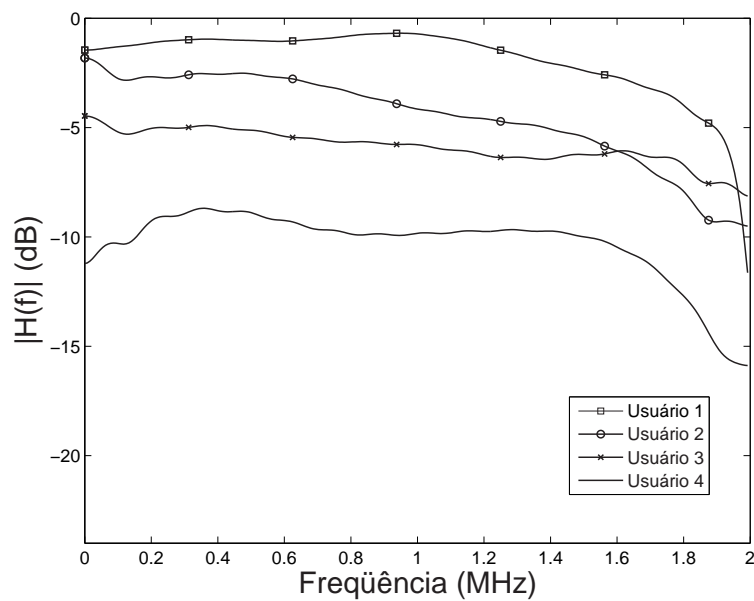


Figura 5.4: Módulo da amplitude da resposta em frequência do canal de cada usuário na banda base (0 à 2 MHz).

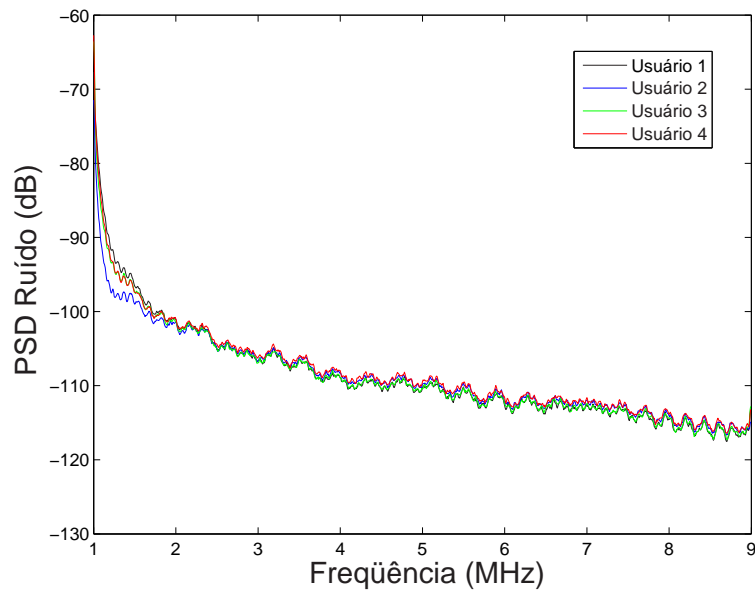


Figura 5.5: PSD do ruído de cada usuário na banda passante de 1 à 9 MHz.

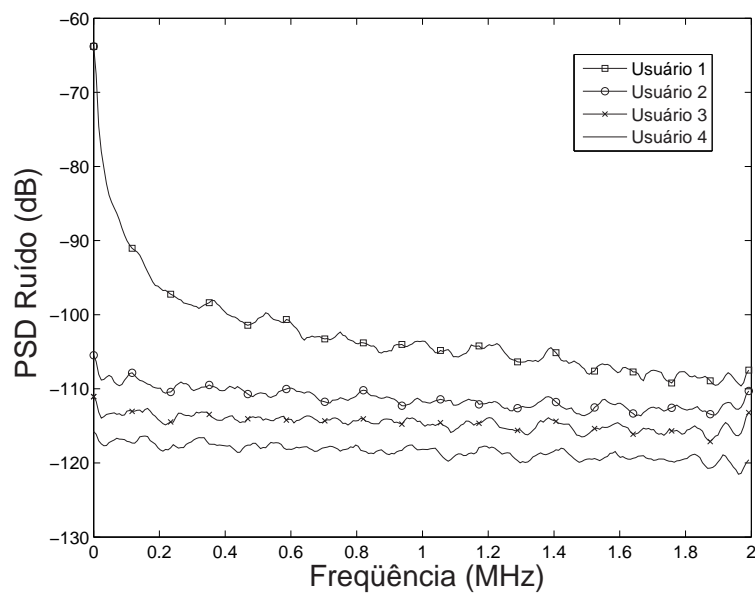


Figura 5.6: PSD do ruído de cada usuário na banda base (0 à 2 MHz).

dos sistemas COFDM e *clustered*-COFDM.

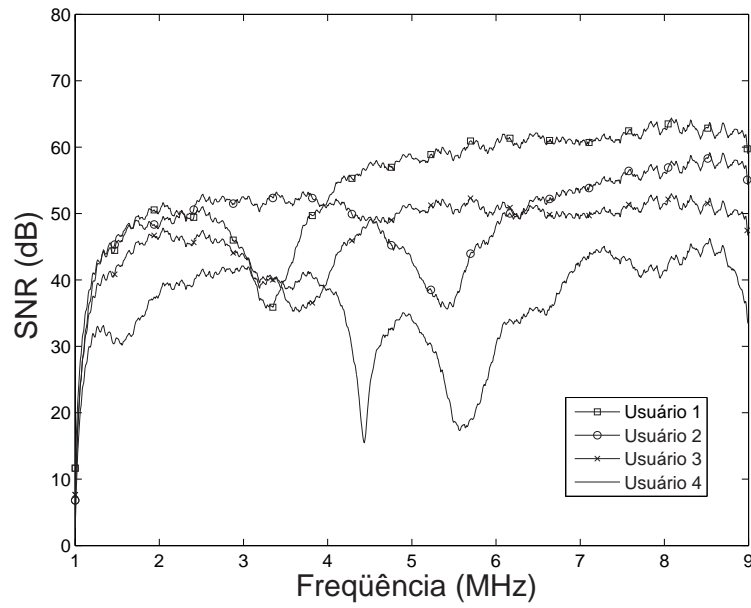


Figura 5.7: SNR de cada usuário na banda passante de 1 à 9 MHz quando a PSD do sinal transmitido é igual a $-50 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$.

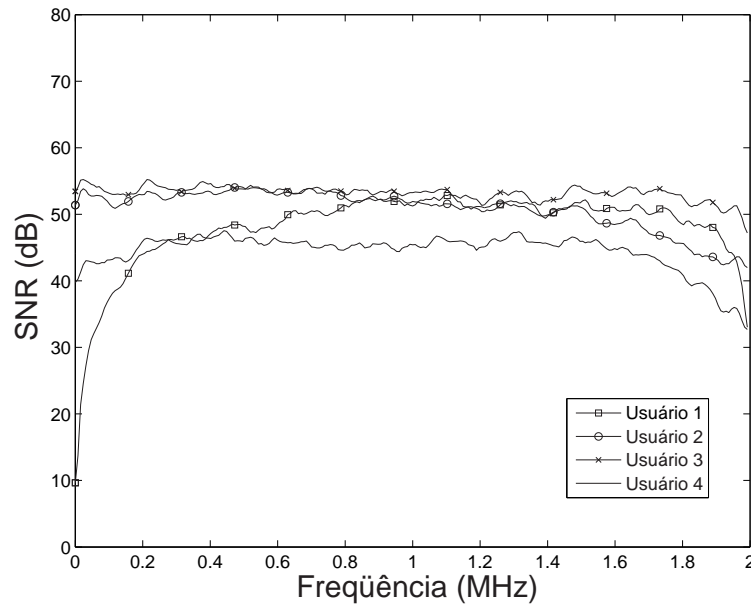


Figura 5.8: SNR de cada usuário do sistema *clustered*-COFDM na banda base quando a PSD do sinal transmitido é igual a $-50 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$.

Com o intuito de contextualizar e de apresentar as particularidades de cada usuário seguem-se algumas considerações.

Em relação ao usuário 1, é possível notar que o seu canal de comunicação na faixa entre 1 MHz e 9 MHz apresenta atenuações na ordem de -2 dB, além de um vale em torno da frequência de 3,5 MHz o que é facilmente observado na Figura 5.3. Em torno deste vale é esperado que o sistema COFDM apresente alguns problemas de transmissão. Já a banda de frequência utilizada para a transmissão de dados para o caso *clustered*-COFDM pode ser vista na Figura 5.4. Nesta figura, observa-se que este canal apresenta a menor atenuação quando comparado com os outros usuários. Além disso, não se verifica a presença de vale na banda de transmissão.

O ruído para o usuário 1 tem sua PSD mostrada na Figura 5.5, para a transmissão com o sistema COFDM, indicando que o ruído é muito severo até 2 MHz. Para as frequências mais altas, o ruído passa a ter uma característica de ligeira queda com o aumento da frequência. Por outro lado para o sistema *clustered*-COFDM a PSD do ruído equivalente na banda base pode ser vista na Figura 5.6, e constata-se seu alto grau de severidade comparando-se com os outros usuários do sistema *clustered*-COFDM.

Para o usuário 1 pode-se observar pela Figura 5.7 que sua SNR, considerando a banda de 1 MHz a 9 MHz e o sistema de transmissão de dados COFDM, possui um dos melhores valores, exceto na região do vale em torno da frequência de 3,5 MHz, quando comparada com os outros usuários operando com o sistema COFDM. Espera-se então que a transmissão de dados para o sistema COFDM apresente bom desempenho. Já para o sistema *clustered*-COFDM, a PSD do ruído, desta vez na banda de 1 MHz a 3 MHz, assim como a alocação do usuário definida na Tabela 5.1, apresenta uma região com valores relativamente baixos de SNRs, de acordo com a Figura 5.8. Conseqüentemente, pode-se apontar que este sistema venha a apresentar algumas dificuldades de transmissão nesta banda. Este usuário foi alocado nesta frequência uma vez que as outras frequências serão ocupadas por outros usuários, assim como descrito a seguir.

Para o usuário 2, considerando a banda de 1 MHz até 9 MHz e para o sistema COFDM é fácil notar, na Figura 5.3, que seu canal apresenta atenuações moderadas

em torno de -4 dB. No entanto, é importante ressaltar que as mesmas são mais severas do que aquelas observadas no canal do usuário 1. Além disto, verifica-se um vale em torno da frequência de 5,5 MHz que indica uma região onde o sistema COFDM poderá vir a apresentar alguma dificuldade de operação. Considerando o canal equivalente na banda base para o sistema *clustered*-COFDM, apresentada na Figura 5.4, é verificado que este não apresenta vales de atenuação e possui valor de atenuação moderado.

Quanto ao ruído para o usuário 2, pode-se observar sua PSD na Figura 5.5 para a banda de frequência de transmissão onde o sistema COFDM opera e constatar que este não é plano, assim é esperado que sejam introduzidas maiores distorções no sinal recebido pelo receptor. Para este usuário, considerando o sistema *clustered*-COFDM operando na banda de frequência definida na Tabela 5.1, pode-se constatar pela Figura 5.6 que o ruído apresenta uma PSD aproximadamente constante em torno de -110 dB resultando em uma baixíssima probabilidade de ocorrência de ruídos impulsivos de potência elevada nesta banda de frequência de transmissão. Isto é um indicativo que o sistema *clustered*-COFDM pode apresentar um desempenho satisfatório na referida banda de transmissão. Esta afirmação pode ser reforçada pelos gráficos da SNR para os dois sistemas mostrados nas Figuras 5.7 e 5.8.

Em relação aos dois canais anteriores, o canal do usuário 3 apresenta maior atenuação quando a frequência aumenta, vide Figuras 5.3 e 5.4. Para a transmissão de dados utilizando-se o sistema COFDM constata-se que a PSD do ruído na banda de 1 MHz a 9 MHz possui as mesmas características já apontadas anteriormente assim como pode ser verificado na Figura 5.5. Isto já era esperado, posto que a modelagem de ruído utilizada para todos os canais foi a mesma. No entanto, para a transmissão de dados utilizando-se o sistema *clustered*-COFDM constata-se, pela Figura 5.6, que a PSD do ruído na banda onde este usuário foi alocado apresenta um valor aproximadamente constante em torno de -115 dB.

A observação dos valores das SNRs para este usuário é bastante interessante. Para o sistema COFDM os valores das SNRs para cada sub-banda podem ser vistos na Figura 5.7 e observa-se um valor intermediário entre os usuários. Por outro lado, considerando a transmissão de dados para o sistema *clustered*-COFDM e observando

a Figura 5.8 onde os valores das respectivas SNRs de cada usuário são apresentadas, constata-se que o usuário 3 possui os maiores valores de SNRs entre os usuários. A partir destas informações espera-se que o desempenho para este usuário seja melhor operando com o sistema *clustered*-COFDM do que aquele esperado para o sistema COFDM. Os resultados mostrados na Seção 5.2 e 5.3 confirmam esta afirmação.

Caracterizando as condições de transmissão para usuário 4, é possível notar que para o sistema COFDM na faixa entre 1 MHz e 9 MHz apresenta o pior perfil de transmissão comparado com os canais dos outros usuários. Isto é claramente indicado na Figura 5.3, onde pode ser visto as atenuações que alcançam aproximadamente -23 dB. Também é possível notar para o sistema *clustered*-COFDM que na banda alocada de acordo com a Tabela 5.1, este usuário também apresenta o canal com maior atenuação, como é visto na a Figura 5.4. No entanto, é importante frisar que nesta banda de transmissão do sistema *clustered*-COFDM é possível evitar as atenuações severas.

Quando a transmissão é realizada com o sistema COFDM, o perfil da PSD do ruído é aproximadamente igual aos dos outros usuários, conforme é ilustrado na Figura 5.5. Já para a banda de 2 MHz para o sistema *clustered*-COFDM proposto é observado na Figura 5.6 que este usuário apresenta o menor valor da PSD do ruído, uma vez que sua alocação foi realizada na banda de maior frequência.

Uma última observação a ser feita para a caracterização da transmissão de dados de cada usuário é quanto a SNR para o usuário 4. Considerando o sistema COFDM e a Figura 5.7 que mostra a SNR para toda a banda disponível, constata-se que este sistema é obrigado a operar em bandas de frequência onde as atenuações são muito severas e apresenta diversos vales. Por outro lado, o sistema *clustered*-COFDM proposto irá operar na banda de frequência, cuja SNR equivalente na banda base mostrada na Figura 5.8, apresenta um valor aproximadamente constante de SNR. Ainda, na Figura 5.8, constata-se que este usuário possui o menor valor de SNR quando comparado com os demais. Estas condições são um indicativo de uma grande variação em termos de desempenho entre os sistemas COFDM e *clustered*-COFDM para este usuário.

Os modelos de canais e ruídos apresentados nesta seção são usados nas simulações

discutidas nas Seções 5.2 e 5.3.

5.2 Desempenho na Ausência do Conhecimento Completo do Canal

Para este caso, assume-se que o transmissor PLC não tem conhecimento do canal de comunicação, ou seja, as SNRs das sub-portadoras não são conhecidas. A única informação que o transmissor dispõe é a distância entre o mesmo e os receptores. Uma vez que as SNRs nas sub-portadoras não são disponíveis, então o transmissor não pode usar uma técnica de alocação de bits para aumentar o desempenho do sistema. Conseqüentemente, o melhor que pode ser feito é distribuir igualmente a potência de transmissão entre todas as sub-portadoras e adotar um único esquema de modulação.

Para as simulações considerando a ausência do conhecimento completo do canal pelo transmissor, entende-se que a alocação da faixa de frequência de transmissão do canal foi direcionada pela distância entre o concentrador e o usuário. Baseando-se nos modelos de canais e de ruídos aditivos apresentados no Capítulo 2 e comentados na Seção 5.1, os sistemas COFDM e *clustered*-COFDM foram simulados para verificar qual dos dois apresenta os melhores desempenhos em termos de BER.

Os parâmetros dos sistemas COFDM e *clustered*-COFDM implementados são listados nas Tabelas 5.2 e 5.3. Destaca-se a alteração no número de sub-portadoras de 1024 para 256, na frequência de amostragem de 16 para 4 MHz e na banda de transmissão de 8 MHz para 2 MHz. Quando ambos os sistemas são comparados, o esquema de modulação, o esquema de codificação, o comprimento do prefixo cíclico e o espaçamento entre as sub-portadoras são os mesmos. Em ambas as tabelas a taxa de transmissão é a mesma. Os sistemas utilizam a estimação do canal a partir do preâmbulo assim como descrito na Seção 4.6. Os resultados mostrados nesta seção são bastante similares àqueles apresentados pelo autor em (Campos, Duque, Cerqueira, & Ribeiro, 2007).

Os resultados das simulações apresentados nesta seção foram obtidos quando a

Tabela 5.2: Parâmetros do sistema COFDM de um usuário quando a modulação é fixa.

Parâmetros	Valores
Número de Sub-portadoras	1024
Frequência de Amostragem	16 MHz
Espaçamento entre as Sub-portadoras	1,5625 kHz
Banda de Transmissão	8 MHz
Comprimento do Prefixo Cíclico	1/16
Esquema de Modulação	Fixa (16-QAM)
Esquema de Codificação	Código Concatenado (RS-CC), Taxa=1/2
Taxa de Transmissão	~ 7,5 Mbps
Conhecimento do Canal pelo Receptor	Estimação do Canal a partir do Preâmbulo
Conhecimento do Canal pelo Transmissor	Ausente
<i>Feedback</i> durante a Transmissão	Ausente

PSD do sinal transmitido varia de -85 à -50 dBV²/Hz com passos de -5 dBV²/Hz.

Inicialmente, as SNRs observadas na entrada dos receptores dos usuários $i=1, 2, 3$ e 4 , quando os sistemas COFDM e *clustered*-COFDM são usados, estão listadas na Tabela 5.4. A análise dos resultados apresentados nesta tabela indica que os usuários observam SNRs maiores quando fazem uso do sistema *clustered*-COFDM do que quando utilizam o sistema COFDM. Isso significa que o uso da abordagem *clustered* em sistemas COFDM permite minimizar o efeito da influência do ruído na entrada dos receptores. De fato, na abordagem *clustered*-COFDM, apenas o ruído presente na banda passante, cuja largura é de 2 MHz, influencia o comportamento do sistema multi-portadoras.

De forma a ilustrar o desempenho de ambos os sistemas (COFDM e *clustered*-COFDM), a Figura 5.9 mostra como a BER, antes e após o decodificador, varia em relação a diferentes valores da PSD do sinal transmitido. As Figuras 5.9(a), 5.9(b), 5.9(c) e 5.9(d) ilustram os desempenhos aferidos para os usuários 1, 2, 3 e 4. A legenda tem o seguinte padrão: C-COFDM para o sistema *clustered*-COFDM e

Tabela 5.3: Parâmetros do sistema *clustered*-COFDM de um usuário quando a modulação é fixa.

Parâmetros	Valores
Número de Sub-portadoras	256
Frequência de Amostragem	4 MHz
Espaçamento entre as Sub-portadoras	1,5625 kHz
Banda de Transmissão	2 MHz
Comprimento do Prefixo Cíclico	1/16
Esquema de Modulação	Fixa (16-QAM)
Esquema de Codificação	Código Concatenado (RS-CC), Taxa=1/2
Taxa de Transmissão	~ 7,5 Mbps
Conhecimento do Canal pelo Receptor	Estimação do Canal a partir do Preâmbulo
Conhecimento do Canal pelo Transmissor	Ausente
<i>Feedback</i> durante a Transmissão	Ausente

Tabela 5.4: SNR na entrada do receptor em função da PSD do sinal transmitido quando a modulação é fixa.

PSD _x (dBV ² /Hz)		-80	-70	-60	-50
C-COFDM	Usuário 1 - SNR	-16,57	-6,58	3,42	13,43
	Usuário 2 - SNR	2,64	12,63	22,63	32,64
	Usuário 3 - SNR	3,60	13,59	23,59	33,60
	Usuário 4 - SNR	-1,20	8,79	18,79	28,80
COFDM	Usuário 1 - SNR	-17,34	-7,34	2,66	12,66
	Usuário 2 - SNR	-20,80	-10,80	-0,80	9,20
	Usuário 3 - SNR	-24,49	-14,49	-4,49	5,51
	Usuário 4 - SNR	-32,38	-22,39	-12,39	-2,38

COFDM para o sistema convencional. Nas Figuras 5.9(a), 5.9(b), 5.9(c) e 5.9(d), os termos C-COFDM e COFDM referem-se as BERs obtidas após o decodificador de canais. Já os termos C-OFDM e OFDM referem-se as BERs medidas antes do decodificador de canais.

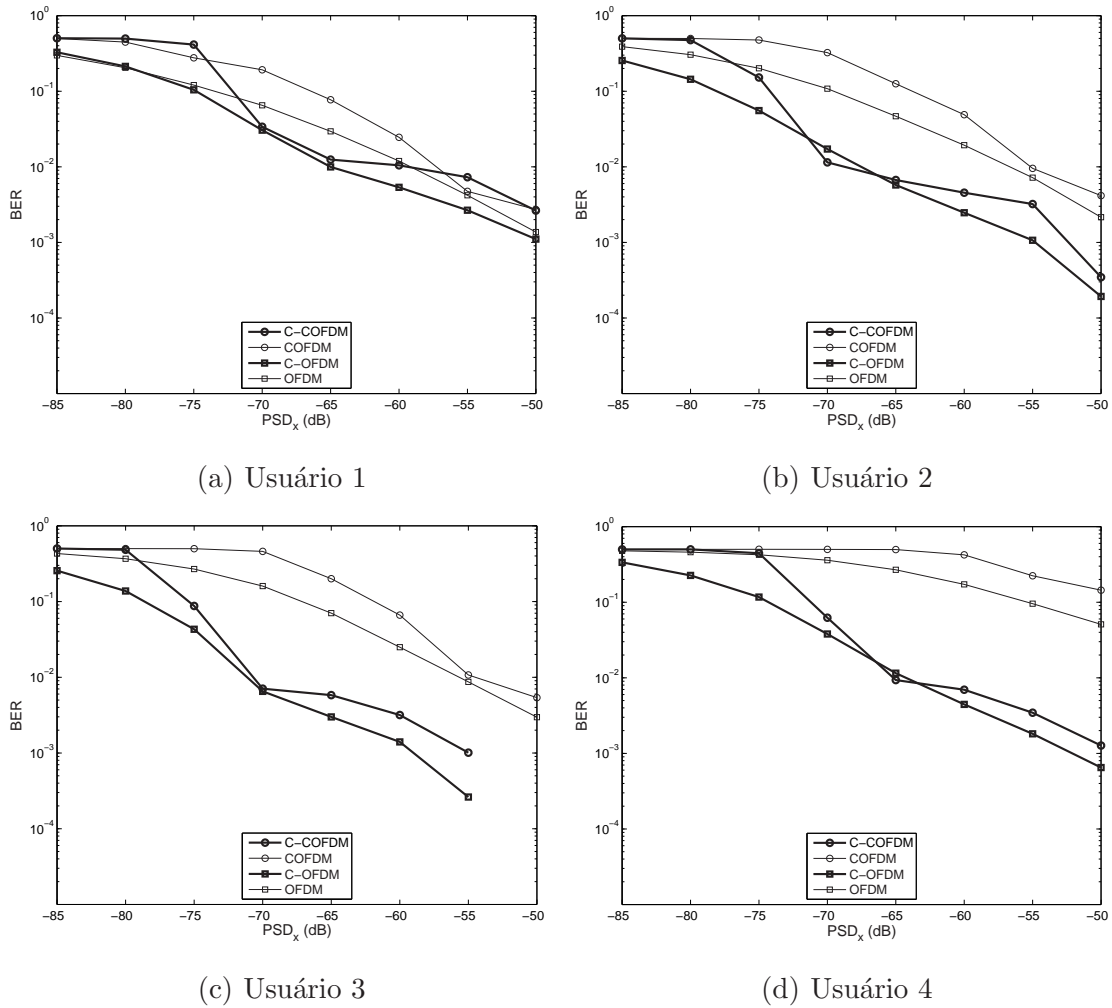


Figura 5.9: BER de cada usuário quando a modulação é fixa.

De acordo com as Figuras 5.9(a), 5.9(b), 5.9(c) e 5.9(d), constata-se que para o valor de $PSD_x = -80 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$ obteve-se taxas de erro de bit elevadas. No entanto, é importante observar que o sistema *clustered*-COFDM é aquele que fornece melhor desempenho em termos de BER. Uma observação interessante é o ganho da SNR calculada na entrada do receptor dos usuários quando o sistema *clustered*-COFDM é usado. Por exemplo, para o usuário 4 observa-se uma alteração de $-32,38 \text{ dB}$ para $-1,20 \text{ dB}$ entre o sistema padrão e o sistema proposto, para uma mesma PSD do sinal transmitido, vide Tabela 5.4. Ou seja, com esta proposta o usuário 4 passa a transmitir com uma SNR melhor sem nenhum tipo de alteração da PSD do sinal

transmitido. A partir deste resultado, é possível justificar o ganho em relação a taxa de erro de bit que, para este usuário e esta PSD do sinal transmitido, cai de 45,98% no sistema padrão para 22,61% no sistema proposto, este resultado não considera a codificação do canal.

É possível constatar através da Figura 5.9 que, com o aumento da PSD do sinal transmitido, a BER apresenta uma melhora significativa para quase todos os canais. Para o valor de $PSD_x = -70 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$, observa-se um caso interessante com relação ao usuário 3, pois o mesmo apresenta a BER de 45,93% no sistema padrão e BER igual a 0,71% para o *clustered*-COFDM. Tal comparação indica a diferença em termos de desempenho entre os sistemas analisados.

Considerando o valor de $PSD_x = -60 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$, é possível verificar uma melhora no desempenho de ambos os sistemas. No entanto, é importante observar que o sistema *clustered*-COFDM é ainda capaz de oferecer melhor desempenho em termos de BER do que o sistema COFDM.

Dentre os usuários analisados, o número 1 apresenta uma situação especial, pois os ganhos não são tão expressivos, mas para os outros canais a diferença entre os sistemas é clara e promissora, pois constata-se uma redução considerável da BER quando o sistema *clustered*-COFDM é adotado.

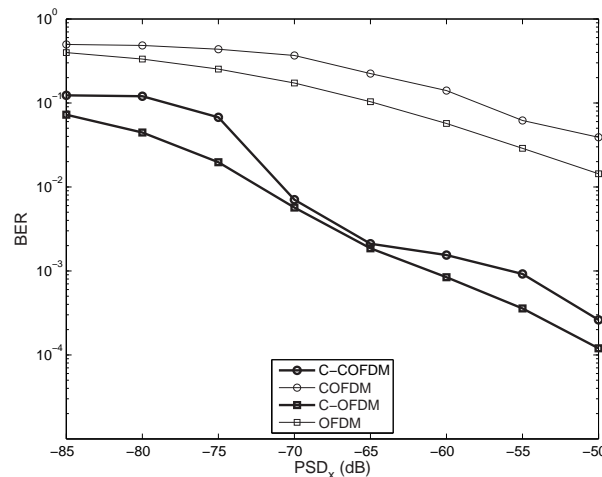


Figura 5.10: BER do sistema total quando a modulação é fixa.

Uma ilustração interessante sobre o desempenho dos sistemas *clustered*-COFDM

e COFDM é mostrado na Figura 5.10. Nesta figura, a BER total de ambos os sistemas quando a PSD do sinal transmitido varia entre $-85 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$ e $-50 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$ é computada. Entende-se por BER total aquela medida pelo transmissor, neste caso o concentrador, quando envia dados para todos os receptores, (usuários). Conforme pode ser observado, esta ilustração também indica a melhoria de desempenho, em termos de BER, aferida com o uso do sistema *clustered*-COFDM.

Existe ainda uma questão a ser avaliada: caso as informações do canal sejam completamente conhecidas pelo transmissor, quais seriam os ganhos ou perdas de desempenho que o sistema *clustered*-COFDM pode oferecer em relação ao sistema COFDM. A discussão e análise desta questão é apresentada na Seção 5.3.

5.3 Desempenho com Conhecimento Completo do Canal

A análise de desempenho discutida nesta seção baseia-se em resultados de simulação obtidos quando o transmissor dispõe de informações completas do canal que, neste caso, são representadas pelas SNRs nas sub-portadoras dos sistemas multi-portadoras. Assim, é possível realizar uma alocação dinâmica e eficiente dos bits nas sub-portadoras a partir do algoritmo de alocação de bits descrito na Seção 4.7. Conseqüentemente, é possível avaliar não apenas os ganhos em termos de BER, mas também aqueles aferidos em termos de taxa de transmissão.

Para as simulações reportadas nesta seção, os usuários foram mantidos nas mesmas bandas de frequência listadas na Tabela 5.1. As características dos sistemas COFDM e *clustered*-COFDM utilizadas para estas simulações são listadas nas Tabelas 5.5 e 5.6. Destacam-se as alterações no número de sub-portadoras de 1024 para 256, na frequência de amostragem de 16 MHz para 4 MHz e na banda de transmissão de 8 MHz para 2 MHz. Quando ambos os sistemas são comparados, o esquema de modulação adaptativa, o esquema de codificação, o comprimento do prefixo cíclico e o espaçamento entre as sub-portadoras são os mesmos.

O algoritmo de modulação adaptativa implementado prevê a transmissão de

0, 2, 4, 6, 8 e 10 bits por sub-portadora. Tem-se então, um esquema de modulação M -QAM onde $M=4, 16, 64, 256$ ou 1024 . Conseqüentemente, as Taxas de transmissão dependem dos resultados da modulação adaptativa.

Tabela 5.5: Parâmetros do sistema COFDM de cada usuário quando a modulação é adaptativa.

Parâmetros	Valores
Número de Sub-portadoras	1024
Frequência de Amostragem	16 MHz
Espaçamento entre as Sub-portadoras	1,5625 kHz
Banda de Transmissão	8 MHz
Comprimento do Prefixo Cíclico	1/16
Esquema de Modulação	Adaptativo
Esquema de Codificação	Código Concatenado (RS-CC), Taxa=1/2
Taxa de Transmissão	Variável
Conhecimento do Canal pelo Receptor	Estimação do Canal a partir do Preâmbulo
Conhecimento do Canal pelo Transmissor	Presente
<i>Feedback</i> durante a Transmissão	Ausente

Os resultados de simulação serão apresentados da seguinte forma e seqüência. Uma tabela com a SNR na entrada do receptor e outra com a taxa de transmissão em função da PSD do sinal transmitido. Uma figura com as taxas de transmissão de cada usuário e outra com as suas respectivas BERs. A seguir uma figura com a taxa de transmissão e BER para o sistema total ilustrando os resultados vistos pelo concentrador. Por fim, é apresentado um resultado mostrando a influência do esquema de modulação no desempenho dos sistemas multi-portadoras analisados.

Inicialmente, as SNRs observadas na entrada dos receptores dos usuários $i=1, 2, 3$ e 4 , quando os sistemas *clustered*-COFDM e COFDM são usados, são listadas na Tabela 5.7. A análise dos resultados apresentados, nesta tabela, indica que os usuários observam SNRs maiores quando fazem uso do sistema *clustered*-COFDM do que quando utilizam o sistema COFDM. Assim como reportado na

Tabela 5.6: Parâmetros do sistema *clustered*-COFDM de cada usuário quando a modulação é adaptativa.

Parâmetros	Valores
Número de Sub-portadoras	256
Frequência de Amostragem	4 MHz
Espaçamento entre as Sub-portadoras	1,5625 kHz
Banda de Transmissão	2 MHz
Comprimento do Prefixo Cíclico	1/16
Esquema de Modulação	Adaptativo
Esquema de Codificação	Código Concatenado (RS-CC), Taxa=1/2
Taxa de Transmissão	Variável
Conhecimento do Canal pelo Receptor	Estimação do Canal a partir do Preâmbulo
Conhecimento do Canal pelo Transmissor	Presente
<i>Feedback</i> durante a Transmissão	Ausente

Seção 5.2, isso indica que o uso da abordagem *clustered* em sistemas COFDM permite minimizar o efeito da influência do ruído na entrada dos receptores. Por questão de simplicidade, apenas os valores das SNRs na entrada dos receptores quando a PSD do sinal transmitido assume os valores -80, -70, -60, -50 dBV²/Hz, respectivamente, são apresentados nesta tabela. Conforme pode ser observado, os usuários $i=2, 3$ e 4, apresentam uma melhoria da SNR quando utilizam o sistema *clustered*-COFDM. O mesmo não acontece com o usuário 1 que apresenta uma SNR menor operando com o sistema *clustered*-COFDM do que operando com o sistema COFDM. Este resultado já era esperado de acordo com a discussão apresentada na Seção 5.1.

De acordo com os resultados apresentados na Tabela 5.7, para o usuário 4, a SNR na entrada do receptor operando com o sistema COFDM e $PSD_x = -70$ dBV²/Hz, é igual a 1,52 dB. Se a $PSD_x = -50$ dBV²/Hz, então a SNR=26,48 dB. Por outro lado, se o usuário 4 faz uso do sistema *clustered*-COFDM, então com a $PSD_x = -70$ dBV²/Hz é possível observar uma SNR=24,55 dB na entrada do receptor. Assim sendo, pode-se

afirmar que mesmo neste cenário, onde um algoritmo de alocação de bits e modulação adaptativa é aplicação, pode-se observar ganhos da abordagem *clustered* em relação a abordagem tradicional.

Tabela 5.7: SNR na entrada do receptor em função da PSD do sinal transmitido quando a modulação é adaptativa.

PSD _x (dBV ² /Hz)		-80	-70	-60	-50
C-COFDM	Usuário 1 - SNR	-11,78	8,37	20,58	48,16
	Usuário 2 - SNR	13,06	24,98	36,83	52,91
	Usuário 3 - SNR	10,58	23,27	33,85	52,25
	Usuário 4 - SNR	11,57	24,55	34,10	56,94
COFDM	Usuário 1 - SNR	8,12	21,52	36,17	51,06
	Usuário 2 - SNR	3,70	15,72	29,75	43,91
	Usuário 3 - SNR	-1,20	10,58	24,49	38,97
	Usuário 4 - SNR	-17,76	1,52	13,25	26,48

Tabela 5.8: Taxa de transmissão em função da PSD do sinal transmitido quando a modulação é adaptativa.

PSD _x (dBV ² /Hz)		-80	-70	-60	-50
C-COFDM	Usuário 1 - Taxa (Mbps)	4,75	7,06	10,68	14,16
	Usuário 2 - Taxa (Mbps)	6,22	8,29	11,07	14,60
	Usuário 3 - Taxa (Mbps)	7,32	9,91	11,24	14,94
	Usuário 4 - Taxa (Mbps)	4,84	7,29	10,99	14,56
COFDM	Usuário 1 - Taxa (Mbps)	6,15	9,49	13,08	16,47
	Usuário 2 - Taxa (Mbps)	5,53	8,15	11,45	14,58
	Usuário 3 - Taxa (Mbps)	4,24	6,85	10,44	13,96
	Usuário 4 - Taxa (Mbps)	2,04	4,50	7,16	10,01

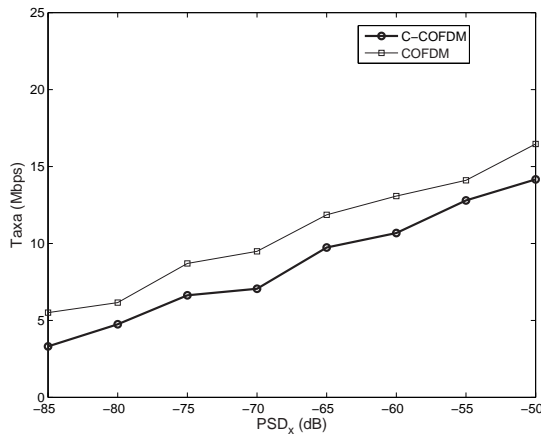
Para a observação dos valores da taxa de transmissão obtida para cada usuário e cada sistema de transmissão de dados quando a PSD do sinal transmitido assume os valores -80, -70, -60, -50 dBV²/Hz, respectivamente, apresenta-se a Tabela 5.8. De acordo com esta tabela, mesmo para o menor valor da PSD do sinal transmitido (PSD_x=-80 dBV²/Hz), já é possível verificar os ganhos relativos às taxas de

transmissão. Por exemplo, o usuário 3 tem uma taxa de transmissão de 4,24 Mbps com o sistema padrão COFDM e uma BER igual a 16,5%. Entretanto, com o sistema proposto a taxa é de 7,32 Mbps com BER de 2,85%. Isso significa um ganho considerável para uma mesma PSD do sinal transmitido. Nota-se também a influência da PSD do sinal transmitido no algoritmo de alocação de bits, ou seja, quando a PSD_x aumenta, a taxa de transmissão aumenta. Quando a PSD_x aumenta consideravelmente, então a influência do ruído na alocação dos bits nas sub-portadoras é bastante reduzida. Conseqüentemente, é esperado que as taxas de transmissão oferecidas pelos sistemas COFDM e *clustered*-COFDM se aproximem, caso a modulação M -QAM tenha uma restrição em relação ao número de bits transmitidos, por exemplo $M \leq 1024$, devido as restrições de implementação de uma modulação M -QAM. No entanto, nesta circunstância, é importante observar qual dos sistemas pode oferecer uma menor BER. Por exemplo, para o sistema *clustered*-COFDM e uma PSD do sinal transmitido de $-50 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$ as taxas de todos os usuários apresentam valores aproximadamente iguais.

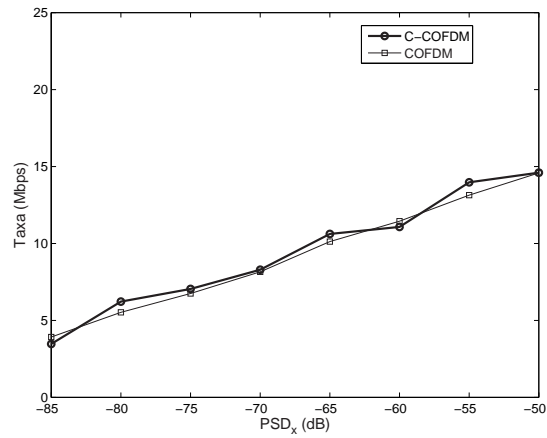
Dando continuidade às observações relativas à Taxa de transmissão, a Figura 5.11 mostra os gráficos para todos os usuários e suas respectivas taxas de transmissão, considerando todos os valores simulados de PSD do sinal transmitido. A legenda desta figura tem o seguinte padrão: C-COFDM para o sistema *clustered*-COFDM e COFDM para o sistema convencional. Nesta figura, é interessante observar o aumento das taxas de transmissão em função do aumento da PSD do sinal transmitido. Isto se deve ao algoritmo de *waterfilling* empregado e descrito na Seção 4.7. Este comportamento não foi observado na Seção 5.2, pois na mesma é adotado um único esquema de modulação em todas as sob-portadoras.

Comparando o desempenho de ambos os sistemas a partir dos valores mostrados na Figura 5.11, é possível relacionar as maiores taxas de transmissão aos receptores que apresentam maiores SNRs (Tabela 5.7), quando a PSD do sinal transmitido é a mesma para ambos os sistemas.

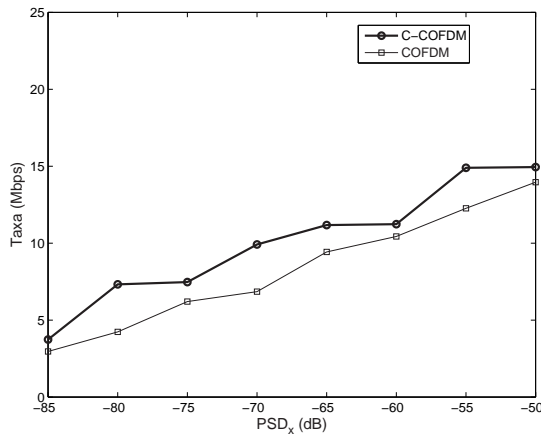
A BER observada em ambos os sistemas é mostrada na Figura 5.12, quando a PSD do sinal transmitido assume diferentes valores entre $-80 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$ e $-50 \text{ dBV}^2/\text{Hz}$. Conforme pode ser verificado, o desempenho para os usuários



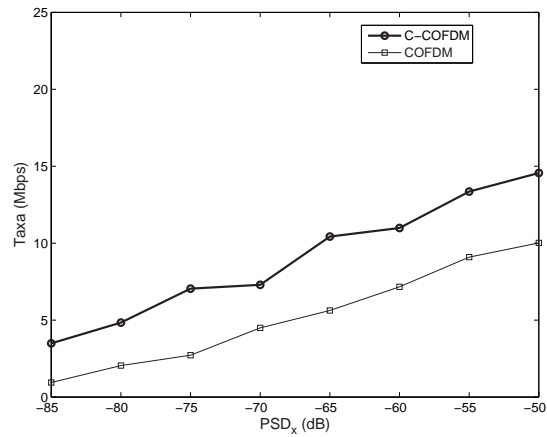
(a) Usuário 1



(b) Usuário 2



(c) Usuário 3



(d) Usuário 4

Figura 5.11: Taxas de transmissão de cada usuário quando a modulação é adaptativa.

$i=1, 2, 3$ e 4 são resumidos nas Figuras 5.12(a), 5.12(b), 5.12(c) e 5.12(d), respectivamente. Nestas figuras, os resultados comparativos entre os sistemas *clustered* e padrão são bastante representativos. Considerando os comentários realizados durante este capítulo sobre a SNR dos usuários e observando as figuras, fica claro a importância de uma alocação do usuário em sua banda de maior SNR, pois deste modo minimiza-se a BER e maximiza-se a taxa de transmissão. Os valores para o sistema *clustered*-COFDM proposto apresentam patamares inferiores

de BER, verificados pelas curvas em negrito, em relação ao sistema COFDM convencional, o que indica, além de melhor desempenho em termos de BER, maior robustez para lidar com ruídos impulsivos.

Comparando a Figura 5.12 desta seção com a Figura 5.9 da seção anterior que apresenta a BER de cada usuário, constata-se para este caso um ganho em termos de BER devido à utilização do algoritmo de *waterfilling*.

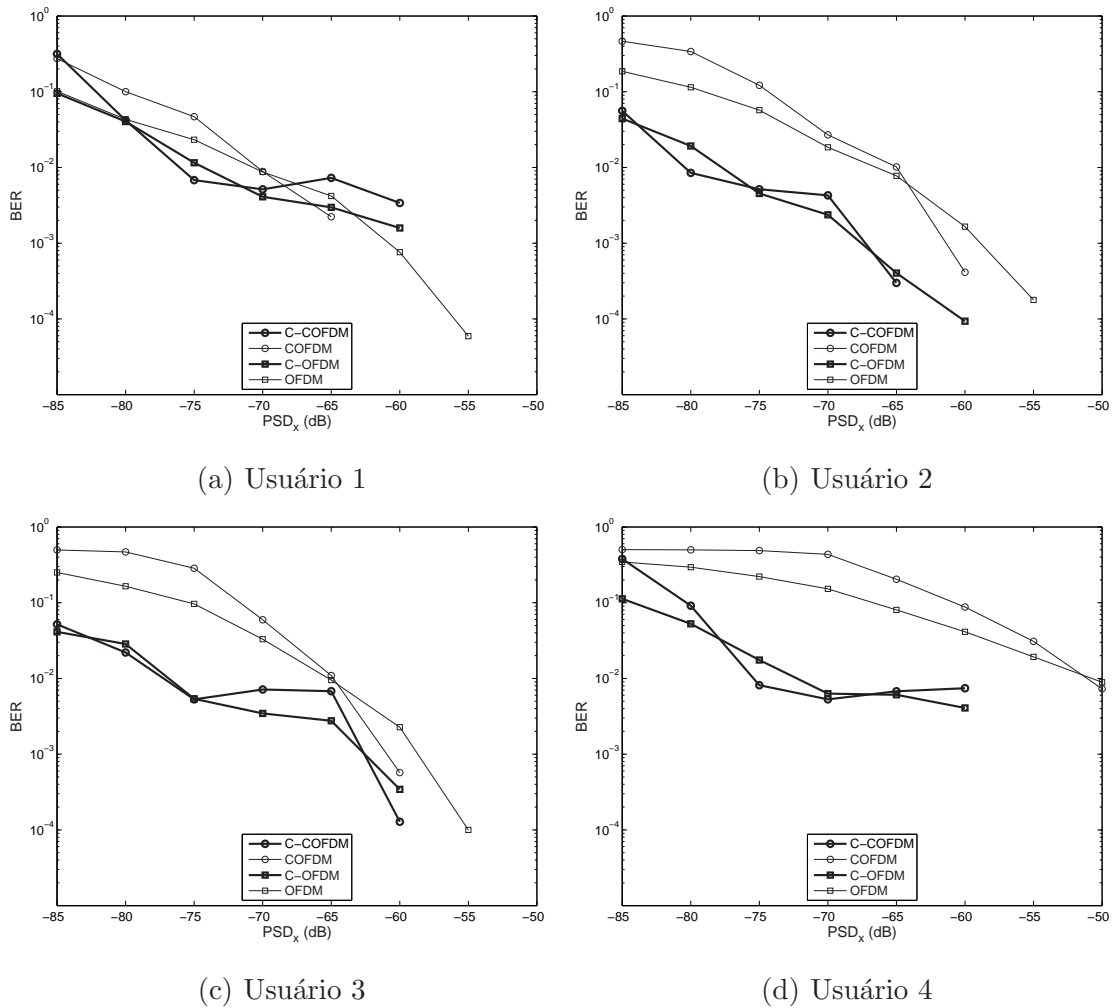


Figura 5.12: BER de cada usuário quando a modulação é adaptativa.

Uma indicação ilustrativa para explicitar as diferenças de desempenho entre ambos os sistemas é mostrada na Figura 5.13. Basicamente, a Figura 5.13(a) mostra o valor da taxa de transmissão total para cada sistema, ou seja, a soma das taxas

para os quatro usuários. Esta é uma ilustração do ponto de vista do concentrador. Também do ponto de vista do concentrador, a Figura 5.13(b) apresenta BER total dos sistemas padrão e *clustered*.

Constata-se através da Figura 5.13(a) que para a PSD do sinal transmitido de -55 dB, a taxa total do sistema COFDM é 48,59 Mbps e para o *clustered*-COFDM é 55,01 Mbps. A Figura 5.13(b) complementa esta informação mostrando que o sistema COFDM opera com uma BER total de 0,5985% e o *clustered*-COFDM com BER total igual a 0%. Tal análise representa um ganho de 6,42 Mbps e uma redução completa da BER quando é utilizada a abordagem *clustered*.

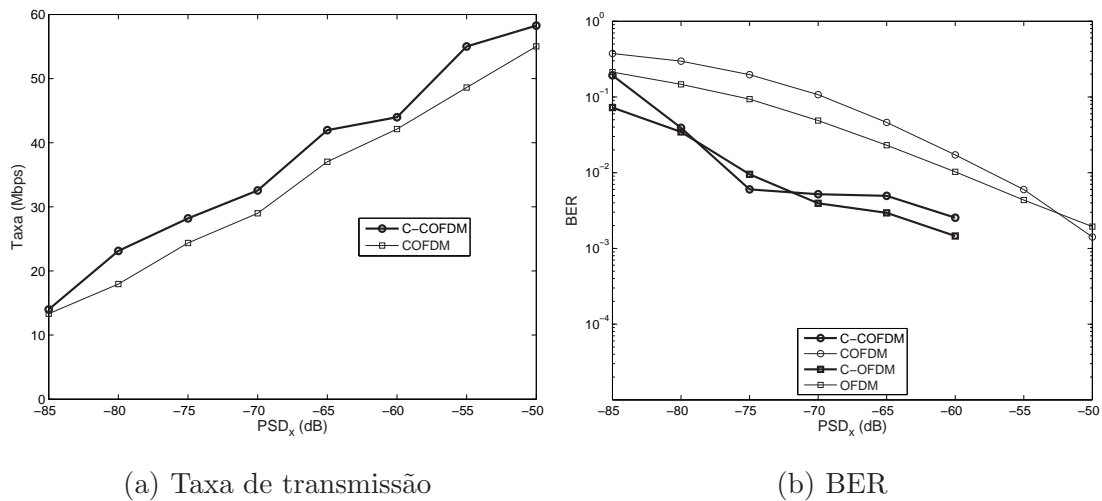


Figura 5.13: Taxa de transmissão e BER total dos sistemas quando a modulação é adaptativa.

Para explicitar a influência do esquema de modulação no desempenho dos sistemas multi-portadoras analisados, a Figura 5.14 mostra comparativamente a BER dos sistemas *clustered*-OFDM e OFDM, usados pelo usuário 3, quando os seguintes esquemas de modulação são adotados: 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM e adaptativo. Nesta figura as curvas em negrito (4-C-QAM, 16-C-QAM, 64-C-QAM e C-Adaptativo) apresentam os resultados para o sistema *clustered*-COFDM com os esquemas de modulação 4, 16, 64-QAM e adaptativo. As curvas sem negrito (4-QAM, 16-QAM, 64-QAM e Adaptativo) apresentam os resultados para o sistema padrão operando com os esquemas de modulação 4, 16, 64-QAM e adaptativo.

Conforme é observado nesta figura, o sistema *clustered*-COFDM apresenta ganho de desempenho em termos de BER independentemente do esquema de modulação adotado.

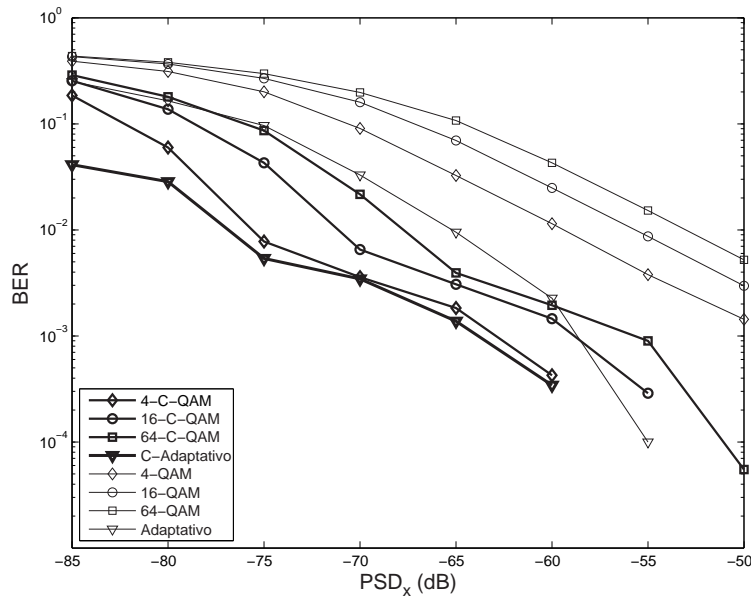


Figura 5.14: Comparação entre a BER dos diversos esquemas de modulação para o usuário 3.

Para a análise apropriada desta simulação é importante destacar as taxas de transmissão obtidas para cada esquema de modulação, as quais são mostradas na Tabela 5.9. Por exemplo, para o caso 4-C-QAM observa-se valores baixos de BER que chegam a zero para valores de PSD_x superiores a -60 dBV²/Hz e, de acordo com a tabela Tabela 5.9, constata-se uma taxa de transmissão de aproximadamente 3,76 Mbps. Analisando o caso C-Adaptativo, tem-se também baixos valores de BER entretanto, neste caso, com taxas de transmissão bastante superiores variando de 7 Mbps à 15 Mbps aproximadamente.

A partir dos resultados fica claro a importância de uma pesquisa sobre *clustered*-COFDM. Constata-se que diversos ganhos são alcançados com esta proposta e que sistemas com *clustered*-COFDM são mais robustos à presença de ruídos impulsivos. De um modo geral, o sistema *clustered*-COFDM apresenta um ganho em termos de BER e taxa de transmissão em relação ao sistema COFDM. Verifica-se também

Tabela 5.9: Taxa de transmissão em função da PSD do sinal transmitido variando o esquema de modulação para o usuário 3.

PSD (dBV ² /Hz)	-80	-70	-60	-50
4-C-QAM (Mbps)	3,76	3,76	3,76	3,76
16-C-QAM (Mbps)	7,52	7,52	7,52	7,52
64-C-QAM (Mbps)	11,29	11,29	11,29	11,29
C-Adaptativo (Mbps)	7,32	9,91	11,24	14,94
4-QAM (Mbps)	3,76	3,76	3,76	3,76
16-QAM (Mbps)	7,52	7,52	7,52	7,52
64-QAM (Mbps)	11,29	11,29	11,29	11,29
Adaptativo (Mbps)	4,24	6,85	10,44	13,96

que, com o conhecimento completo do canal, melhores são os ganhos aferidos com o sistema *clustered*-COFDM. Logo, é possível concluir que o sistema *clustered*-COFDM apresenta o melhor desempenho para a transmissão de dados segundo os modelos de canais e ruídos dos sistemas PLC simulados.

Constatou-se também que se alguma alteração tem ganho para um sistema ela também o terá para o outro, por isso focou-se em um sistema comparativo. Sobre este ponto, é importante ressaltar que o esquema de codificação utilizado é um esquema básico, não sendo, em alguns casos, o esquema com melhor desempenho. Esta questão não atrapalha a análise proposta mas abre questões para estudos futuros. Fica claro na análise dos resultados que algumas melhorias podem ser sugeridas para o aumento no desempenho geral da transmissão nos dois sistemas, mas salienta-se novamente que este não é o objetivo da presente dissertação.

Finalmente pode-se afirmar que se as informações completas do canal de comunicação são disponíveis, o sistema *clustered*-COFDM é capaz de não apenas reduzir a BER, mas também de aumentar a taxa de transmissão. Assim sendo, é possível concluir que, através dos resultados de simulação indicados, o sistema *clustered*-COFDM é mais apropriado do que sistema COFDM para aplicações PLC.

5.4 Sumário

Neste capítulo apresentou-se os resultados de simulação para o sistema proposto. Para isto, os cenários de simulação dos canais e ruídos de cada usuário foram descritos, objetivando criar condições de comparação entre o sistema padrão e o proposto. Quando da ausência do conhecimento completo do canal, foram mostrados os resultados em termos da SNR, BER para cada usuário e BER do ponto de vista do transmissor (concentrador), nos quais o sistema *clustered*-COFDM foi apontado como uma solução viável e com ganhos de desempenho. Quanto ao conhecimento completo do canal, foram apresentados os resultados em termos da SNR na entrada do receptor, taxa de transmissão, BER, os ganhos do ponto de vista do transmissor e o comportamento do esquema de modulação nos ganhos do sistema *clustered*-COFDM. Desta forma, este capítulo confirmou que o sistema *clustered*-COFDM é um sistema promissor para aplicações de transmissão de dados pela rede elétrica.

6

Conclusões Finais

O presente trabalho analisou o desempenho de um sistema multi-portadora de menor complexidade porém com desempenho igual ou superior aos convencionalmente aplicados para a transmissão de dados via rede elétrica. Para analisar esta proposta foi implementado um sistema multi-portadora e, a partir deste sistema, foram realizadas simulações e comparações com o sistema comumente utilizado, levando em consideração as modelagens de canais e de ruídos aditivos para sistemas PLC também implementados.

A menor complexidade característica do sistema analisado e denominado *clustered-OFDM* se deve a possível simplificação dos algoritmos de codificação e dos diversos outros blocos do sistema, além do comprimento minimizado das FFTs empregadas, resultando assim, em receptores de menor complexidade e conseqüentemente de menor custo.

Pelos resultados apresentados na análise de desempenho do Capítulo 5, é

possível visualizar os ganhos de desempenho que a técnica multi-portadora *clustered-COFDM* pode oferecer em relação à técnica TD-COFDM, quando o acesso ao meio é compartilhado. O desempenho apresentado pelo sistema *clustered-COFDM* explicita sua vantagem de minimizar os efeitos devido à presença de ruídos impulsivos e a ocorrência de nulos espectrais nas respostas em frequência dos modelos lineares e invariantes no tempo das redes elétricas de BT.

Os resultados obtidos pelas abordagens *clustered-COFDM* e COFDM simuladas revelam que, o sistema *clustered-COFDM* reduz a Taxa de Erro de Bits - *Bit Error Rate* (BER) quando as informações parciais do canal são disponíveis. Quando as informações completas do canal de comunicação são disponíveis, o sistema *clustered-COFDM* é capaz de não apenas reduzir a BER, mas também de aumentar a taxa de transmissão. Assim sendo, conclui-se que os resultados de simulação indicam que o sistema *clustered-COFDM* é o mais apropriado para aplicações PLC, devido ao ganho em desempenho apresentado por esta abordagem.

6.1 Trabalhos Futuros

Tendo em vista o trabalho desenvolvido, é possível enumerar as seguintes possibilidades de continuidade do estudo:

- 1) Desenvolvimento de algoritmos para especificação das seguintes características do sistema *clustered-COFDM*: i) número de *clusters*; ii) número de sub-portadoras por *cluster*; iii) alocação dos usuários nos *clusters*; iv) alocação das larguras de banda de frequência dos *clusters*; e v) alocação de bits nas sub-portadoras quando o número de bits a ser transmitido por sub-portadora é restrito à 0, 1, 2, 4, 6, 8 e 10.

- 2) Análise de desempenhos de técnicas de codificação de canais e de entrelaçamento para sistemas *clustered-COFDM*.

- 3) Análise das questões de sincronização, temporização e de desempenho dos algoritmos empregados para este fim.

- 4) Análise e desenvolvimento das estratégias de estimação de canais.

- 5) Implementação do sistema numa plataforma de desenvolvimento baseada em FPGA.

Referências

- Ascom. (2001, Junho). *Nothing is as powerful as an idea for which the time is ripe: welcome to the second discovery of electricity*. www.ascom.com.
- Ascom. (2003). *Ascom powerline communications aeg*. www.ascom.com.
- Bahai, A. R. S., Satzberg, B. R., & Ergen, M. (2004). *Multi-carrier digital communications; Theory and applications of OFDM* (2 ed.). Springer-Verlag Telos.
- Baig, S., & Gohar, N. D. (2003, Abr.). A discrete multitone transceiver at the heart of the PHY layer of an in-home power line communication local-area network. *IEEE Comm. Magazine*, 41(4), 48-53.
- Biglieri, E. (2003, Maio). Coding and modulation for a horrible channel. *IEEE Comm. Magazine*, 41(5), 92-98.
- Bingham, J. A. C. (1990, Maio). Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come. *IEEE Comm. Magazine*, 28(5), 5-14.
- Brwon, P. A. (1998). Some keys factors influencing data transmission rates in the power line environment when utilizing carrier frequencies above 1 MHz. In *Proc. of IEEE 2nd International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications* (Vol. 2, p. 67-75).
- Burr, A. G., & Brwon, P. A. (1998). HF broadcast interference on low voltage mains distribution networks. In *Proc. of 2nd International Symposium on Power-Line Communications and its Applications* (Vol. 2, p. 253-262).
- Campos, F. P. V. de, Duque, C. A., Cerqueira, A. S., & Ribeiro, M. V. (2007). Clustered-COFDM for BroadBand PLC Systems. In *IEEE ISPLC 2007 Conference Proceedings*.
- Canete, F. J., Cortes, J. A., Diez, L., Entrambasaguas, J. T., & Carmona, J. L. (2005, April). Fundamentals of the cyclic short-time variation of indoor power-line channels. In *Power line communications and its applications, 2005 international symposium on* (pp. 157-161).
- Canete, F. J., Diez, L., Cortes, J. A., & Entrambasaguas, J. T. (2002, February). Broadband modelling of indoor power-line channels. *IEEE Transactions on*

- Consumer Electronics*, 48(1), 175–183.
- Castro, F. D., & Castro, M. D. (2007). Comunicação digital. In (chap. 4). www.ee.pucrs.br/decastro/.
- Cimini, J., L. J., Daneshrad, B., & Sollenberger, N. R. (1996, November). Clustered OFDM with transmitter diversity and coding. In *Global telecommunications conference, 1996. GLOBECOM '96. 'communications: The key to global prosperity* (Vol. 1, pp. 703–707). London.
- Cioffi, J. M. (2007). *Notas de aula do professor j. m. cioffi da stanford university*. www.stanford.edu/cioffi.
- Cioffi, J. M., Starr, T., & Silverman, P. J. (1998). *Understanding digital subscriber line technology*. NJ: Prentice Hall.
- Crussiere, M., & Helard, J.-Y. B. J.-F. (2006, July). Adaptive spread-spectrum multicarrier multiple-access over wirelines. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 24(7), 1377-1388.
- Day, H., & Poor, H. V. (2003, Maio). Advanced signal processing for power line communications. *IEEE Communications Magazine*, 100-107.
- Degardin, V., Lienard, M., Zeddani, A., Gauthier, F., & Degauquel, P. (2002, November). Classification and characterization of impulsive noise on indoor powerline used for data communications. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 48(4), 913–918.
- Dostert, K. (2001). *Power Line Communications*. Prentice Hall.
- DS2. (2004). *Ds2*. www.ds2.es.
- Echelon. (2004). *Echelon*. www.echelon.com.
- Er Liu, G. S. O. M., Yangpo Gao, & Korhonen, T. (2005). Broadband powerline channel and capacity analysis. *Power Line Communications and Its Applications, 2005 International Symposium on*.
- Esmailian, T. (2003). *Multi mega bit per second data transmission over in-building power lines*. Tese de doutorado, University of Toronto (Canadá).
- Fantacci, R., & Morosi, S. (2003). Multicarrier spread spectrum techniques for downstream power-line communications on low voltage grids. *Int. J. of Commun. Syst.*(16), 401-416.

- Fazel, K., & Kaiser, S. (2003). *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*. John Wiley & Sons.
- Gotz, M., Rapp, M., & Dostert, K. (2004, Apr.). Power line channel characteristics and their effect on communication system design. *IEEE Communications Magazine*, 42(4), 78-86.
- Governo. (2007). *Programa nacional de universalização do acesso e uso da energia elétrica - luz para todos*. <http://www.mme.gov.br/>, (acessado em 20/06/2007).
- Hanzo, L., Münster, M., Choi, B. J., & Keller, T. (2003). *OFDM and MC-CDMA for broadband multi-user communications, WLANs and Broadcasting* (1 ed.). John Wiley & Sons.
- Hanzo, L., Webb, W., & Keller, T. (2000). *Single- and multi-carrier quadrature amplitude modulation: principles and applications for personal communications, WLANs and broadcasting* (1 ed.). John Wiley and Sons.
- HomePlug. (2004). *Homeplug powerline alliance*. www.homeplug.org.
- Hooijen, O. (1998, Ago.). A channel model for the residential power circuit used as a digital communications médium. *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, 40(4), 331-336.
- Hormis, R., Berenguer, I., & Wang, X. (2006, July). A simple baseband transmission scheme for power line channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 24(7), 1351-1363.
- Hrasnica, H., Haidine, A., & Lehnert, R. (2005). *Broadband Powerline Communications: Network Design*. John Wiley & Sons.
- IEEE802.16. (2004, jun). *Ieee 802.16 standard for local and metropolitan area networkspart 16: Air interface for fixed broadband wireless access systems* (Tech. Rep.). IEEE.
- Intellon. (2004). *Intellon*. www.intellon.com/.
- Jr., D. D. B., & Amato, G. (2007, jan.). Broadband over power lines - technical information bulletin 07-1.
- Koffman, I., & Roman, V. (2002). Broadband wireless access solutions based on ofdm access in ieee802.16. *IEEE Commun. Mag.*

- Langfeld, P. J. (2001). The capacity of typical powerline reference channels and strategies for system design. In *Isplc 2001* (pp. 271–278). Karlsruhe, Germany.
- Lee, E. A., & Messerschmitt, D. G. (1994). *Digital Communication* (2a ed.). Kluwer Academic Publishers.
- Lee, M. K., Newman, R. E., Latchman, H. A., Katar, S., & Yonge, L. (2003). HomePlug 1.0 powerline communication LAN - protocol description and performance results. *Int. J. of Commun. Syst.*(16), 447-473.
- Li, Y., & Sollenberger, N. R. (2000, June). Robust transforms for channel estimator in clustered OFDM for high rate wireless data. In *Communications, 2000. ICC 2000. 2000 IEEE international conference on* (Vol. 1, pp. 277–281). New Orleans, LA.
- Lin, Y.-J., Latchman, H. A., Newman, R. E., & Katar, S. (2003, Abr.). A comparative performance study of wireless and power line networks. *IEEE Comm. Magazine*, 41(4), 54-63.
- Meng, H., Guan, Y. L., & Chen, S. (2005, Apr.). Modeling and analysis of noise effects on broadband power-line communications. *IEEE Trans. on Power Delivery*, 20(2, Part 1), 630-637.
- Mitsubishi. (n.d.). <http://global.mitsubishielectric.com/bu/plc>.
- Nguimbis, J., Jiang, X., & Cheng, S. J. (2000). Noise characteristics investigation and utilization in low voltage powerline communication. *2000 Winter Meeting of the IEEE Power Engineering-Society*.
- Pavlidou, N., Vinck, A. J. H., Yazdani, J., & Honary, B. (2003, Abr.). Power line communications: State of art and future trends. *IEEE Comm. Magazine*, 41(4), 34-40.
- Proakis, J. G. (2000). *Digital communications* (4 ed.). McGraw-Hill.
- Proakis, J. G., & Salehi, M. (2006, feb.). Digital transmission on fading multipath channels. In (chap. 10.1). National Instruments.
- Re, E. D., Fantacci, R., Morosi, S., & Serravalle, R. (2003, Out.). Comparison of CDMA and OFDM techniques for downstream power-line communications on low voltage grids. *IEEE Trans on Power Delivery*, 18(4), 1104-1109.
- Ribeiro, M. V. (2005). *Técnicas de processamento de sinais aplicadas à transimssão*

- de dados via rede elétrica e ao monitoramento da qualidade de energia.* Unpublished doctoral dissertation, Universidade Estadual de Campinas.
- Ribeiro, M. V. (2006). Power line communications: A promising communication system s paradigm for last miles and last meters applications. In (pp. 1–25). Juiz de Fora, MG.
- Ribeiro, M. V., Duque, C. A., & Romano, J. M. T. (2006, July). An interconnected type-1 fuzzy algorithm for impulsive noise cancellation in multicarrier-based power line communication systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 24(7), 1364-1376.
- Ribeiro, M. V., Lopes, R. R., Duque, C. A., & Romano, J. M. T. (2005). Impulse noise mitigation for improved bit-rate in PLC-DMT. *IEEE Trans. on Power Deliveru.*
- Samia, A. P. M. (2004). *Códigos de blocos com decodificação turbo adaptados às especificações do padrão dvt-rct.* Unpublished master's thesis, INATEL - Instituto Nacional de Telecomunicações, Santa Rita do Sapucaí.
- Sari, H., & Karam, G. (1998). Orthogonal frequency-division multiple access and its application to catv network. *Eur. Trans. Telecommun.*, 9.
- Schelegel, C., & Perez, L. (2004). *Trellis and turbo coding.* Wiley.
- Schulze, H., & Lüders, C. (2005). *Theory and applications of ofdm and cdma.* Wiley.
- Sklar, B. (2001). *Digital communications: Fundamentals and applications.* Prentice Hall PTR.
- Sollenberger, N. R., & Cimini, J., L. J. (1999, May). Receiver structures for multiple access OFDM. In *Vehicular technology conference, 1999 IEEE 49th* (Vol. 1, pp. 468–472). Houston, TX.
- Tanaka, M. (1988, Maio). High frequency noise power spectrum, impedance and transmission loss of power line in Japan on intrabuilding power line communications. *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, 34(2), 321-326.
- Zhang, Y., & Cheng, S. (2004, Oct.). A novel multicarrier signal transmission system over multipath channel of low-voltage power line. *IEEE Trans. on Power Delivery*, 19(4), 1668-1672.
- Zigangirov, K. S. (2004). *Theory of Code Division Multiple Access Communication.*

- IEEE Press and John Wiley & Sons.
- Zimmermann, M., & Dostert, K. (1999). A multi-path signal propagation model for the power line channel in the high frequency range. In *Proc. 3th International Symposium on Power-line Communication and its Applications* (p. 45-51). Lancast, UK.
- Zimmermann, M., & Dostert, K. (2000). An analysis of the broadband noise scenario in powerline networks. In *Proc. of 4th International Symposium on Power-Line Communications and its Applications* (p. 131-138).
- Zimmermann, M., & Dostert, K. (2002a, Maio). Analysis and modeling of impulse noise in broad-band powerline communications. *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, 44(1), 249-258.
- Zimmermann, M., & Dostert, K. (2002b, Abr.). A Multipath model for the powerline channel. *IEEE Trans. on Communications*, 50(4), 553-559.



Apresentação da Implementação com o
Simulink

APÊNDICE A. APRESENTAÇÃO DA IMPLEMENTAÇÃO COM O SIMULINK112

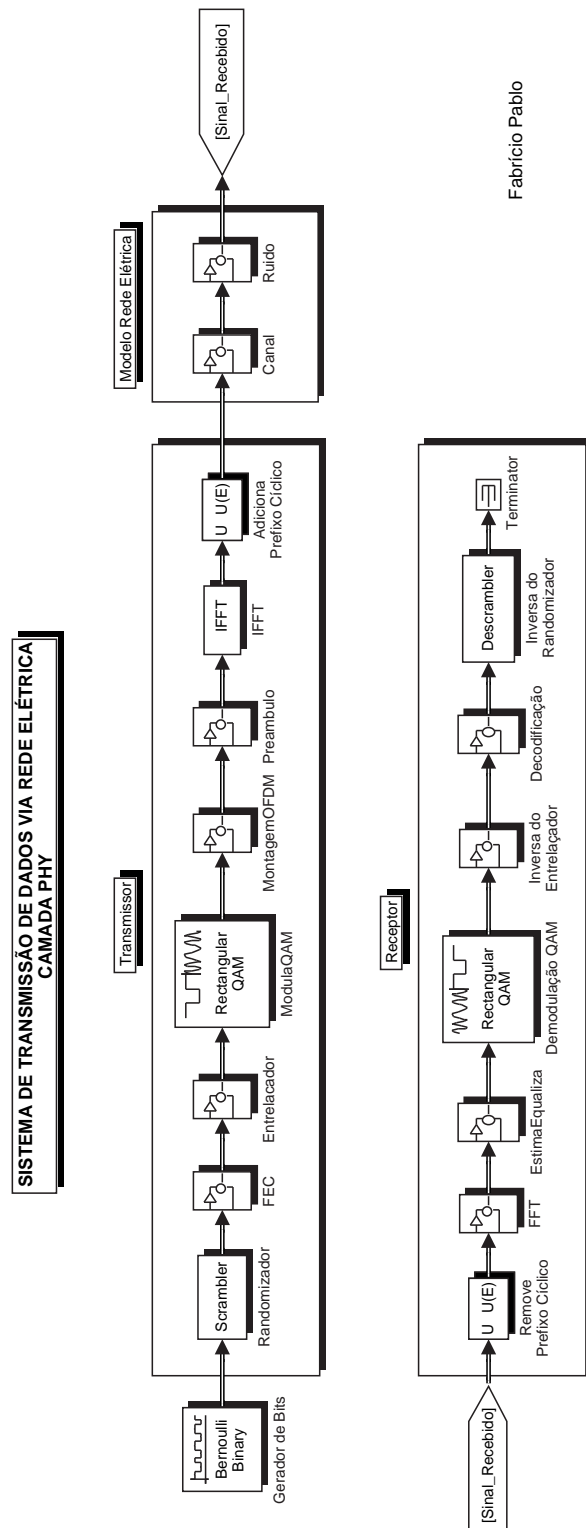


Figura A.1: Sistema implementado no Simulink.

B

Produção Científica

B.1 Artigos em Congressos Internacionais

F. P. V. de Campos, C. A. Duque, A. S. Cerqueira & M. V. Ribeiro, “Clustered-COFDM for Broadband PLC Systems,” *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, pg. 216 - 221, 2007.