



Universidade Federal de Juiz de Fora
Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

Ana Luiza Siqueira Ferreira

ANÁLISE DE TÉCNICAS DE DETECÇÃO DE SINAIS UWB EM AMBIENTES
PLC

Dissertação de Mestrado

Juiz de Fora
2011

Ana Luiza Siqueira Ferreira

Análise de Técnicas de Detecção de Sinais UWB em Ambientes PLC

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre.

Orientador: Prof. Moisés Vidal Ribeiro, D.Sc.

Juiz de Fora
2011

Ferreira, Ana Luiza Siqueira.

Análise de técnicas de detecção de sinais UWB em ambientes PLC / Ana Luiza Siqueira Ferreira. – 2011.

116 f. : il.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)–Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2011.

1. Engenharia Elétrica. I. Título.

CDU 621.3

Ana Luiza Siqueira Ferreira

Análise de Técnicas de Detecção de Sinais UWB em Ambientes PLC

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre.

Aprovada em 11 de abril de 2011.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Moisés Vidal Ribeiro, D.Sc.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Orientador

Prof. Raimundo Sampaio Neto, Ph.D.

Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro , PUC-RJ

Prof. Álvaro Augusto Machado de Medeiros, D.Sc.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

*Aos meus familiares e
amigos*

AGRADECIMENTOS

A Deus, por ter me dado saúde, disposição e, principalmente, por ter colocado pessoas maravilhosas na minha vida.

Ao professor Moisés Vidal Ribeiro, pela orientação, incentivo e amizade durante todos os anos que trabalhamos juntos.

Aos meus pais, que sempre se esforçaram tanto para eu chegar até aqui, sendo pacientes, carinhosos e incentivadores.

Ao meu amado namorado Pedro, companheiro incondicional, pelo constante apoio e amor.

Aos meus irmãos, familiares e amigos, que sempre me deram força, mesmo distantes.

Aos amigos do Laboratório de Processamento de Sinais e Telecomunicação - LapTel, pela oportunidade de aprendizado e amizade.

RESUMO

O uso de banda ultra-larga (*ultra wideband* - UWB) vem sendo tema de pesquisa na área da comunicação sem fio há cerca de 20 anos e os bons resultados obtidos tem levado à introdução de novas tecnologias no mercado de transmissão de dados a curtas distâncias. No entanto, o uso de UWB para a transmissão de dados através da rede elétrica (*power line communications* - PLC) ainda é uma questão de investigação em aberto, interessante e promissora para um conjunto específico de aplicações que demandam elevada taxa de transmissão em curtas distâncias e baixo custo, tais como impressoras, monitores, etc. Neste contexto, a presente dissertação analisa diferentes aspectos da transmissão UWB através de cabos de distribuição de energia elétrica. Um sistema UWB impulsivo é analisado quando i) o canal PLC é *outdoor*, linear e variante no tempo; ii) o canal PLC é *indoor*, linear e invariante no tempo; iii) há ruído AWGN (*additive white Gaussian noise*) e iv) há ruído AIGN (*additive impulsive Gaussian noise*). Além disso, são respondidas questões referentes à adequação do pulso UWB ao canal de comunicação, considerando o espectro do mesmo quando o canal PLC é *outdoor* ou *indoor*. As modulações UWB investigadas são pela posição do pulso (*pulse position modulation* - PPM) e pela amplitude do pulso (*pulse amplitude modulation* - PAM). Além de apresentar diretrizes para o projeto de um sistema UWB para aplicações PLC, a presente dissertação analisa diversas estratégias e técnicas para recepção e redução da complexidade computacional do receptor UWB. Os resultados indicam que o uso de UWB é interessante para algumas aplicações específicas que envolvam elevada taxa de transmissão, através de curtas distâncias e baixo custo.

Palavras chave: Transmissão de dados pela rede elétrica, modulação UWB, ruído impulsivo, canal *indoor*, canal *outdoor*, técnicas de detecção.

ABSTRACT

Ultra wideband modulation (UWB) has been a subject of research in the wireless field for nearly 20 years and the good results achieved have led to the introduction of new technologies in the market of short distances data communication. However, the employment of UWB for data transmission over power lines (PLC) is still an open, interesting and promising research theme for a specific set of applications which require high throughput over short distances and low cost, such as printers, computer monitors, etc. In this context, this dissertation examines several aspects of the UWB transmission through electricity distribution cables. An UWB impulsive system is analyzed when i) the PLC channel is outdoor, linear and time invariant; ii) the PLC channel is indoor, linear and time invariant; iii) there is AWGN (additive white gaussian noise) and iv) there is AIGN (additive impulsive gaussian noise) noise. Moreover, many questions regarding the adequacy of UWB pulse for the communication channel are answered, taking into account its spectrum when the PLC channel is outdoor or indoor. The UWB modulations investigated are pulse position modulation (PPM) and pulse amplitude modulation (PAM). Apart from presenting some guidelines to project a UWB system, this work analyzes different strategies and techniques for reception that reduce the computational complexity of the UWB receiver. The results point out that UWB is interesting for some specific applications which require high data transmission rate in short distances and low cost.

Keywords: PLC, UWB modulation, impulsive noise, outdoor channel, indoor channel, detection techniques.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

1	Canal PLC <i>outdoor</i>	33
2	Canal <i>indoor</i> medido.	34
3	Limite de operação UWB estabelecido pela FCC e faixas de frequência ocupadas por outras tecnologias (GHAVAMI L; KOHNO, 2007).	38
4	Limites de operação UWB nos Estados Unidos, na Europa e no Japão (XU; YANG, 2008).	39
5	Definição das bandas da proposta DS-UWB (GHAVAMI L; KOHNO, 2007).	39
6	Definição das bandas da proposta MB-UWB (GHAVAMI L; KOHNO, 2007).	40
7	Representações da primeira derivada do pulso gaussiano, para $\gamma = 2.12 \times 10^{-8}$	43
8	Representações da raiz quadrada do cosseno levantado.	44
9	Formação do sinal UWB.	45
10	Formação do sinal UWB para 4-PPM.	47
11	Formação do sinal UWB para 4-PAM.	48
12	Diagrama de blocos do sistema UWB para aplicações PLC.	50
13	Espectro de amplitude do filtro passa-baixa ideal, $h_{LP}(t)$	52
14	Diagrama de blocos do sistema simplificado.	55
15	Diagrama de blocos A.	58
16	Diagrama de blocos B.	59
17	Diagrama de blocos C.	60
18	Diagrama de blocos D.	61
19	Diagrama de blocos E.	64
20	Formas de onda do PDPG para 4-PAM.	84

21	Formas de onda do PDPG para 4-PPM.	85
22	Respostas em frequência dos filtros FIR passa-baixa adotados no DBC.	86
23	Curvas de desempenho para detecção através do técnica 1 (PDPG), representada pelo DBA, no cenário COLVT.	87
24	Curvas de desempenho para detecção através da técnica 2 (PDPG), representada pelo DBB, no cenário COLVT.	88
25	Curvas de desempenho para detecção através da técnica 3 (PDPG), representada pelo DBB, no cenário COLVT.	89
26	Comparação entre as curvas de desempenho da técnica 11 (PDPG) quando N_s e N_q variam, modulação 4-PAM, ruído AWGN, cenário COLVT.	90
27	Comparação de desempenho quando o PDPG é transmitido em COLVT; a recepção segue o esquema DBB e as modulações são 4-PAM (a,b) e 4-PPM (c,d).	91
28	Comparação entre as curvas de desempenho do PDPG e da RQCL ($L = 2$) no cenário CILIT, modulação 4-PAM	94
29	Comparação entre as curvas de desempenho do PDPG e da RQCL no cenário COLVT, modulação 4-PPM	94
30	Comparação entre as curvas de desempenho da técnica 11 (PDPG), cenário COLVT; modulação PAM (a,b) e PPM (c,d).	95
31	Comparação de desempenho quando o PDPG é transmitido em cenário COLVT, a recepção segue o esquema DBC e as modulações são 4-PAM (a,b) e 4-PPM (c,d).	96
32	Comparação de desempenho quando o PDPG é transmitido em cenário COLVT; a recepção segue o esquema DBD e as modulações são 4-PAM (a,b) e 4-PPM (c,d).	97
33	Comparações das curvas de convergência das detecções através das técnicas 9 e 10, PDPG, canal LVT <i>outdoor</i> , $E_b/N_0 = 33$ dB; modulação PAM (a,b) e PPM (c,d).	98
34	Diversas realizações da curva de convergência da técnica 14, modulação 4-PAM, PDPG, no cenário COLVT, na presença de AWGN.	99

35	Comparação de desempenho quando o PDPG é transmitido em COLVT; a recepção segue o esquema DBE e as modulações são 4-PAM (a,b) e 4-PPM (c,d).	99
36	Realizações dos ruídos AIGN com potências do ruído impulsivo diferentes.	100
37	Curva de convergência das técnicas 12 e 13, $L = 1$, no cenário COLVT, na presença de AWGN.	101
38	Curvas de convergência para 4-PAM, PDPG, $L = 1$, cenário COLVT.	102
39	Impacto da $\tanh(\cdot)$, cenário COLVT, na presença de AIGN.	102
40	Desempenho quando o PDPG é transmitido em COLVT e a técnica 14 é adotada na recepção da modulação 4-PAM.	104
41	Desempenho quando o PDPG é transmitido em COLVT e a técnica 14 com repetição no treinamento é adotada na recepção da modulação 4-PAM.	104
42	Realização da curva de convergência e de erro instantâneo da técnica 15 (PDPG) com a referência do algoritmo modificada, modulação 4-PAM, $L = 1$, no cenário COLVT, na presença de AIGN.	105
43	Comparação de desempenho das melhores técnicas de cada diagrama de blocos para 4-PAM quando o PDPG é transmitido em COLVT.	106
44	Comparação de desempenho das melhores técnicas de cada diagrama de blocos para 4-PAM quando o PDPG é transmitido em COLVT.	107
45	Comparação de desempenho das melhores técnicas de cada diagrama de blocos para 4-PPM quando o PDPG é transmitido em COLVT.	108
46	Comparação de desempenho das melhores técnicas de cada diagrama de blocos para 4-PPM quando o PDPG é transmitido em COLVT.	109

LISTA DE TABELAS

1	Descrição dos parâmetros da equação (2.1).	31
2	Parâmetros das realizações do canal PLC da Fig. 1.	32
3	Fator de <i>downsampling</i> e seu respectivo impacto no número de amostras do símbolo UWB processado pelo receptor.	85
4	Resumo das técnicas de detecção	86
5	Parâmetros para as análises de convergência	101

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AWGN:	<i>additive white gaussian noise</i>
BPL:	<i>broadband power line</i>
BPM:	<i>bi-phase modulation</i>
BT:	baixa tensão
CA:	corrente alternada
CC:	corrente contínua
CENELEC:	<i>European Committee for Electrotechnical Standardization</i>
CEPT:	<i>European Conference of Postal and Telecommunications Administrations</i>
CLIT:	<i>canais indoor lineares e invariantes no tempo</i>
COLIT:	<i>canais outdoor lineares e invariantes no tempo</i>
DARPA:	<i>Defense Advanced Research Project Agency</i>
dB:	decibel
DS-CDMA:	<i>direct-sequence code division multiple access</i>
DS-UWB	<i>direct sequence ultra wide band</i>
E_b/N_0 :	<i>energy per bit to noise power spectral density ratio</i>
EC:	<i>European Commission – Comissão Européia</i>
EMC:	<i>electromagnetic compatibility – compatibilidade eletromagnética</i>
EMI:	<i>electromagnetic interference – interferência eletromagnética</i>
ETSI:	<i>European Telecommunications Standards Institute</i>
FAA:	<i>Federal Aviation Administration</i>
FCC:	<i>Federal Communications Commission</i>
FMC	<i>fixed-mobile convergence</i>
GC:	gradiente conjugado
GPS:	<i>Global Positioning System</i>
IF:	<i>intermediate frequency</i>
IR:	<i>impulse radio</i>
INLMS:	<i>interpolated normalised least mean squares</i>
IRLS:	<i>interpolated recursive least squares</i>

IIS:	interferência inter-simbólica
IR:	<i>impulse-radio</i>
LS:	<i>least square</i>
OOK:	<i>on-off keying</i>
ITU:	<i>International Telecommunications Union</i>
MB-OFDM:	<i>multiband orthogonal frequency division multiplexing</i>
MIMO:	<i>multiple-input multiple-output</i>
MLP:	<i>multilayer perceptron</i>
MMSE:	<i>minimum mean square error</i>
MSE:	<i>mean square error</i>
MT:	média tensão
NOI:	<i>Notice of Inquiry</i>
OFDM:	<i>orthogonal frequency division multiplexing</i>
PAM:	<i>pulse amplitude modulation</i> – modulação por amplitude de pulso
PLC:	<i>power line communications</i> – comunicação de dados via rede elétrica
PMH:	pulsos modificados de hermite
PPM:	<i>pulse position modulation</i> – modulação pela posição do pulso
PSD:	<i>power spectral density</i> – densidade espectral de potência
PSM:	<i>pulse shape modulation</i> – modulação pela forma de pulso
SER:	<i>symbol error rate</i>
SNR:	<i>signal to noise ratio</i> – razão sinal ruído
SVD:	<i>singular value decomposition</i> – decomposição em valores singulares
USB:	<i>Universal Serial Bus</i>
W-USB:	<i>wireless USB</i>
UWB:	<i>ultra wideband</i> – banda ultralarga
UWBWG:	<i>Ultra Wideband Working Group</i>

SUMÁRIO

1	Introdução	19
1.1	Histórico da tecnologia UWB	20
1.2	Histórico da tecnologia PLC	22
1.3	Considerações Gerais	25
1.4	Sumário	27
2	Revisão	28
2.1	A transmissão de dados através da rede elétrica	29
2.1.1	O canal PLC	30
2.1.1.1	O canal PLC <i>outdoor</i>	30
2.1.1.2	O canal PLC <i>indoor</i>	33
2.1.2	Modelagem do Ruído Aditivo	35
2.2	Sistemas UWB	36
2.2.1	Regulamentação para Sistemas UWB	37
2.2.2	Pulsos Adequados para Sistemas UWB	40
2.2.2.1	Primeira Derivada do Pulso Gaussiano	41
2.2.2.2	Raiz quadrada do cosseno levantado	43
2.2.3	O sinal UWB	44
2.2.4	Modulações para Sistemas UWB Impulsivos	46
2.2.4.1	Modulação UWB <i>M</i> -PPM	46
2.2.4.2	Modulação UWB <i>M</i> -PAM	48
2.3	Sumário	49

3	Formulação do Problema	50
3.1	Questões de Investigação	55
3.2	Sumário	56
4	Soluções de Recepção UWB: Análises e Propostas	57
4.1	Esquemas para recepção de sinais UWB em sistemas PLC	57
4.1.1	Esquema de Recepção A	58
4.1.2	Esquema de Recepção B	58
4.1.3	Esquema de Recepção C	60
4.1.4	Esquema de Recepção D	61
4.1.5	Esquema de Recepção E	63
4.2	Técnicas de detecção de sinais UWB em sistemas PLC	64
4.2.1	Técnica 1: Filtro de detecção casado ao pulso UWB	64
4.2.2	Técnica 2: Filtro de detecção casado à resposta ao pulso ideal	65
4.2.3	Técnica 3: Filtro de detecção casado à resposta ao pulso estimada	66
4.2.4	Técnica 4: Filtro de detecção baseado em vetores singulares	67
4.2.5	Técnica 5: Filtro de detecção casado baseado no <i>rank</i> reduzido	68
4.2.6	Técnica 6: Filtro de detecção casado à resposta ao pulso filtrada por um FIR	68
4.2.7	Técnica 7: Filtro de detecção baseado na função custo do MMSE	69
4.2.8	Técnica 8: Filtro de detecção baseado na função custo do LS	70
4.2.9	Técnica 9: Filtro de detecção baseado no algoritmo adaptativo INLMS	70
4.2.10	Técnica 10: Filtro de detecção baseado no algoritmo adaptativo IRLS	71
4.2.11	Técnica 11: Filtro de detecção representado por rede neural <i>perceptron</i> multicamadas	72
4.2.12	Técnica 12: Filtro de detecção baseado no algoritmo adaptativo LMS	74
4.2.13	Técnica 13: Filtro de detecção baseado no algoritmo adaptativo LMS robusto	74

4.2.14	Técnica 14: Filtro de detecção baseado no algoritmo adaptativo LMS de 2ª ordem	75
4.2.15	Técnica 15: Filtro de detecção baseado no algoritmo adaptativo LMS de 2ª ordem robusto	79
4.3	Sumário	82
5	Resultados	83
5.1	Parâmetros das Simulações	83
5.2	Análise de Desempenho dos Diagramas de Blocos	87
5.2.1	Comparações de desempenho entre os métodos representados pelo esquema DBA	87
5.2.2	Comparações de desempenho entre os métodos representados pelo esquema DBB	88
5.2.2.1	Discussão sobre o Espectro do Pulso UWB para aplicações UWB	91
5.2.3	Comparações de desempenho entre os métodos representados pelo esquema DBC	95
5.2.4	Comparações de desempenho entre os métodos representados pelo esquema DBD	96
5.2.5	Comparações de desempenho entre os métodos representados pelo esquema DBE	97
5.2.5.1	Análise aprofundada da técnica 13	100
5.2.5.2	Análise aprofundada da técnica 14	103
5.2.5.3	Análise aprofundada da técnica 15	104
5.3	Análise Comparativa entre as Técnicas Propostas	106
5.3.1	Comparações entre as técnicas para a modulação 4-PAM	106
5.3.2	Comparações entre as técnicas para a modulação 4-PPM	107
5.4	Sumário	108
6	Conclusões	110

1 INTRODUÇÃO

Recentemente, a comunicação através de pulsos de banda ultra larga (*ultra-wide band modulation* - UWB), tem sido muito investigada por oferecer transmissão de dados com bom desempenho, confiabilidade e alta velocidade em sistemas de comunicação a curtas distâncias sem fio.

UWB é principalmente caracterizado por transmitir pulsos curtos no tempo e muito espalhados pelo espectro de frequência, apresentando baixa densidade espectral de potência (*power spectrum density* - PSD). De acordo com a *Federal Communications Commission* (FCC) (FCC, 2002), pulso UWB é aquele com largura de banda fracionada maior ou igual a 0.20 ou com ocupação espectral superior a 500 MHz. Enquanto os sistemas UWB sem fio se enquadram na segunda definição, os sistemas de transmissão de dados pela rede elétrica (*power line communications* - PLC) concordam com a primeira. É neste contexto que uma tecnologia tipicamente utilizada em dispositivos sem fio começou a ser explorada também para PLC.

Apesar do desenvolvimento atingido pela tecnologia UWB em ambientes *wireless*, tais como WLANs (*wireless local area network*) e WPANs (*wireless personal area network*), muitas questões permanecem em aberto para o seu avanço em canais com fio. Em geral, os canais PLC se diferem dos canais *wireless* por apresentarem resposta ao impulso que normalmente varia com o tempo. Neste caso, estratégias tem que ser desenvolvidas para garantir o bom desempenho do sistema de comunicação. A presença de ruído impulsivo é outro fator que diferencia os canais PLC dos sem fio, fazendo com que o comportamento dos pulsos UWB durante sua ocorrência mereça maior atenção no projeto de um sistema PLC de comunicação.

Outros pontos de interesse no estudo de sistemas UWB em canais com fio é a adequação do pulso utilizado na transmissão. Desde que respeitem a definição da FCC, diversas formas de onda podem ser utilizadas, mas dependendo de seus espectros e outras propriedades de projeto, é de se esperar que algumas se destaquem em relação a outras.

A motivação de se estudar o sistema de comunicação de dados UWB-PLC reside no fato de essa combinação poder ser utilizada tanto em ambientes *outdoor* como *indoor*. Em ambientes *outdoor*, o sucesso na implementação do sistema poderia contribuir para levar informação através da internet para comunidades isoladas do Brasil, dado que o Programa Luz para Todos do Governo Federal assegura acesso à energia elétrica para praticamente toda a população brasileira. Por outro lado, em ambientes *indoor*, o sistema UWB-PLC poderia ser utilizado para conectar o computador a seus periféricos, como impressora e monitor, por apenas um cabo, que serviria como conexão e alimentador de energia elétrica ao mesmo tempo.

Diante de tantos desafios, a presente dissertação investiga UWB em canais PLC visando a comunicação digital de dados. Trata-se de um trabalho em que são analisados os formatos de alguns pulsos UWB normalmente adotados para transmissão por serem dotados de características específicas, como a larga ocupação espectral. São eles a primeira derivada do pulso Gaussiano (PDPG) e a raiz quadrada do cosseno levantado (RQCL). Além disso, as técnicas de modulação UWB pela amplitude (*pulse amplitude modulation* - PAM) e pela posição do pulso (*pulse position modulation* - PPM), são estudadas com o intuito de avaliar seus desempenhos em canais com fio.

No que tange a canais PLC, as análises são realizadas considerando os ambientes internos (canal *indoor*) e externos (canal *outdoor*), além de ser observado o impacto da presença de ruído impulsivo durante a transmissão de dados.

Neste cenário de sistemas UWB-PLC, é dada ênfase ao desenvolvimento de diversas técnicas de recepção de sinais UWB, visando analisá-las em termos de BER (*bit error rate*), para, então, concluir qual apresenta melhor desempenho aliado a baixo custo computacional.

Para contextualizar melhor a evolução de UWB e de PLC, a seguir são mostrados breves históricos evolutivos dessas tecnologias, ressaltando como ambas ganharam força e relevância ao longo dos anos.

1.1 HISTÓRICO DA TECNOLOGIA UWB

A tecnologia UWB é vista como “novidade” por muitas pessoas, uma vez que esta tecnologia parece inovadora, algo que nunca foi possível anteriormente devido às suas características peculiares. No entanto, UWB nada mais é que uma visão nova de uma descoberta bastante antiga: a utilização de pulsos eletromagnéticos para comunicação

por rádio (GHAVAMI L; KOHNO, 2007).

Atualmente, os métodos predominantes de comunicação são baseados em ondas eletromagnéticas senoidais, tão universais em rádio comunicação, que nos fazem esquecer que o primeiro sistema de comunicação baseava-se em transmissão de pulsos. De fato, em 1893, quando Heinrich Hertz utilizou descargas elétricas para produzir ondas eletromagnéticas em seus experimentos, a idéia de utilização de pulsos muito curtos no tempo estava sendo introduzida. Sendo assim, centelhamento e arcos voltaicos entre eletrodos de carbono foram os principais geradores de onda durante os 20 anos posteriores aos experimentos de Hertz.

Em seguida, em 1901, Guglielmo Marconi descobriu a comunicação a rádio utilizando bandas enormes, uma vez que as informações eram transmitidas através de pulsos elétricos. No entanto, a grande dificuldade de controlar os sistemas instáveis que utilizavam arcos voltaicos como geradores de onda, levou a comunicação sem fio a se tornar predominantemente senoidal.

Assim, as ondas senoidais dominaram o cenário dos sistemas de comunicação *wireless* e, apenas por volta de 1960, com o desenvolvimento do osciloscópio e das técnicas de geração de pulsos com duração inferior a nano segundos, é que houve retomada dos trabalhos na área de UWB. O desenvolvimento de radares e sistemas de comunicação tornou-se o foco das pesquisas acerca de UWB, sendo que os radares se destacaram como aplicação militar devido aos bons resultados obtidos na penetração de objetos.

Em 1973, a primeira patente relacionada à UWB foi publicada nos Estados Unidos. A partir de então, as aplicações mudaram de direção, abrangendo, por exemplo, sistemas de posicionamento e altimetria. A maioria das pesquisas prosperou em função do interesse militar americano, destacando-se o desenvolvimento de radares precisos com baixa probabilidade de serem detectados e interceptados.

A técnica também se mostrou promissora para aplicações civis (SILVA, 2007) devido às suas várias características vantajosas: baixa potência exigida; alta taxa de transferência de dados (superior a 100 Mbps); capacidade de atender múltiplos usuários; disponibilidade de tecnologia de baixa complexidade para gerar e receber os pulsos; possibilidade de eliminar os efeitos indesejáveis (o desvanecimento ou *fading*) e, ainda, de tirar vantagem dos múltiplos percursos (especialmente interessante para ambientes fechados *indoor* e de curtas distâncias) e flexibilidade quanto à forma da PSD por meio de modificações na forma dos pulsos.

É interessante mencionar que a transmissão UWB ficou conhecida durante muito

tempo como transmissão em banda básica, ou transmissão sem portadora, ou impulsiva, só passando a ser chamado de *ultra wideband* a partir de 1989, pelo departamento de defesa dos EUA.

Na década de 1990, houve progressos em tecnologias de componentes e subsistemas que possibilitaram aos sistemas UWB tornarem-se comercialmente viáveis. O boom tecnológico dessa década abriu novos mercados e aplicações em potencial para sistemas UWB para ambientes domésticos, comerciais e industriais (GHAVAMI L; KOHNO, 2007). No final dos anos 90, dispositivos de comunicação UWB começaram a ser comercializados, através de empresas como Time Domain e XtremeSpectrum (que, atualmente, faz parte da Freescale (<http://www.freescale.com>, 2011)). Logo, o crescente uso de UWB levou a sua padronização pelo órgão regulamentador americano FCC em 2002.

Atualmente, as aplicações da tecnologia UWB estão em constante desenvolvimento, especialmente em ambientes *wireless* (sem fio). Um exemplo disso é a evolução da *Wi-Media Alliance* (<http://www.wimedia.org>, 2011), associação não lucrativa de indústrias surgida em 2002, cujo objetivo é promover a conectividade e interoperabilidade de multimídias em redes pessoais *wireless*. Diversas soluções vêm surgindo com o propósito de operarem em WPANs, entre elas, os protocolos *Wireless-USB* (W-USB), uma extensão do popular *universal serial bus* (USB) (BIT; OREHEK; ZIA, 2010), e o Bluetooth com UWB. Outra aplicação relevante é o Transferjet (<http://www.transferjet.org>, 2011), apresentado pela Sony em 2008, cujo objetivo é transmitir dados numa distância de até 3 cm, ou seja, através do contato entre dispositivos.

O sucesso das aplicações UWB em canais *wireless* despertou grande interesse em pesquisadores de outras áreas e é nesse contexto que começou-se a investigar a eficácia da transmissão UWB em sistemas PLC. Pode-se afirmar que UWB utilizado para transmitir sinais pela rede elétrica tem atraído crescente atenção devido a sua promissora capacidade de fornecer altas taxas de transmissão com baixo custo e baixo consumo de energia. Inclusive, já existem muitos trabalhos relacionados ao tema.

1.2 HISTÓRICO DA TECNOLOGIA PLC

Existem registros de transmissão de comandos utilizando a tecnologia PLC desde 1838, sendo que a primeira patente foi registrada em 1897, no Reino Unido. Em 1905, aplicações foram patenteadas nos Estados Unidos e em 1913 ocorreu a primeira produção comercial de repetidores eletromecânicos (PAVLIDOU et al., 2003).

Apesar de as aplicações PLC existirem há mais de um século, a rede elétrica não foi inicialmente muito utilizada como um meio para transmissão de dados, uma vez que oferecia taxas de dados muito baixas em comparação com outros sistemas. De acordo com (DOSTERT, 2001), alguns sistemas de comunicação que utilizam a rede elétrica remontam da década de 20 (século XX), sendo que apenas após a década de 80 foi possível a implementação de técnicas de processamento de sinais, de modulação e de codificação de canais em modems PLC que permitiram taxas de aproximadamente 14,4 kbps. Nesta mesma época, o Comitê Europeu de Normalizações Eletrotécnicas (CENELEC) introduziu uma norma que permitia taxas de transmissão de dados de até 144 kbps para distâncias inferiores a 500 m, potência do sinal transmitido abaixo de 5 mW e operação numa faixa de frequência entre 9 kHz e 148,5 kHz (CAMPOS, 2007). Ao longo da década de 90 (século XX), algumas empresas, como DS2, Ascom e Echelon, propuseram o uso da faixa entre 1 MHz e 30 MHz para a transmissão banda larga de dados, chegando a dezenas de Mbps.

A utilização da tecnologia PLC por um número crescente de empresas e sua exploração comercial levou a necessidade de uma padronização mais específica. Sendo assim, em junho de 2005, o *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) criou o Grupo de Trabalho P1901 para discutir e desenvolver um padrão para as camadas MAC (controle de acesso ao meio) e PHY para *broadband power line* (BPL), visando taxas acima de 100 Mbps na camada PHY e utilizando frequências de até 100 MHz (<http://grouper.ieee.org/groups/1901>, 2011).

O P1901 começou com 20 membros envolvidos e hoje já são mais de 50. Entre eles estão corporações, agências governamentais, associações comerciais, universidades e organizações que desenvolvem padronização. O estabelecimento do Grupo de Trabalho P1901 foi um importante passo rumo à criação das condições necessárias para a o uso generalizado da tecnologia PLC (GALLI; LOGVINOV, 2008a), uma vez que o grupo visa ir ao encontro das aplicações residenciais e de concessionárias de energia, incluindo o conceito *smart grid*. Atualmente, o grupo P1901 está concluindo suas atividades e o acompanhamento da evolução das discussões pode ser feita através de (<http://grouper.ieee.org/groups/1901>, 2011).

A certificação de interoperabilidade entre os dispositivos do IEEE 1901, bem como entre os futuros dispositivos IEEE 1901 e algumas tecnologias relacionadas, está fora do âmbito da norma do IEEE, mas está dentro do escopo de associações industriais específicas, tais como *HomePlug Alliance* (<http://www.homeplug.org/home>, 2011), e *High Definition Power Line Communication* (HD-PLC) *Alliance* (<http://www.hd-plc.org>,

2011).

Neste contexto, diversas tecnologias PLC de redes residenciais estão atualmente disponíveis para os consumidores, apesar de a maioria delas terem sido projetadas para funcionarem em apenas um tipo de fiação doméstica e não serem interoperáveis umas com as outras (OKSMAN; GALLI, 2009). Com o objetivo de unificar a próxima geração de dispositivos que operam através de canais *wireline*, incluindo linha telefônica, rede elétrica, cabo coaxial e cabo Cat-5, em 2006, o órgão *International Telecommunication Union* (ITU-T) iniciou uma padronização chamada de G.hn, cuja recomendação ITU-T, denominada G.9960, foi consentida em dezembro de 2008 e especifica a arquitetura da rede, a maioria dos aspectos relacionados à camada PHY e alguns da camada MAC. O foco do G.hn é ser capaz de operar em todos os tipos de fiação utilizando um único transceptor com alguns parâmetros programáveis.

A recomendação completa do ITU-T foi publicada em 2010 e a família de recomendações G.9960 inclui a G.9960, a G.9961, a G.9970, e a G.9972 (opcional), sendo normalmente referida como G.9960 apenas (OKSMAN; EGAN, 2010). O apoio do *HomeGrid Forum* (<http://www.homegridforum.org>, 2011) e do *Broadband Forum* (<http://www.broadbandforum.org>, 2011) contribuem substancialmente para o sucesso dessa padronização.

O surgimento de padronizações e o fato de a capacidade teórica dos canais PLC *indoor* poder superar a taxa de 2 Gbps (LIU et al., 2005) impulsiona a pesquisa de tópicos relacionados a área. Realmente, o uso desses meios de comunicação tem avançado muito nos últimos anos, o que se deve, principalmente, ao aumento significativo na demanda por serviços de telecomunicações em alta velocidade. Atualmente, o interesse em PLC abrange várias aplicações: o acesso à Internet de banda larga, redes locais *indoor* (*local area networks* - LANs) para estabelecimentos comerciais e residenciais, comunicações de dado *in-vehicle*, aplicações de *Smart Grid* (medição e controle avançados do consumo energia, atribuição de preço em tempo real, corte de picos, monitoramento da rede, geração de energia distribuída, etc) e outras aplicações municipais como controle de semáforos e de iluminação das ruas (GALLI; LOGVINOV, 2008a). Atualmente, empresas já oferecem dispositivos PLC com taxas de transmissão de até 200 Mbps, como é o caso da DS2 (<http://www.ds2.es>, 2010) e já existem pesquisas para utilizar até 500 MHz de banda para transmissão de dados (CHEN et al., 2009).

Em ambientes *outdoor* (externos), a motivação para o uso de PLC no Brasil, especificamente, encontra-se no fato de esta tecnologia representar uma alternativa para popularizar o acesso a Internet no país, uma vez que a capilaridade da rede elétrica é

superior a qualquer outra infraestrutura de telecomunicação. Além de a maioria das residências já possuir acesso a energia elétrica, existe o programa Luz para Todos, criado através do Decreto 4.873, de 11 de novembro de 2003, que tem por objetivo a universalização do acesso à energia elétrica para toda a população brasileira, inclusive para a parcela que vive distante dos centros urbanos. Aliado a isso, o custo de implantação de PLC é entre 40% e 60% abaixo daquele de outras tecnologias, conforme explicitado em (HRASNICA; HAIDINE; LEHNERT, 2005). Finalmente, também na direção de favorecer a implantação de PLC, a Agência Nacional de Energia Elétrica (Aneel) publicou uma portaria disponibilizando a faixa de frequência de 1,705 kHz a 50 MHz para aplicações de PLC no país (ANEEL, 2009).

1.3 CONSIDERAÇÕES GERAIS

O projeto de modems de comunicação para transmissão de dados utilizando a rede de energia elétrica é um problema interessante e ainda em aberto, especialmente no que se refere ao desenvolvimento de técnicas de processamento de sinais e comunicação digital de dados capazes de lidar com as severas atenuações causadas pelo canal PLC e garantir confiabilidade na transmissão (TONELLO, 2007). Nesse contexto, a transmissão de dados através de pulsos UWB vem surgindo como uma alternativa interessante a ser analisada.

Em canais de transmissão sobre o fio, a tecnologia UWB encontra-se ainda na infância de seu desenvolvimento e, apesar de muitos trabalhos já terem explorado este tema, diversas questões têm de ser investigadas.

Os trabalhos publicados envolvendo os conceitos de UWB e PLC indicam que os sistemas que aliam essas tecnologias têm um futuro promissor. Um exemplo do sucesso dessa aliança está em (MATHISEN; TONELLO, 2006), em que discute-se o projeto WireNet para aplicações UWB pela rede elétrica *indoor*. Tendo como participantes diversos países da União Européia, esse projeto teve por objetivo a construção de um protótipo que atenda a requisitos específicos para as seguintes aplicações: controle residencial e industrial, gestão de edifícios, áudio e vídeo digitais e sistemas de comunicação de emergência. Os resultados dos testes práticos realizados com o protótipo indicaram que o conceito WireNet apresenta bom desempenho e uma reduzida taxa de erro.

Questões de interferência eletromagnética (*electromagnetic interference* - EMI) e compatibilidade eletromagnética (*electromagnetic compatibility* - EMC) dos sinais UWB no ambiente PLC são discutidas em (MEKURIA; HIRSCH, 2007), em que os níveis

de interferência eletromagnética emitidos por sinais UWB de 100 MHz são comparados com aqueles emitidos por sinais OFDM (*orthogonal frequency-division multiplexing*). Os resultados indicam que, dado o mesmo canal de transmissão, a EMI do pulso UWB é, no mínimo, 10.6 dB abaixo daquela oriunda de uma implementação OFDM com a mesma taxa de dados.

Em (TONELLO, 2007), o autor analisou a modulação UWB numa banda de 50 MHz, combinada com *direct-sequence code division multiple access* (DS-CDMA) para comunicação em canais PLC com o intuito de obter uma forma de modulação ortogonal e de multiplexar os usuários. O foco foi dado aos algoritmos de processamento de sinal do receptor e foi derivada a detecção de máxima probabilidade de acerto no domínio da frequência, considerando a presença de ruído impulsivo, bem como de interferência entre códigos e a interferência derivados de múltiplos acessos. Os resultados mostram que o código CDMA combinado com o código convolucional *bit-interleaved* proporciona robustez contra o ruído impulsivo.

Apesar da maioria dos trabalhos de PLC explorar a faixa de frequência de até 200 MHz, uma investigação da transmissão de pulsos UWB em canais PLC na faixa de frequência entre 50 MHz e 800 MHz é realizada em (CHEN; CHEN; PARINI, 2008), considerando um cabo tipicamente utilizado nas residências do Reino Unido, o cabo gêmeo liso com terra de 2.5 mm de espessura. Os resultados indicam que a perda por radiação do sinal UWB projetado com até 1 GHz de banda é menor do que a esperada e ainda que a dispersão do pulso é pequena, o que mostra que altas taxas podem ser alcançadas com a utilização de modulação e técnicas de processamento de sinais avançadas.

Outros trabalhos que exploram o canal PLC acima de 200 MHz são (CHEN et al., 2009) e (TONELLO, 2007), em que um esquema de OFDM é aplicado a UWB na faixa de 50 a 550 MHz. A taxa alcançada é de 200 Mbps.

Dada a relevância que os sistemas de comunicação digital de dados UWB-PLC vêm alcançando, este trabalho tem o intuito de estudá-los melhor. Sendo assim, a presente monografia é organizada da seguinte forma:

O Capítulo 2 apresenta revisões sobre PLC e sobre UWB, ressaltando características relevantes dessas duas tecnologias.

O Capítulo 3 revela a formulação do problema que será analisado, além de descrever o modelo de simulação adotado. Para tanto, o diagrama de blocos representativo do sistema é explicado passo a passo, sendo consideradas as etapas modulação, passagem

pelo canal, adição de ruído (Gaussiano branco ou impulsivo), detecção e demodulação.

No Capítulo 4 são descritas as várias técnicas de detecção propostas para o receptor do sistema UWB-PLC e ainda são levantadas as questões de investigação do sistema em estudo.

No Capítulo 5 a análise de desempenho do sistema UWB-PLC proposto é apresentada através de diversos resultados de simulação computacional, admitindo situações distintas.

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

1.4 SUMÁRIO

Este capítulo introduziu o assunto a ser tratado nessa dissertação através de um breve histórico das tecnologias PLC e UWB. Além disso, foi apresentada a organização geral do trabalho.

O próximo capítulo irá abordar uma revisão tanto de PLC como de UWB, englobando tópicos como a descrição do canal de comunicação e as técnicas de modulação utilizadas.

2 REVISÃO

Nas últimas décadas, a transmissão de dados em banda ultra larga tem sido bastante investigada e utilizada para a transmissão digital de dados de alta velocidade em curta distância através de sistemas de comunicação sem fio (*wireless*) (YANG; GIANNAKIS, 2004),(ZIN; HOPE, 2010). Este crescente interesse deve-se, entre outros fatores, ao potencial que essa tecnologia possui de coexistir com outros sistemas de rádio, à capacidade de penetrar objetos e ao baixo consumo de energia. Além disso, desde que a FCC alocou 7.500 MHz do espectro não licenciado para uso de UWB (FCC, 2002), existe uma grande largura de banda disponível para aplicações de comunicação sem fio em curtas distâncias, notadamente em ambientes internos (*indoor*), o que incentiva o uso de UWB em LANs para conectividade em escritórios e residências. UWB também mostra-se promissor para aplicações industriais de controle e automação (KAR; LUKSZO; LEUS, 2006).

O sucesso da transmissão de UWB em canais sem fio chamou a atenção e fez com que seu desempenho também fosse investigado em canais *wireline*. Começaram, então, a surgir diversas pesquisas sobre o comportamento de UWB na transmissão de dados pela rede elétrica (CHEN et al., 2007), (CHEN; CHEN; PARINI, 2008), (LEE; PARK; MOON, 2008), (TONELLO; PALERMO, 2009). Diferentemente dos canais *wireless*, os canais PLC apresentam largura de banda mais estreita e são caracterizados pela presença de ruídos impulsivos (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002a), mas isso não impediu que a modulação UWB também se mostrasse atrativa nesse ambiente, conforme diversos estudos vêm demonstrando (MATHISEN; TONELLO, 2006).

Com o objetivo de descrever os conceitos envolvidos na transmissão de dados pela rede elétrica, e na modulação de banda ultra-larga, este capítulo se organiza da seguinte maneira: a Seção 2.1 engloba as características do canal PLC e a descrição do ruído encontrado nesse ambiente e a Seção 2.2 apresenta a definição de UWB, os tipos de pulso UWB e as principais modulações utilizadas.

2.1 A TRANSMISSÃO DE DADOS ATRAVÉS DA REDE ELÉTRICA

A tecnologia PLC baseia-se na idéia de explorar a rede elétrica para fins de comunicação, visando o reaproveitamento de uma infra-estrutura já instalada e existente na maioria das residências. Como essas redes foram originalmente projetadas para transmissão e distribuição de energia através de portadora senoidal, cuja frequência é 50 Hz ou 60 Hz, o uso deste meio com a finalidade de transmitir dados enfrenta desafios técnicos. De fato, a portadora senoidal responsável pela distribuição de energia apresenta baixa frequência e elevada potência, enquanto que os sinais destinados à comunicação apresentam características opostas, ou seja, elevada frequência e baixa potência. Como as cargas conectadas à rede elétrica apresentam, em sua grande maioria, características não lineares, as mesmas geram distúrbios cujo conteúdo espectral pode alcançar algumas dezenas de MHz. Sendo assim, é esperado que uma rede construída para distribuição de energia afete significativamente os sinais destinados à transmissão de dados.

De acordo com (BIGLIERI, 2003), os desafios técnicos enfrentados para o uso do canal de comunicação PLC englobam a dependência do modelo de canal com a topologia da rede elétrica e das cargas conectadas; a alta interferência devido às cargas ruidosas; o ruído de fundo colorido e de elevada potência; as várias fontes de ruído impulsivo e as questões de compatibilidade eletromagnética que limitam a potência de transmissão do sinal.

Outra questão importante a ser considerada em PLC é o fato de as redes de distribuição de energia elétrica externas de baixa tensão (BT), média tensão (MT) e alta tensão (AT) e internas de BT residenciais serem diferentes em diversos países, apresentando particularidades relacionadas à topologia, material dos condutores, tipo e dinâmica de funcionamento de cargas, etc.

Além de o canal PLC ser seletivo em frequência e comprometido pela presença de ruído impulsivo, de acordo com (GALLI; LOGVINOV, 2008b), seu caráter variante no tempo constitui outro aspecto importante. A função de transferência do canal PLC pode variar abruptamente quando a impedância nos terminais da rede muda, ou seja, quando dispositivos são ligados e desligados e durante o cruzamento por zeros devido a presença de conversores corrente alternada (CA)/corrente contínua (CC) síncronos com a fundamental. Desafios adicionais devem-se ao fato de os cabos condutores de energia não serem normalmente blindados e, portanto, tornarem-se fonte e sorvedouro eletromagnéticos. Isso resulta na necessidade de mecanismos que garantam a coexistência

com outros sistemas de telecomunicação.

Com o objetivo de caracterizar a transmissão de dados via rede elétrica, a Seção 2.1.1 apresenta a modelagem do canal PLC, subdividida em ambientes *indoor* e *outdoor*, enquanto que a Seção 2.1.2 descreve o ruído aditivo encontrado nos canais PLC.

2.1.1 O CANAL PLC

As redes de MT e BT podem ser internas, denominadas *indoor*, ou externas, chamadas *outdoor*.

As redes elétricas *indoor* são aquelas de ambientes residenciais, comerciais e industriais, geralmente limitadas pelo ponto em que se localiza o medidor de energia da concessionária. Outras redes que também são consideradas *indoor* são as presentes em embarcações, aviões, veículos automotores, etc. Já as redes *outdoor* designam as redes BT/MT/AT externas pertencentes a empresas de transmissão e concessionárias de energia elétrica.

Os ambientes *indoor* e *outdoor* se diferem em alguns aspectos. Enquanto que no primeiro as fontes de interferência são majoritariamente equipamentos de iluminação, pequenos motores, e equipamentos de pequeno porte, no segundo as fontes de interferência devem-se às descargas atmosféricas, comutação eletrônica, bancos de capacitores, transformadores, motores de grande porte e operações de proteção (TEIXEIRA et al., 2008).

Essas particularidades fazem com que o sinal transmitido seja afetado de maneira diferente nos ambientes internos e externos, e, portanto, tais redes são analisados separadamente a seguir.

2.1.1.1 O CANAL PLC OUTDOOR

Em geral, a rede elétrica se difere consideravelmente dos cabos de par trançado e coaxiais no que se refere a topologia, estrutura e propriedades físicas (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002b). De fato, os sistemas PLC contam com propriedades bastante hostis, o que torna o desenvolvimento de modelos para simulação computacional um tópico de grande interesse.

Com o intuito de modelar os canais PLC através de parâmetros observados em medições de canais reais, (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002b) propôs uma topologia *top-down* de canal PLC *outdoor* linear e invariante no tempo (LIT) através da seguinte

Tabela 1: Descrição dos parâmetros da equação (2.1).

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 (valores típicos são entre 0.5 e 1)
g_i	Fator peso para o caminho i
d_i	Comprimento do caminho i .
τ_i	Atraso do caminho i .

equação da função de transferência:

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i \cdot e^{-(a_0+a_1 f^k)d_i} \cdot e^{-j2\pi f \tau_i}, \quad (2.1)$$

em que g_i representa o fator de peso para o caminho i (em geral complexo, podendo ser considerado como uma combinação dos fatores de transmissão e reflexão envolvidos), $e^{-(a_0+a_1 f^k)d_i}$ representa a porção de atenuação e $e^{-j2\pi f \tau_i}$ corresponde a porção de atraso. Os parâmetros de cada um desses termos são detalhados na Tab. 1.

A resposta no tempo do canal PLC LIT modelado pela Eq. (2.1) foi derivada em (OLIVEIRA, 2010). Assim, seja $h(t) \in \mathbb{R}$, com $-\infty < t < \infty$, então $h(t) = \mathfrak{F}^{-1}\{H(\Omega)\}$, em que $\mathfrak{F}^{-1}\{\cdot\}$ representa a inversa da transformada de Fourier e $H(\Omega) = H^*(-\Omega)$. Portanto:

$$\begin{aligned} h(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\Omega) e^{j\Omega t} d\Omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\infty}^0 H^*(-\Omega) e^{j\Omega t} d\Omega + \int_0^{\infty} H(\Omega) e^{j\Omega t} d\Omega \right], \end{aligned} \quad (2.2)$$

em que $\Omega = 2\pi f$ ($d\Omega = 2\pi df$). Aplicando um filtro passa baixa ideal com ganho T e frequência de corte Ω_{max} em $H(f)$, e assumindo que $\Omega_{max} = 2\pi f_{max} = \pi/T$, $T = 1/(2f_{max})$, chega-se a

$$\begin{aligned} h(t) &= 2T \sum_{i=1}^N \frac{a_1 d_i g_i e^{-a_0 d_i}}{(a_1 d_i)^2 + [2\pi(t - \tau_i)]^2} \times \\ &\quad \left\{ a_1 d_i e^{\frac{-a_1 d_i}{2T}} a_1 d_i \cos \left[\frac{\pi}{T}(t - \tau_i) \right] + e^{\frac{-a_1 d_i}{2T}} [2\pi(t - \tau_i)] \sin \left[\frac{\pi}{T}(t - \tau_i) \right] \right\}, \end{aligned} \quad (2.3)$$

em que $t \geq 0$.

Tabela 2: Parâmetros das realizações do canal PLC da Fig. 1.

i	1	2	3	4
d_i	150	188	264	397
g_i	0.4	-0.4	-0.8	-1.5

A discretização de $h(t)$ de acordo com o período de amostragem resulta em:

$$h[n] = h(t)|_{t=nT_s} = 2T \sum_{i=1}^N \frac{a_1 d_i g_i e^{-a_0 d_i}}{(a_1 d_i)^2 + [2\pi T(n - \frac{\tau_i}{T})]^2} \quad (2.4)$$

$$\left\{ a_1 d_i e^{\frac{-a_1 d_i}{2T}} a_1 d_i \cos \left[\pi \left(n - \frac{\tau_i}{T} \right) \right] + e^{\frac{-a_1 d_i}{2T}} \left[\frac{2\pi}{T} \left(n - \frac{\tau_i}{T} \right) \right] \sin \left[\pi \left(n - \frac{\tau_i}{T} \right) \right] \right\},$$

em que $T_s = T$ é o período de amostragem.

A modelagem proposta pela Eq. (2.1), no entanto, não corresponde à realidade, uma vez que as cargas conectadas a um barramento qualquer apresentam variação dinâmica, sendo conectadas e desconectadas do barramento aleatoriamente. Ainda, existem cargas que comutam em sincronia com a frequência fundamental da rede elétrica. Tal comportamento das cargas tem por consequência a variação na impedância característica dos pontos de acesso do canal PLC, e, conseqüentemente, a variação temporal do canal PLC (PICORONE, 2009). Sendo assim, baseado no modelo proposto pela Eq. (2.1) e em alguns outros resultados relacionados a variação do canal PLC apresentados em (CORRIPIO; ARRABAL, 2006), um canal PLC linear e variante no tempo foi derivado em (PICORONE, 2009). A resposta em frequência do modelo desse canal *outdoor* linear e variante no tempo (LVT) é

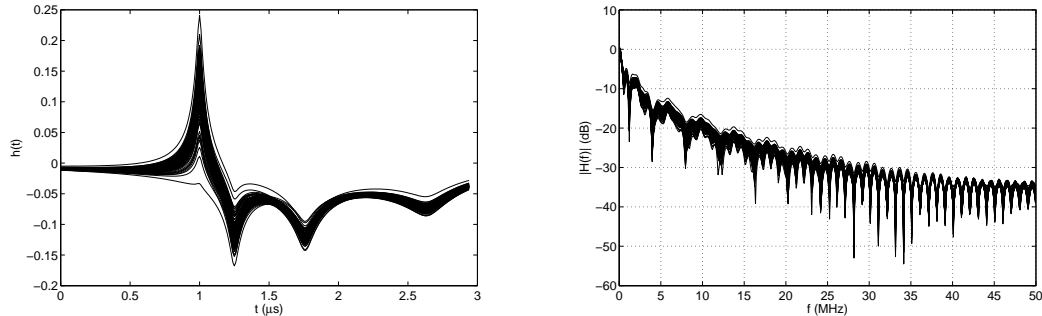
$$H(f, t) = \sum_{i=1}^P g_{i,t} e^{-(a_0 + a_1 f^k) d_i} \cdot e^{-j2\pi f \tau_i}, \quad (2.5)$$

em que $g_{i,t} \sim \mathcal{N}(g_i, \sigma_{g_i}^2)$, ou seja, $g_{i,t}$ apresenta função de distribuição de probabilidade gaussiana com média g_i e variância $\sigma_{g_i}^2$. Note que $\sigma_{g_i}^2$ determina o grau de variabilidade do canal PLC (PICORONE, 2009).

Além disso, a variabilidade do canal sugere a adoção do tempo de coerência, T_{coer} , que consiste em uma medida estatística do intervalo de tempo durante o qual a resposta ao impulso do canal pode ser considerada como invariante.

Note que o modelo LVT não leva em consideração as mudanças abruptas que ocorrem no canal PLC quando a frequência fundamental passa pelo zero, ou seja, apenas variações suaves são representadas.

A Fig. 1 ilustra diversas realizações da resposta ao impulso e da resposta em frequência normalizada do canal PLC *outdoor* LVT, quando $g_{i,t} \sim \mathcal{N}(g_i, 10^{-2})$, $k = 0.5$, $a_0 = 0$ e $a_1 = 8 \times 10^{-6}$ e os demais parâmetros do canal são listados na Tab. 2.



(a) Diversas realizações da resposta ao impulso do canal PLC *outdoor* LVT. (b) Diversas realizações da resposta em frequência do canal PLC *outdoor* LVT.

Figura 1: Canal PLC *outdoor*.

2.1.1.2 O CANAL PLC INDOOR

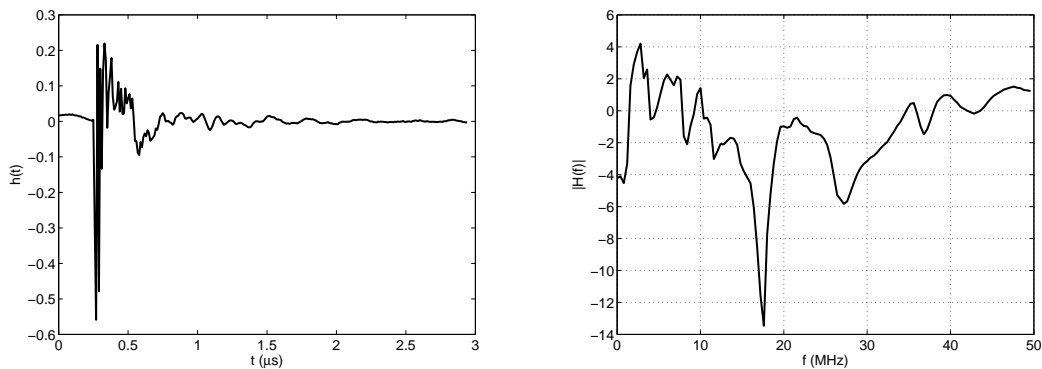
Redes residenciais são relativamente simples e pequenas. A distância entre as estações é geralmente curta e a topologia é, tipicamente, em estrela ou em árvore (GOLDFISHER; TANABE, 2010). Uma vez que a tecnologia sem fio ainda não está suficientemente madura para proporcionar soluções ubíquas de rede de dados nesses ambientes internos a um preço de mercado de massa, é possível assumir que as soluções com e sem fio irão coexistir, não sendo, portanto, concorrentes, mas sim, meios cooperantes que irão se complementar para caracterizar as redes domésticas do futuro (TONELLO et al., 2008). Neste contexto, as aplicações PLC em ambientes internos têm sido cada vez mais exploradas e vêm conquistando crescente espaço no cenário da comunicação digital de dados.

Uma vez que o conceito de redes domésticas transcende a simples comunicação entre computadores e/ou acesso a Internet, PLC emerge com grande potencial para aplicações de uma casa inteligente (LAGUNA; BARRÓN, 2008). Hoje, além de PC's, muitas residências já contam com outros aparelhos digitais, como *scanners*, leitores de DVD's, câmeras de vídeo, celulares, etc, e o número de dispositivos tende a aumentar significativamente. Nesses ambientes equipados com tantos dispositivos, as redes domésticas abrangem aplicações como acesso simultâneo à Internet, compartilhamento de periféricos de PC's e entrega de multimídia. Além disso, estão em ascensão as novas gerações de serviços denominadas *triple play* e *quad play*.

Triple Play representa a combinação entre serviços de dados com base em Protocolo de Internet (IP), telefonia de voz e vídeo, transmissão de TV, filmes e mensagens. Esse pacote de serviços integrados pode ser utilizado por variados equipamentos, como telefones de linha fixa, TV's e PC's. A capacidade de PLC de prover esse serviço é ressaltada em (GUTIERREZ et al., 2005). Já o conceito *Quad Play* adiciona mobilidade ao *triple play* ao acrescentar a convergência fixo-móvel (*Fixed-Mobile Convergence - FMC*) e com isso, permitir que os serviços sejam acessados através de telefonia móvel. Embora PLC não seja suficiente para fornecer o serviço *Quad Play*, seu uso juntamente com outras técnicas de transmissão de dados é uma solução viável.

Devido à crescente gama de aplicações PLC em ambientes *indoor*, surgiram diversas publicações que se preocupam com o estudo deste meio para entender melhor suas características. Alguns exemplos de modelagem do canal *indoor* podem ser vistas em (LIN; SIOHAN, 2009), (GALLI, 2009) e (BANWELL; GALLI, 2005).

Neste contexto, (OLIVEIRA, 2010) analisa medições de canal realizadas no Laboratório de Processamento de Sinais e Telecomunicações (LAPTEL) da Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF) e, a partir dessas medições, obtém a resposta ao impulso de um canal PLC *indoor* linear e invariante no tempo (LIT), cujo espectro de amplitude da resposta em frequência são ilustrados na Fig. 2.



(a) Resposta ao impulso do canal PLC LIT *in-* (b) Espectro de amplitude da resposta em
door medido. frequência do canal PLC LIT *indoor* medido.

Figura 2: Canal *indoor* medido.

Nos próximos capítulos, quando se refere a canal PLC LIT *indoor*, está-se referindo a este canal medido, cujas respostas no tempo e na frequência são ilustradas na Fig. 2.

2.1.2 MODELAGEM DO RUÍDO ADITIVO

Ao contrário do que ocorre em alguns sistemas de comunicação, o ruído aditivo branco (AWGN) unicamente não modela apropriadamente o ruído presente na rede elétrica (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002a). Isso se deve, principalmente, ao fato de a banda de frequência disponível para transmissão de dados em PLC ir de 0 até 500 MHz, uma faixa repleta de ruído colorido gerado por dispositivos eletrônicos e outros ruídos gerados pelo homem (*man made noise*). Na faixa de frequência de alguns kilohertz até 20 MHz, existe predominância de interferência banda estreita e de ruído impulsivo, sendo que este último introduz significativa variância temporal ao canal PLC.

Algumas pesquisas sobre o ruído presente em canais PLC já foram realizadas em (DOSTERT, 2001). Atualmente, o modelo de ruído que melhor caracteriza o canal PLC é dado por (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002a):

$$v(t) = v_{fundo}(t) + v_{be}(t) + v_{pa}(t) + v_{ps}(t) + v_{imp}(t), \quad (2.6)$$

em que $v_{fundo}(t)$ representa o ruído de fundo colorido, $v_{be}(t)$ é equivalente ao ruído banda estreita, $v_{pa}(t)$ denota o ruído impulsivo periódico assíncrono em relação a frequência fundamental, $v_{ps}(t)$ denota o ruído impulsivo periódico síncrono em relação à frequência fundamental, e $v_{imp}(t)$ é o ruído impulsivo aperiódico, que é o pior se comparado com os demais devido a sua imprevisibilidade e alta potência.

Os detalhes de cada uma das parcelas do ruído aditivo são mostrados abaixo:

1. Ruído de Fundo Colorido: possui PSD relativamente baixa, variando com a frequência. É causado pelo somatório de várias fontes de ruído de baixa potência. Sua PSD varia com o tempo em termos de minutos ou até horas.
2. Ruído Banda Estreita: formado principalmente por sinais senoidais, causados por estações de rádio comercial AM (amplitude modulada) e estações de rádio amador. O nível é geralmente variável com o dia.
3. Ruído Impulsivo Periódico Assíncrono: assíncronos com a frequência fundamental da rede elétrica, são gerados principalmente a partir do chaveamento de fontes de alimentação. Sua taxa de repetição situa-se entre 50 e 200 kHz.
4. Ruído Impulsivo Periódico Síncrono: sincronizados com a frequência fundamental da rede elétrica, apresentam taxa de repetição de 60 ou 120 Hz (no Brasil). Os impulsos são de curta duração e apresentam PSD decrescente com a frequência.

Esse tipo de ruído é causado por fontes de alimentação, principalmente pela ligação de diodos retificadores, o que ocorre em sincronia com o ciclo da fundamental.

5. Ruído Impulsivo: causado por transientes de equipamentos conectados a rede elétrica. Os impulsos têm duração de alguns microssegundos até alguns milissegundos, com ocorrência randômica. A PSD desse tipo de ruído pode alcançar valores maiores que 50 dB acima do ruído de fundo.

De acordo com (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002a), as propriedades dos ruídos 1 a 3, normalmente, permanecem estacionárias durante períodos de segundos, minutos, ou, algumas vezes, até de horas, o que permite que sejam agrupados como ruído de fundo. No entanto, os ruídos 4 e 5 variam com o tempo em termos de microsegundos ou milissegundos, fazendo com que, durante sua ocorrência, a PSD do ruído aditivo aumente consideravelmente.

Considerando a descrição acima, e ainda assumindo que a interferência banda estreita pode ser mitigada através de um processo adequado de filtragem, um modelo simplificado das componentes do ruído aditivo baseado naquele proposto em (HORMIS; BERENQUER; WANG, 2006) pode ser representado por

$$v(t) = v_{fundo}(t) + v_{ps}(t) + v_{imp}(t), \quad (2.7)$$

em que $v_{fundo}(t) \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$ representa o ruído de fundo, $v_{ps}(t) \sim \mathcal{N}(0, K_1 \sigma^2)$ representa o ruído impulsivo periódico síncrono com a componente fundamental do sistema elétrico com intervalo de chegada $t_{arr,per} = 1/2f_0$ (sendo f_0 frequência da fundamental do sistema elétrico) e tempo de duração $t_{w,per} = 100\mu s$. Finalmente, $v_{imp}(t) \sim \mathcal{N}(0, K_2 \sigma^2)$ representa o ruído impulsivo assíncrono, cujo intervalo de chegada é modelado como uma variável exponencial aleatória de média 100 ms e duração de $t_{w,imp} = 100\mu s$.

As constantes K_1 e K_2 são especificadas de acordo com a severidade do ruído desejada. Esse modelo é capaz de representar o pior cenário em PLC uma vez que o ruído impulsivo é branco e Gaussiano.

2.2 SISTEMAS UWB

Os sistemas UWB baseiam-se na transmissão de pulsos muito curtos no tempo que podem ser livres de portadoras e, por isso, operarem na banda base, simplificando seu processamento. Em aplicações sem fio, os pulsos UWB apresentam vantagens interessantes para radares e comunicação, dentre as quais destacam-se (OPPERMANN; IINATTI,

2004): i) baixa complexidade e baixo custo, ii) sinal resistente ao multi percurso e a ocorrência de *jamming*, iii) sinal semelhante a ruído e iv) baixo consumo de potência.

A baixa complexidade e o baixo custo dos sistemas UWB devem-se, essencialmente, ao fato de a transmissão do sinal ocorrer em banda base. Ao contrário dos sistemas convencionais de rádio, o transmissor UWB gera um pulso muito curto no domínio do tempo que é capaz de se propagar sem a necessidade de portadora. A inserção de portadora no sinal exige alguns processamentos adicionais no transmissor e a reversão desses processamentos requer osciladores no receptor. Como os sinais UWB se espalham pelo espectro de frequência, osciladores e controles complexos não são necessários, diminuindo a complexidade do sistema e, conseqüentemente, seu custo.

Devido a baixa densidade de energia e às características pseudo-randômicas do sinal transmitido, o sinal UWB se assemelha a ruído, o que dificulta sua detecção não intencionada. Apesar de existir divergências na literatura com relação ao fato de as transmissões UWB não causarem interferência significativa em sistemas de rádio existentes, este assunto é foco de diversas pesquisas atualmente (YANG; GIANNAKIS, 2004).

2.2.1 REGULAMENTAÇÃO PARA SISTEMAS UWB

Em 2002, os Estados Unidos iniciou as atividades de padronização e regulamentação da tecnologia UWB ao permitir a operação de dispositivos UWB em bandas compartilhadas e que não fossem de uso governamental. O documento elaborado pela FCC especifica padrões e restrições para três tipos de dispositivos UWB, incluindo os sistemas de imageamento, sistemas de radar veicular e os sistemas de comunicação e medição. Foi definido como sinal UWB (FCC, 2002) aquele que apresentar largura de banda maior do que 500 MHz, ou que apresentar $B_f \geq 0,2$, sendo que

$$B_f = \frac{B}{f_c}, \quad (2.8)$$

em que B_f é a largura de banda fracionada, $B := f_h - f_L$ representa a largura de banda do sinal transmitido e $f_c = (f_H + f_L)/2$ é a frequência central associada ao sinal transmitido. Em f_H e em f_L a amplitude do espectro de frequência do sinal é 10 dB abaixo do valor máximo desse espectro. De acordo com (FCC, 2002), sistemas UWB com $f_c > 2,5$ GHz têm que ter largura de banda de, no mínimo, 500 MHz, enquanto que sistemas com $f_c < 2,5$ têm que apresentar largura de banda fracionada superior a 0,20. Para comunicação, a FCC delimita a faixa do espectro de 3,1 a 10,6

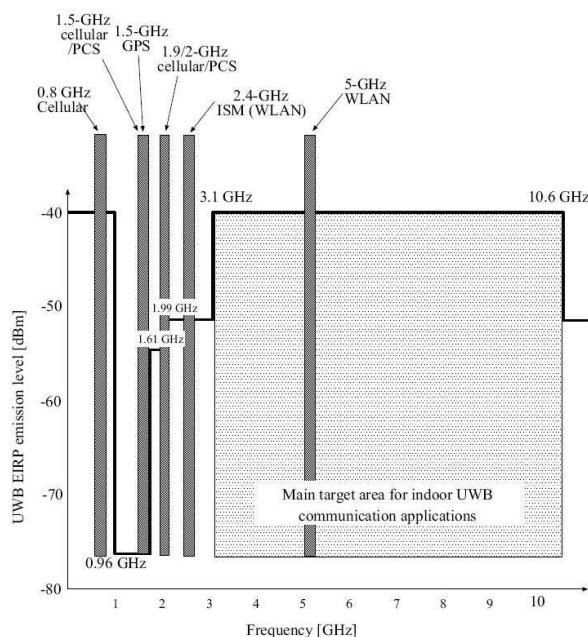


Figura 3: Limite de operação UWB estabelecido pela FCC e faixas de frequência ocupadas por outras tecnologias (GHAVAMI L; KOHNO, 2007).

GHz para aplicações em ambientes *indoor*. A Fig. 3 ilustra o limite de operação UWB estabelecido pela FCC, juntamente com as faixas de frequência ocupadas por outras tecnologias.

O grande interesse que os sistemas UWB despertaram, tanto na indústria, como na comunidade científica, impulsionou a regulamentação dessa tecnologia também na Europa. O Comitê de Espectro de Rádio da Comissão Europeia (*European Commission's (EC) Radio Spectrum Committee*) aprovou o uso de UWB em dezembro de 2006 (COMMISSION, 2006). Baseado nos estudos técnicos da Conferência Europeia de Administração dos Correios e das Telecomunicações (*European Conference of Postal and Telecommunications Administrations - CEPT*) e do Instituto Europeu de Padronização para Telecomunicações (*European Telecommunications Standards Institute - ETSI*), a EC identificou as bandas de frequência de 3,4 a 5 GHz e de 6 a 8,5 GHz (com potencial para se estender até 9 GHz) para uso pelos dispositivos UWB.

Em outras regiões do mundo, cada vez mais países estão estabelecendo padrões para facilitar o desenvolvimento de novos produtos UWB (XU; YANG, 2008). Por exemplo, no Japão, a máscara espectral foi aprovada em agosto de 2006 (AFFAIRS; (MIC), 2006). As máscaras de emissão dos Estados Unidos, da Europa e do Japão são mostradas na Fig. 4.

Desde o lançamento da regulamentação UWB pela FCC, duas propostas distintas

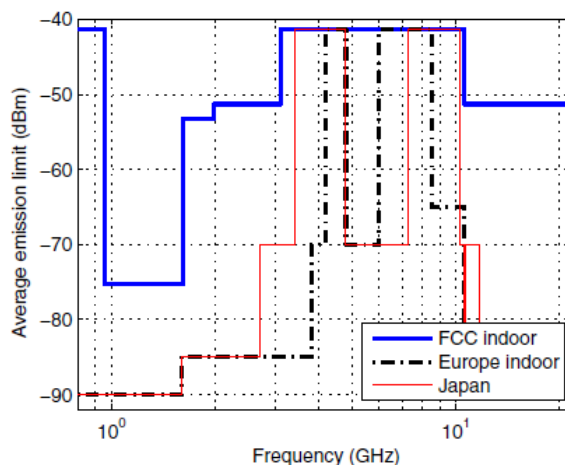


Figura 4: Limites de operação UWB nos Estados Unidos, na Europa e no Japão (XU; YANG, 2008).

para explorar o espectro se destacaram, sendo elas, DS (*direct sequence*)-UWB, baseada na transmissão de uma seqüência de pulsos de duração extremamente curta e MB-OFDM (*multi-band orthogonal frequency division multiplexing*), baseada na transmissão de vários símbolos OFDM através de várias subbandas cujas larguras de banda são superiores a 500 MHz.

A DS-UWB baseia-se na solução da XtremeSpectrum (adquirida pela Motorola em 2003) e estabelece WPANs com máxima taxa de transmissão de 1320 Mbps. O sistema proposto suporta operação em duas bandas diferentes: uma ocupando o espectro de 3,1 a 4,85 GHz (a banda inferior) e a outra ocupando de 6,2 a 9,7 GHz (a banda superior), conforme mostra a Fig. 5 (GHAVAMI L; KOHNO, 2007). O intervalo de 5 a 6 GHz não é explorado em função das WLANs (ver Fig. 3). Entre as vantagens dessa proposta destacam-se a baixa complexidade de implementação do sistema e as altas taxas de transmissão.

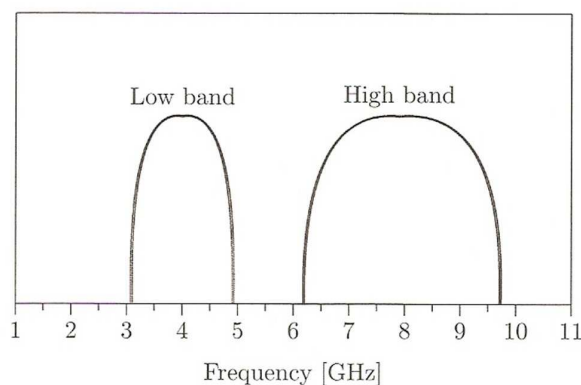


Figura 5: Definição das bandas da proposta DS-UWB (GHAVAMI L; KOHNO, 2007).

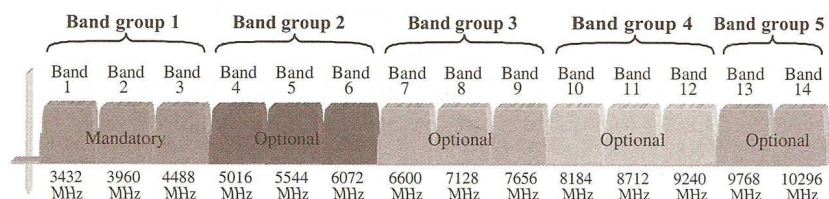


Figura 6: Definição das bandas da proposta MB-UWB (GHAVAMI L; KOHNO, 2007).

A MB-OFDM é apoiada pela *MultiBand OFDM Alliance* (MBOA, formada em 2003). Integrantes da MBOA incluem Alereon, Hewlett, Texas Instrumetns, Nokia, Panasonic, Samsung, etc. Essa proposta estabelece taxa de transmissão de até 480 Mbps. O espectro de 3,1 a 10,6 GHz é dividido em 14 subbandas, cada uma com 528 MHz de largura. As 14 subbandas são agrupadas em 5 grupos, conforme mostrado na Fig. 6. Como vantagens da proposta MB-OFDM, destaca-se a flexibilidade do espectro e controle de emissões fora da banda, possibilitando que essa solução seja adotada no mundo todo, uma vez que é possível adequar o formato do espectro através de controle de software.

Neste cenário, um grupo de trabalho do IEEE (*IEEE P802.15 Working Group*) iniciou suas atividades para tentar estabelecer um padrão para o uso de UWB em curta distância (até 10 metros) para aplicações em WPAN's. As soluções DS-UWB e MB-OFDM concorreram para ser aquela padronizada pelo IEEE.

As duas propostas não apresentam protocolos compatíveis e, uma vez que nenhum consenso foi alcançado, o grupo do IEEE foi desfeito e a padronização se tornou um impasse. As duas propostas estão caminhando paralelamente e a decisão por qual delas permanecerá foi deixada a cargo da evolução do mercado.

Para PLC, existem poucos trabalhos que seguem a proposta MB-OFDM, e muitos que seguem a DS-UWB, o que se deve ao fato de a faixa de frequência normalmente explorada pela rede elétrica variar de 0 a 200 MHz. Além dessas duas propostas, alguns trabalhos apenas exploram o conceito de sinal UWB e aplicam a definição de transmissão em banda ultra larga numa proposta chamada de UWB impulsivo (TONELLO; PALERMO, 2009), sendo esta a abordagem do presente trabalho.

2.2.2 PULSOS ADEQUADOS PARA SISTEMAS UWB

Para os sistemas UWB, variadas funções de base podem ser utilizadas, desde que respeitem todos os requisitos de regulamentação do espectro citadas anteriormente.

Formas de pulso que normalmente se adequam às máscaras espectrais de emissão estipuladas pelo órgãos reguladores são Gaussianas, Laplacianas, Rayleigh, cosseno levantado e pulsos Hermiteanos (BENEDETTO et al., 2006).

A forma do pulso é tão importante nos sinais UWB, que existem diversos trabalhos cujos objetivos estão relacionados ao projeto desse pulso. De fato, a modelagem do pulso é um meio prático e eficaz de se modificar a PSD do sinal transmitido com o objetivo de conformá-la com as restrições impostas (ver Fig. 4). Além disso, o projeto do pulso pode, quando bem realizado, proporcionar outras características vantajosas, como conferir ao pulso curta duração no tempo e garantir ortogonalidade entre um conjunto de sinais (SILVA, 2007).

Ainda, dada a máscara de limitação espectral inerente à regulamentação de cada país, surge o problema de projetar um pulso que tenha forma de onda limitada tanto na frequência como no tempo. Como achar um pulso otimizado que atenda a esses requisitos se tornou uma tarefa desafiadora.

Além das questões de regulamentação, já foi demonstrado que existe relação entre a banda ocupada pelo pulso UWB transmitido e o perfil de atenuação do canal de comunicação PLC (FERREIRA; RIBEIRO, 2010): as severas atenuações causadas pelo canal PLC com o aumento da frequência pioram o desempenho do sistema quando o pulso é projetado para ocupar toda a banda do canal. Isso significa que o formato do espectro do pulso UWB é de vital importância para o sucesso do sistema de comunicação.

Dada a importância da escolha do pulso UWB, a seguir são explicitadas duas formas de onda escolhidas para serem analisadas neste trabalho: a primeira derivada do pulso gaussiano e a raiz quadrada do cosseno levantado.

2.2.2.1 PRIMEIRA DERIVADA DO PULSO GAUSSIANO

Um conjunto de formas de onda é conhecido por gaussianas porque sua definição matemática se assemelha à função de Gauss. A função gaussiana de média zero é descrita pela Eq. (2.9), em que σ é o desvio padrão (GHAVAMI L; KOHNO, 2007).

$$G(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-x^2/2\sigma^2}. \quad (2.9)$$

A base das formas de onda gaussianas é o pulso Gaussiano representado por:

$$y_{g_0}(t) = K_0 e^{-(t/\gamma)^2}, \quad (2.10)$$

em que $-\infty < t < \infty$, γ é o fator de escalonamento temporal e K_0 é uma constante que varia de acordo com a energia E_0 do pulso. Outras formas de onda podem ser obtidas a partir do pulso gaussiano. O processo de filtragem age de maneira similar à derivação. Sendo assim, filtrando o pulso gaussiano, deriva-se um conjunto de formas de onda gaussianas. Portanto, a primeira derivada do pulso gaussiano (PDPG), conhecida como monociclo, apresenta a seguinte forma

$$y_{g_1}(t) = K_1 \frac{-2t}{\gamma^2} e^{-(t/\gamma)^2}, \quad (2.11)$$

em que $-\infty < t < \infty$, γ é o fator de escalonamento temporal e K_1 é uma constante. O ajuste de γ permite controlar a faixa de frequência ocupada pelo sinal. A primeira derivada do pulso gaussiano corta o zero apenas uma vez, a segunda derivada corta duas, e assim por diante: cada derivada adicional aumenta uma vez a passagem por zero. Além disso, se o valor de γ for fixado, a cada derivação adicional, a largura de banda fracionada diminui e a frequência de centro aumenta.

A representação no domínio da frequência das formas de onda gaussianas pode ser obtida através da transformação de Fourier. Sendo assim,

$$\begin{aligned} Y_{g_0}(f) &= F \{y_{g_0}(t)\} = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} K_0 e^{-(t/\gamma)^2} e^{-j2\pi ft} dt = \\ &= K_0 \gamma \sqrt{\pi} e^{-(\pi\gamma f)^2}. \end{aligned} \quad (2.12)$$

Desde que $y_{g_1}(t)$ é a primeira derivada de $y_{g_0}(t)$, sua transformação de Fourier pode ser facilmente obtida através da multiplicação de $Y_{g_0}(f)$ por $(K_1/K_0)(j2\pi f)$:

$$Y_{g_1}(f) = K_1 \gamma \sqrt{\pi} (j2\pi f) e^{-(\pi\gamma f)^2}. \quad (2.13)$$

A escolha do monociclo gaussiano como função de base UWB deve-se ao fato de este sinal apresentar menor taxa de erro de BER e melhor desempenho em canais com multi-percurso do que outros pulsos de acordo com (CHEN; KIAEI, 2002).

A Fig. 7 mostra a primeira derivada do pulso gaussiano nos domínios do tempo e da frequência.

Observando a Fig. 7(b), percebe-se que a resposta em frequência da primeira derivada do pulso gaussiano apresenta um nulo espectral em $f = 0$, o que é uma característica interessante uma vez que as baixas frequências dos pulsos UWB são filtradas por um acoplador antes da transmissão. Além disso, percebe-se que o espectro

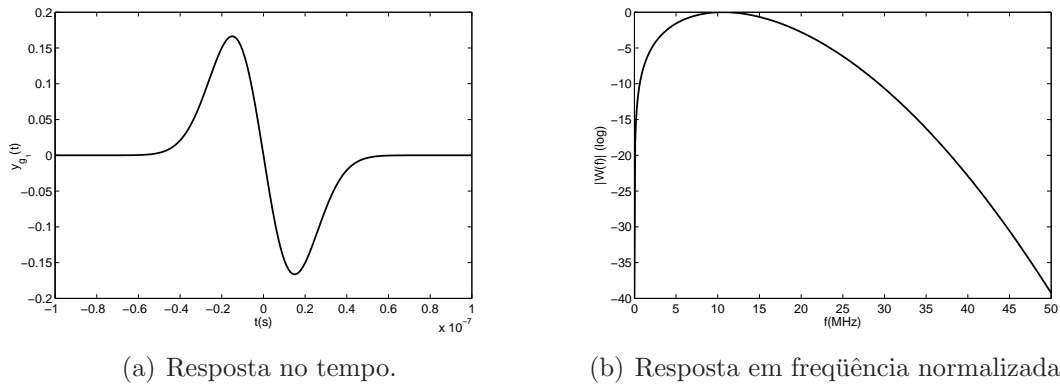


Figura 7: Representações da primeira derivada do pulso gaussiano, para $\gamma = 2.12 \times 10^{-8}$.

de $y_{g1}(t)$ decai com o aumento da frequência, assim como o canal PLC *outdoor* (ver Fig. 1(b)), o que nos permite inferir que a primeira derivada do pulso gaussiano pode ser adequada para a transmissão de dados através de canal PLC *outdoor*.

2.2.2.2 RAIZ QUADRADA DO COSSENO LEVANTADO

No projeto do filtro de recepção de um sistema de transmissão, normalmente deseja-se eliminar a interferência inter-simbólica (IIS) e diminuir o efeito do ruído sobre o sinal. É sabido que para se alcançar IIS nula, a convolução entre o filtro de transmissão e o de recepção deve atender ao critério de Nyquist. Além disso, com o intuito de se ter boa imunidade ao ruído, os filtros de transmissão e de recepção devem ser casados, o que acontece justamente quando o canal de comunicação é um impulso ($h(t) = \delta(t)$) e o sinal transmitido é a raiz quadrada do cosseno levantado (RQCL) (CIOFFI, 2010).

Sendo assim, em processamento de sinais, o filtro RQCL é frequentemente utilizado como filtro de transmissão e de recepção em sistemas de comunicação. O nome deste filtro é consequência do fato de sua resposta em frequência ser a raiz quadrada da resposta em frequência do filtro cosseno levantado.

Trabalhos encontrados na literatura (KIM et al., 2010) indicam que o pulso RQCL apresenta bons resultados quando comparada a outras formas de onda em sistemas *impulse-radio*(IR)-UWB, na presença de canal de comunicação multipercurso.

A equação que descreve a RQCL é dada por

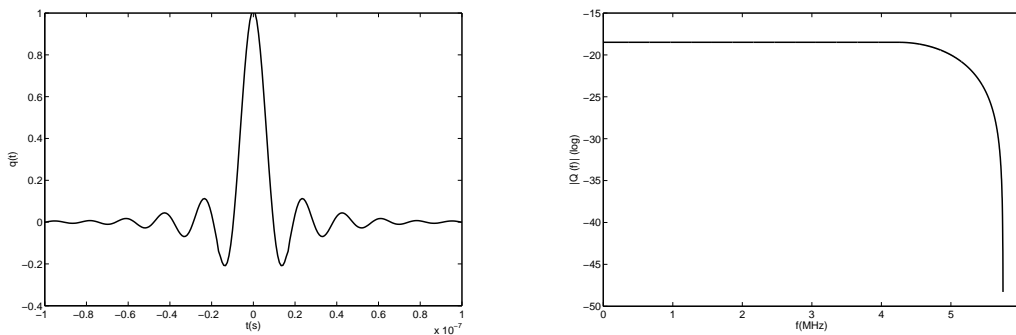
$$q(t) = \frac{4\beta}{\pi\sqrt{T}} \frac{\cos\left([1 + \beta] \frac{\pi t}{T}\right) + \frac{T \sin\left([1 - \beta] \frac{\pi t}{T}\right)}{4\beta t}}{1 - \left(\frac{4\beta t}{T}\right)^2} \quad (2.14)$$

em que $0 < \beta < 1$ é o fator de *roll-off* e é escolhido de acordo com a largura de banda

desejada. A resposta em frequência do filtro RQCL é

$$Q(\omega) = \begin{cases} \sqrt{T}, |\omega| \leq \frac{\pi}{T} (1 - \beta) \\ \sqrt{\frac{T}{2}} \left[1 - \sin \left(\frac{T}{2\beta} (|\omega| - \frac{\pi}{T}) \right) \right], \frac{\pi}{T} (1 - \beta) \leq |\omega| \leq \frac{\pi}{T} (1 + \beta) \\ 0, \frac{\pi}{T} (1 + \beta) \leq |\omega| \end{cases} \quad (2.15)$$

A Fig. 8 mostra a raiz quadrada do cosseno levantado nos domínios do tempo e da frequência, para $\beta = 0.15$.



(a) Resposta no tempo.

(b) Resposta em frequência normalizada.

Figura 8: Representações da raiz quadrada do cosseno levantado.

Na Fig. 7(b), nota-se que a resposta em frequência da RQCL apresenta um perfil de atenuação constante, ou seja, que não decai com o aumento da frequência até aproximadamente $B = 50$ MHz, para, a partir de então, decair abruptamente. Isso quer dizer que, se este sinal for transmitido pelo canal PLC *outdoor* da Fig. 1, muita informação é perdida pois o canal atua como um filtro passa baixa. Por outro lado, se a RQCL for transmitida pelo canal *indoor* da Fig. 2, apesar do nulo espectral que este canal apresenta em aproximadamente 18 MHz, o sinal é menos atenuado até chegar ao receptor. Essa linha de pensamento nos permite esperar que a RQCL apresentará bom desempenho no ambiente *indoor*, conforme melhor discutido posteriormente.

2.2.3 O SINAL UWB

Para definir um sinal UWB, é importante esclarecer a diferença entre os termos período de amostragem (T_s), período do pulso (T_p), período do frame (T_f) e período de guarda (T_g) em sistemas UWB.

O período T_s é o período de amostragem definido de acordo com o Teorema de Nyquist. Portanto, para um sinal UWB com banda limitada de B Hz, o período de amostragem é $T_s = 1/2B$.

O período T_p , por sua vez, é o período do pulso UWB, ou seja, ao tempo em que alguma informação está sendo transmitida através de uma forma de onda modulada. Já T_f , período do *frame*, é o tempo total do quadro UWB, $T_f > T_p$.

O conceito de T_g , período de guarda, está diretamente relacionado a T_f . Em sistemas de comunicação, a IIS pode degradar o desempenho do detector símbolo a símbolo, sendo que tal degradação tende a aumentar com a diminuição de T_f . Neste contexto, surge a necessidade de adicionar um período de guarda em cada símbolo para garantir que transmissões distintas não interfiram uma com as outras e, portanto, evitar o uso de equalizadores. O objetivo do período de guarda é introduzir imunidade aos atrasos de propagação e reflexão causados pela multipropagação do sinal através do canal de comunicação. Sendo assim, seja um pulso UWB, cujo período de pulso é T_p e um canal linear e invariante no tempo, cuja dispersão temporal é T_g . Para evitar a IIS, o período total de cada *frame* deve ser $T_f \geq T_p + T_g$. Neste trabalho, é adotado $T_f = T_p + T_g$, conforme o esquema da Fig. 9. Finalmente, T_f é o período do símbolo UWB.

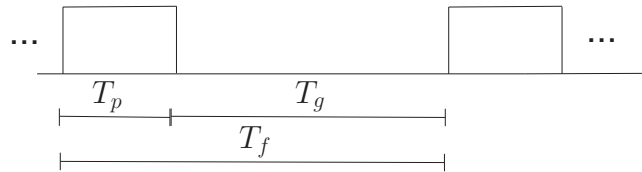


Figura 9: Formação do sinal UWB.

Definido o sinal UWB genérico, parte-se para o entendimento de como este sinal carrega alguma informação. Seja uma mensagem m_i , $i = 0, 1, \dots, M - 1$ a ser transmitida pelo canal de comunicação através de um pulso UWB. Cada mensagem m_i é, então, associada a um vetor $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^{N \times 1}$, definido por:

$$\mathbf{x}[k] \triangleq \begin{bmatrix} x_{k,1} \\ x_{k,2} \\ \vdots \\ x_{k,N} \end{bmatrix}, \quad (2.16)$$

em que N corresponde ao número de funções de base UWB utilizadas. A partir de $\mathbf{x}[k]$ é possível definir uma sequência de símbolos UWB, $s(t)$, como:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=1}^N \sqrt{E_s} x_{k,l} \psi_l(t - kT_f), \quad (2.17)$$

em que E_s representa a energia do pulso UWB, $x_{k,l}$ é o l -ésimo elemento de $\mathbf{x}[k]$ e $\psi_l(t)$

corresponde à l -ésima base ortonormal associada à modulação UWB (possíveis funções de base foram discutidas na Seção 2.2.2). Observe que cada símbolo é transmitido a cada T_f segundos, e o número de bits transmitidos é $b = \log_2(M)$ bits, o que corresponde a uma taxa de transmissão $R = b/T_f$ bits por segundo.

2.2.4 MODULAÇÕES PARA SISTEMAS UWB IMPULSIVOS

Em sistemas UWB, as modulações são basicamente divididas em dois grandes grupos: baseadas no tempo e baseadas na forma do pulso (GHAVAMI L; KOHNO, 2007). Neste trabalho esses dois grupos serão abordados uma vez que as modulações PPM (*pulse position modulation*), baseado no tempo, e PAM (*pulse amplitude modulation*), baseada na forma, são analisadas.

Optou-se por trabalhar com as modulações PPM e PAM pois, além de serem bastante encontradas na literatura (CONROY; LOCICERO; UCCI, 1999), (ZHANG; GULLIVER, 2004), (ZHANG; GULLIVER, 2003), ambas são M -árias, enquanto que outras como a *On Off Keying* (OOF) e a *Bi-Phase Modulation* (BPM) são apenas binárias.

A formulação geral de uma seqüência de sinais UWB dada pela Eq. (2.17) é capaz de representar qualquer modulação UWB, conforme será mostrado a seguir para as modulações M -PAM e M -PPM particularmente.

2.2.4.1 MODULAÇÃO UWB M -PPM

Nesta modulação, a posição do pulso UWB a ser transmitido varia de acordo com a informação por ele representada. Para o projeto de um sistema M -PPM, $N = M$, ou seja, o número de funções de base é igual ao número de mensagens distintas que o sistema transmite.

Escolhida uma forma de onda $\phi(t)$ como função de base para o pulso UWB, o conjunto de M funções de base é derivado a partir da inserção de atrasos temporais (δ_l) em $\phi(t)$. Assim sendo, $\psi_l(t) = \phi(t - \delta_l)$, $l = 1, 2, \dots, N$. Os valores de δ_l são proporcionais a um intervalo Δ e estão diretamente relacionados à função de autocorrelação ($\rho(t)$), que, para um sinal $x(t)$ qualquer, pode ser analiticamente definida como (PROAKIS, 1995):

$$\rho(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\varpi)x(t + \varpi)d\varpi, \quad (2.18)$$

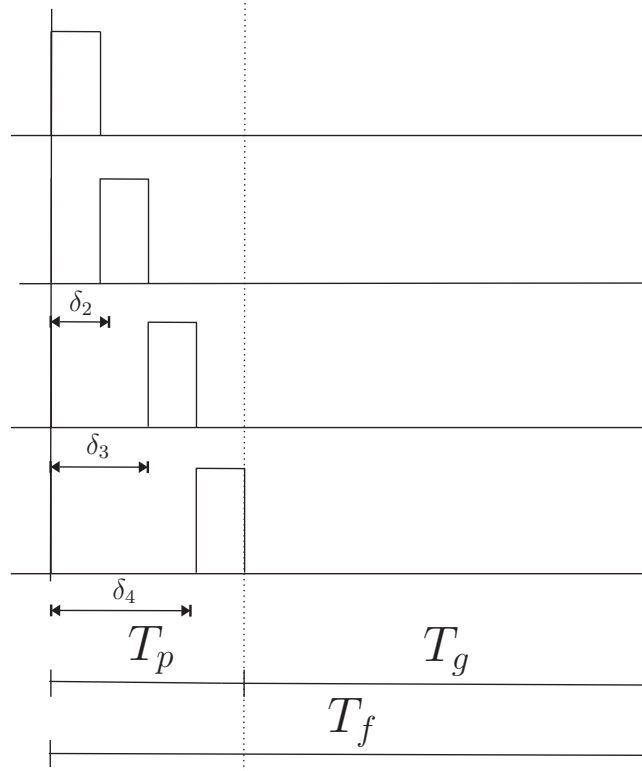


Figura 10: Formação do sinal UWB para 4-PPM.

O melhor desempenho teórico na presença de canal AWGN pode ser alcançado com pulsos ortogonais que não se sobreponham, especificamente, quando $\Delta > T_p$. No entanto, o desempenho ótimo que combina redução da BER e taxa de transmissão elevada é alcançado quando $\Delta < T_p$. Então, de acordo com (OPPERMANN; IINATTI, 2004), se desejamos implementar um conjunto de sinais PPM, o valor ótimo de Δ será aquele que satisfizer

$$\rho(\Delta) = \int_{-\infty}^{+\infty} \phi(\varpi)\phi(\Delta + \varpi)d\varpi = 0. \quad (2.19)$$

Finalmente, definido o valor de Δ , pode-se afirmar que δ_l é dado por $\delta_1 = 0 \times \Delta$, $\delta_2 = 1 \times \Delta$, $\delta_3 = 2 \times \Delta$, \dots , $\delta_l = (l - 1) \times \Delta$. Para melhor entendimento, a Fig. 10 ilustra a formação do sinal UWB para a modulação 4-PPM.

Retornando a formulação geral descrita pela Eq. (2.17), os elementos do vetor $\mathbf{x}[k]$ para a modulação M -PPM podem ser definidos da seguinte maneira:

$$\mathbf{x}[k] = \mathbf{\Pi}_i(l), \quad (2.20)$$

$$\text{em que } \mathbf{\Pi}_i(l) = \begin{cases} 1, l = i \\ 0, l \neq i \end{cases}, l = 1, 2, \dots, N.$$

Assim sendo, para o exemplo em que $M = 4$, os vetores $\mathbf{x}_i \in \mathbb{R}^{N \times 1}$ assumem as seguintes configurações: $\mathbf{x}[k] = [1 \ 0 \ 0 \ 0]^T$, $\mathbf{x}[k] = [0 \ 1 \ 0 \ 0]^T$, $\mathbf{x}[k] = [0 \ 0 \ 1 \ 0]^T$ ou $\mathbf{x}[k] = [0 \ 0 \ 0 \ 1]^T$.

2.2.4.2 MODULAÇÃO UWB M-PAM

Nesta modulação, a amplitude do pulso UWB a ser transmitido varia de acordo com a informação por ele representada. Para o projeto de um sistema M-PAM, $N = 1$, ou seja, apenas uma função de base é necessária para a representação das M mensagens distintas que o sistema é capaz de transmitir.

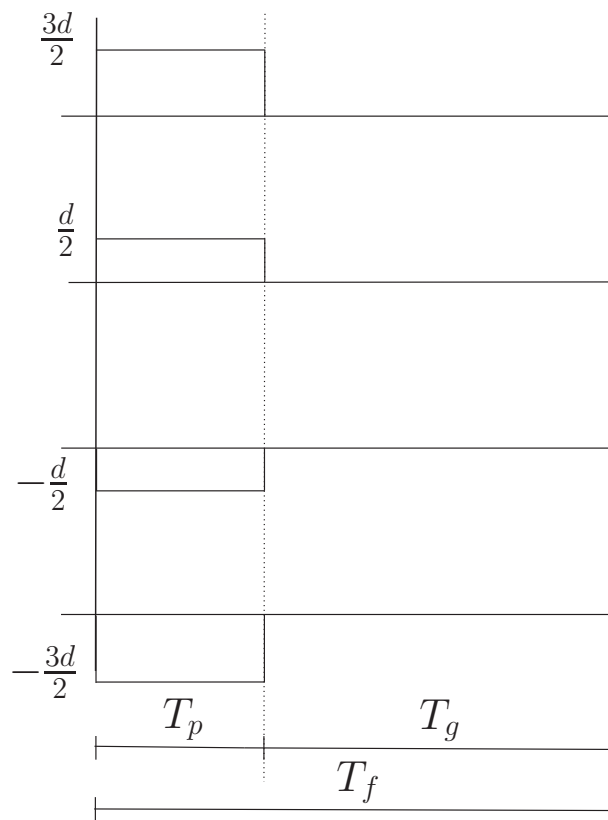


Figura 11: Formação do sinal UWB para 4-PAM.

Escolhida uma forma de onda $\phi(t)$ como função de base para o pulso UWB, $\psi(t) = \phi(t)$ e os sinais transmitidos são diferenciados a partir de $\mathbf{x}[k]$, que, neste caso específico, reduz-se a uma variável real, ou seja, $\mathbf{x}[k] \in \mathbb{R}$. Assim sendo,

$$\mathbf{x}[k] = x[k], \quad (2.21)$$

em que $x[k] \in \left\{ \pm \frac{d}{2}, \pm \frac{3d}{2}, \pm \frac{5d}{2}, \dots, \pm \frac{(M-1)d}{2} \right\}$ e o valor d é definido de acordo com a energia da constelação PAM. Portanto, para E_x sendo a energia média da constelação

M -PAM,

$$E_x = \frac{d^2}{12}[M^2 - 1]. \quad (2.22)$$

Lembrando que $b = \log_2(M)$, e realizando alguns cálculos:

$$d = \sqrt{\frac{12E_x}{4^b - 1}}. \quad (2.23)$$

Para melhor entendimento da modulação M -PAM, a Fig. 11 ilustra a formação dos diferentes sinais UWB quando $M = 4$. Conforme pode ser observado, neste caso específico, $x[k] = \frac{d}{2}$, $x[k] = -\frac{d}{2}$, $x[k] = \frac{3d}{2}$ ou $x[k] = \frac{-3d}{2}$.

2.3 SUMÁRIO

Neste capítulo foram discutidos aspectos relevantes relacionados às tecnologias PLC e UWB.

Em relação a PLC, foram abordados os modelos de ruídos aditivos, sendo eles AWGN e AIGN, além dos modelos de canais, que compreendem ambientes *indoor* e *outdoor*.

No que se refere à transmissão UWB, foram discutidos aspectos de regulamentação, com ênfase naquela estabelecida pelo órgão americano FCC. Além disso, foram discutidas as duas vertentes do uso de UWB, sendo elas a MB-OFDM e a DS-UWB. Os pulsos PDPG e RQCL, adequados para sistemas UWB foram descritos, bem como as modulações M -PAM e M -PPM.

No próximo capítulo, a formulação matemática da comunicação de dados baseada na transmissão UWB por canal PLC é apresentada. Além disso, as questões de investigação tratadas na presente contribuição são apresentadas.

3 FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

O capítulo anterior teve como objetivo expor as características relevantes da transmissão de dados via rede elétrica e da modulação por banda ultra larga. Já neste capítulo, busca-se formular matematicamente um sistema de transmissão de dados cujos sinais são pulsos de banda ultra larga e o meio de comunicação é a rede elétrica.

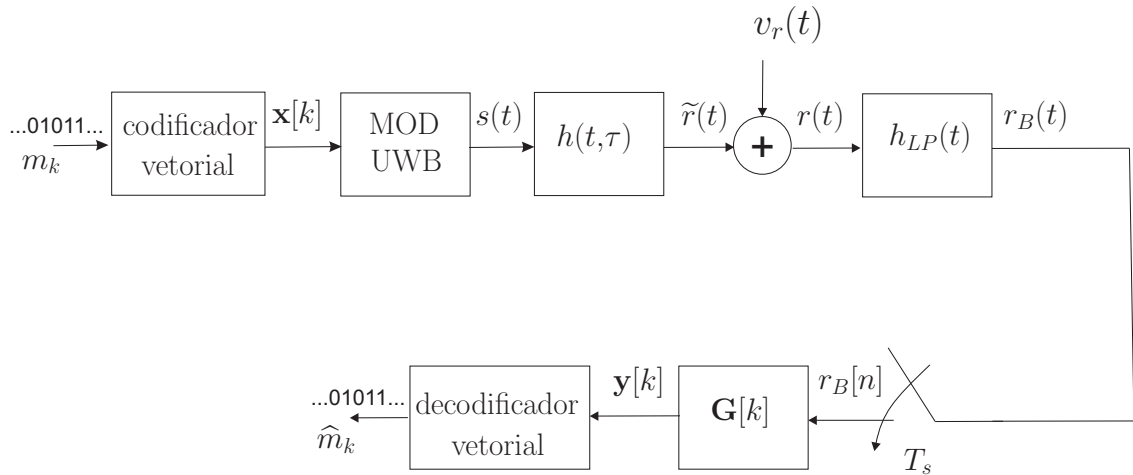


Figura 12: Diagrama de blocos do sistema UWB para aplicações PLC.

Portanto, seja um sistema UWB-PLC monousuário ilustrado pela Fig. 12. Nele, a k -ésima mensagem m que chega ao “codificador vetorial” é convertida em um ponto da constelação, o qual corresponde a um vetor real $\mathbf{x}[k]$. Cada mensagem possível é associada a um vetor símbolo $\mathbf{x}[k]$ distinto. O modulador UWB, “MOD UWB”, associa o vetor $\mathbf{x}[k]$ a uma forma de onda analógica $s_k(t)$, expressa por

$$s_k(t) = \sum_{l=1}^N \sqrt{E_s} x_{k,l} \psi_l(t - kT_f), \quad (3.1)$$

em que $t \in (kT_f, (k+1)T_f)$.

Definindo o vetor $\underline{\psi}(t)$ como

$$\underline{\psi}(t) = \begin{bmatrix} \psi_1(t) \\ \psi_2(t) \\ \vdots \\ \psi_N(t) \end{bmatrix}, \quad (3.2)$$

pode-se reescrever a Eq. (2.17) em função dos vetores $\mathbf{x}[k]$ e $\underline{\psi}(t)$:

$$s_k(t) = \mathbf{x}^T[k] \underline{\psi}(t - kT_f). \quad (3.3)$$

Logo, a seqüência de símbolos UWB transmitidos pelo canal de comunicação PLC pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_k(t) \quad (3.4)$$

$$= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=1}^N \sqrt{E_s} x_{k,l} \psi_l(t - kT_f) \quad (3.5)$$

$$= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \mathbf{x}^T[k] \underline{\psi}(t - kT_f).$$

A saída do canal PLC de comunicação corrompida pela presença de ruído aditivo é dada por

$$r(t) = \tilde{r}(t) + v_r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) s(\tau) d\tau + v_r(t), \quad (3.6)$$

em que $h(t, \tau)$ representa a resposta variante no tempo do canal PLC no instante t quando um impulso é aplicado no instante τ , $v_r(t)$ corresponde ao ruído aditivo, $\tilde{r}(t)$ é a saída do canal livre de ruído e $r(t)$ é a saída do canal PLC. Substituindo a Eq. (3.4) na Eq. (3.6) e sabendo que as operações de integração e de somatório são permutáveis, obtém-se

$$r(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{kT_f}^{(k+1)T_f} h(t, \tau) s_k(\tau) d\tau + v_r(t), \quad (3.7)$$

e, portanto

$$\tilde{r}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{kT_f}^{(k+1)T_f} h(t, \tau) s_k(\tau) d\tau. \quad (3.8)$$

Após a passagem pelo canal PLC e a adição de ruído, o sinal $r(t)$ passa por um filtro passa baixa ideal, $h_{LP}(t)$, cuja resposta em frequência $H_{LP}(f)$ é mostrada na Fig. 13. Este filtro é necessário para eliminar as componentes do sinal de frequência superior à frequência de corte, limitando a banda do sinal antes do processo de amostragem.

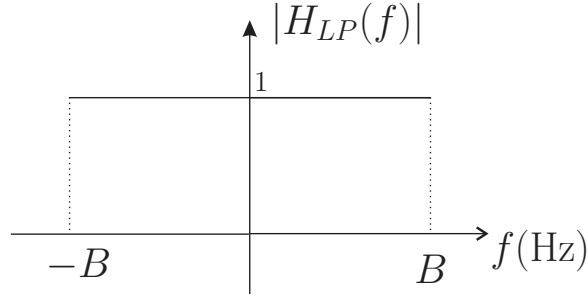


Figura 13: Espectro de amplitude do filtro passa-baixa ideal, $h_{LP}(t)$.

A saída do filtro passa-baixa, $r_B(t)$, é dada por:

$$\begin{aligned}
 r_B(t) &= r(t) * h_{LP}(t) \\
 &= [\tilde{r}(t) + v_r(t)] * h_{LP}(t) \\
 &= \tilde{r}(t) * h_{LP}(t) + v_r(t) * h_{LP}(t).
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

Substituindo a Eq. (3.7) na Eq. (3.9)

$$r_B(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \left(\sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{kT_f}^{(k+1)T_f} h(\alpha, \tau) s_k(\tau) d\tau \right) h_{LP}(t - \alpha) d\alpha + \int_{-\infty}^{\infty} v_r(\alpha) h_{LP}(t - \alpha) d\alpha. \tag{3.10}$$

Definindo $h_{eq}(t, \tau)$ como

$$h_{eq}(t, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\alpha, \tau) h_{LP}(t - \alpha) d\alpha, \tag{3.11}$$

resulta em

$$r_B(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left(\int_{kT_f}^{(k+1)T_f} h_{eq}(t, \tau) s_k(\tau) d\tau \right) + \int_{-\infty}^{\infty} v_r(\alpha) h_{LP}(t - \alpha) d\alpha. \tag{3.12}$$

Uma vez que $r_B(t)$ possui largura de banda limitada, ou seja, $f \in [0, B)$, é possível discretizá-lo. Logo, assumindo que o período de amostragem $T_s \geq \frac{1}{2B}$, tem-se

$$r_B[n] = r_B(t)|_{t=nT_s}, \tag{3.13}$$

e, logo,

$$\begin{aligned}
 h_{eq}[n, m] &= h_{eq}(t, \tau)|_{t=nT_s, \tau=mT_s, \alpha=lT_s} \\
 &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} h[l, m] h_{LP}[n - l].
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

A expressão representada pela Eq. (3.12) também pode ser discretizada:

$$r_B[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{m=kN_f}^{(k+1)N_f} h_{eq}[n,m] s_k[m] + \sum_{p=-\infty}^{\infty} v[p] h_{LP}[n-p], \quad (3.15)$$

em que define-se o número de amostras do *frame* como $N_f = \lfloor \frac{T_f}{T_s} \rfloor$, sendo que $\lfloor x \rfloor$, $x \in \mathbb{R}$, representa o operador *floor*, cuja definição é $\lfloor x \rfloor = \max \{m \in \mathbb{Z} \mid m \leq x\}$.

Seja a discretização da Eq. (3.1) dada por

$$\begin{aligned} s_k[n] &= \sum_{l=1}^N \sqrt{E_s} x_{k,l} \psi_l[n - kN_f] \\ &= \sqrt{E_s} \mathbf{x}^T[k] \underline{\psi}[n - kN_f], \quad n \in \{kN_f, \dots, (k+1)N_f\}, \end{aligned} \quad (3.16)$$

então o vetor

$$\mathbf{s}[k] = \begin{bmatrix} s(kN_f) & s(kN_f + 1) & \dots & s((k+1)N_f - 1) \end{bmatrix}^T$$

é constituído de N_f amostras do k -ésimo símbolo UWB.

Substituindo a Eq. (3.16) na Eq. (3.15), conclui-se que $\tilde{r}_B[n]$ pode ser explicitado pela seguinte expressão:

$$\begin{aligned} \tilde{r}_B[n] &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{m=kN_f}^{(k+1)N_f} h_{eq}[n,m] \sum_{l=1}^N \sqrt{E_s} x_{k,l} \psi_l[m - kN_f] \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=1}^N \sqrt{E_s} x_{k,l} h_{\psi_l}[n, m - kT_f], \end{aligned} \quad (3.17)$$

em que

$$h_{\psi_l}[n, m - kN_f] = \sum_{m=kN_f}^{(k+1)N_f} h_{eq}[n, m] \psi_l[m - kN_f]. \quad (3.18)$$

Assumindo que o canal PLC é invariante durante um período de *frame* (T_f), ou para N_f amostras, então

$$h_{\psi_l, k}[n] = h_{\psi_l, k}[n - kN_f] = \sum_{m=kN_f}^{(k+1)N_f} h_{eq, k}[n - m] \psi_l[m - kN_f], \quad (3.19)$$

ou, vetorialmente:

$$\mathbf{h}_{\psi}[k] = \begin{bmatrix} \sum_{l=1}^N h_{\psi_{k,l}}(kN_f) & \sum_{l=1}^N h_{\psi_{k,l}}(kN_f + 1) & \dots & \sum_{l=1}^N h_{\psi_{k,l}}((k+1)N_f - 1) \end{bmatrix}^T.$$

é a resposta ao pulso do canal PLC à função de base ψ_l . É interessante notar que a resposta ao pulso do sistema, desconsiderando a influência de qualquer fonte de ruído, corresponde à forma de onda ideal a ser utilizada na detecção do símbolo transmitido a partir da definição de filtro casado em presença de ruído branco. A relação sinal ruído (*signal to noise ratio* - SNR) na saída do filtro de detecção é maximizada quando este filtro é casado à forma de onda igual a resposta ao pulso (PROAKIS, 1995) e, portanto, a detecção do símbolo UWB é ótima no sentido de maximizar a SNR na entrada do receptor.

Conforme o diagrama de blocos da Fig. 12, $\mathbf{y}[k] = \mathbf{G}^T[k]\mathbf{r}[k]$, em que a matriz $\mathbf{G}[k] \in \mathbb{R}^{N_f \times N}$ representa um banco de filtros casados e $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^{N \times 1}$, definido por:

$$\mathbf{y}[k] \triangleq \begin{bmatrix} y_{k,1} \\ y_{k,2} \\ \vdots \\ y_{k,N} \end{bmatrix}, \quad (3.20)$$

em que N corresponde ao número de funções de base UWB utilizadas e $y_{k,l}$ corresponde ao l -ésimo elemento de $\mathbf{y}[k]$.

Seja o vetor $\mathbf{r}_B[k] \in \mathbb{R}^{N_f \times 1}$ definido por

$$\mathbf{r}_B[k] = \begin{bmatrix} r_B(kN_f) & r_B(kN_f + 1) & \dots & r_B((k+1)N_f - 1) \end{bmatrix}^T.$$

Assumindo que

$$\mathbf{G}[k] = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_1[k] & \mathbf{g}_2[k] & \dots & \mathbf{g}_N[k] \end{bmatrix}^T,$$

e

$$\mathbf{g}_l[k] = \begin{bmatrix} g_l(0) & g_l(1) & \dots & g_l(N_f - 1) \end{bmatrix}^T,$$

em que $l = 1, 2, \dots, N$ e $\mathbf{g}_l[k] \in \mathbb{R}^{N_f \times 1}$. Pode-se afirmar que $\mathbf{y}[k] \in \mathbb{R}^{N \times 1}$ corresponde a uma estimativa do vetor $\mathbf{x}[k]$, e, portanto, está associado a uma mensagem estimada \hat{m}_i , através do “decodificador vetorial”.

Finalizada a formulação matemática da transmissão UWB através de canal PLC, é possível trabalhar com seu equivalente discreto, cujo diagrama de blocos é ilustrado na Fig. 14. Neste diagrama, o vetor $\mathbf{x}[k]$ é modulado através do símbolo $s_k[n]$, que por sua vez é transmitido pelo canal equivalente representado por $h_{eq}(n,m)$, resultando em $\tilde{r}_k[n]$. Ruído, $v_k[n]$, é adicionado ao sinal $\tilde{r}_k[n]$, resultando em $r_k[n]$. Finalmente, é feita a detecção através do banco de filtros casados $\mathbf{G}[k]$ e chega-se a saída $\mathbf{y}[k]$.

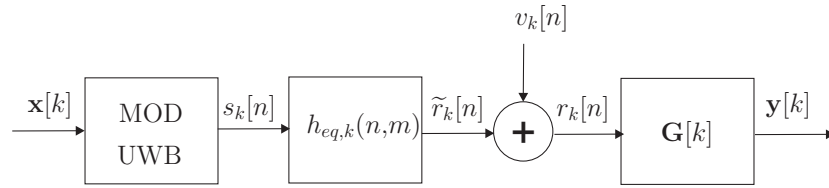


Figura 14: Diagrama de blocos do sistema simplificado.

3.1 QUESTÕES DE INVESTIGAÇÃO

A partir da formulação do problema realizada previamente e de todas as discussões expostas no Capítulo 2, é possível elaborar algumas questões a serem investigadas sobre aplicações da transmissão UWB em ambientes PLC.

Uma delas se refere ao próprio sinal UWB, que pode assumir diversas formas de onda. Neste contexto, os pulsos gaussiano e raiz quadrada do cosseno levantado são boas escolhas de funções de base de sistemas UWB em ambientes PLC? Qual é o melhor pulso UWB quando o canal de comunicação é *indoor*? E o quando canal é *outdoor*? Isso também nos leva a refletir se existe relação entre a forma de onda do pulso a ser transmitido, o perfil de atenuação do canal de comunicação e o desempenho do sistema. E, portanto, projetar o pulso de acordo com o perfil de atenuação do canal é uma idéia coerente?

Além disso, em geral, na constituição do símbolo UWB, nota-se que a inserção do período de guarda aumenta muito o período do símbolo UWB, o que faz com que o receptor tenha que processar muita informação para detectar o símbolo transmitido. Além de elevada quantidade de dados para processar, exige-se que o receptor de sinais UWB trabalhe numa taxa de amostragem muito alta devido, sobretudo, à larga banda utilizada para a transmissão de dados. Sendo assim, é interessante explorar esquemas de redução de complexidade do receptor para viabilizar sua implementação de baixo custo?

Ainda, analisando o sistema descrito e representado pela Fig. 14, nota-se que o banco de filtros casados, representado pela matriz $\mathbf{G}[k]$, pode ser substituído por qualquer soluções que desempenhem a mesma função de detecção do símbolo transmitido. Logo, algumas dúvidas aparecem: Qual a melhor solução para substituir o filtro casado quando a modulação é M -PAM? E quando é M -PPM? Como a detecção se comporta na ocorrência de ruído impulsivo?

Nos próximos capítulos são apresentadas e discutidas possíveis soluções e respostas

para estas questões de investigação.

3.2 SUMÁRIO

Neste capítulo, foi descrita matematicamente a transmissão UWB para canais PLC, através de equacionamento detalhado. Foram abordadas as etapas de modulação do sinal UWB, sua transmissão pelo canal PLC de comunicação e, finalmente, sua demodulação e detecção.

Além disso, dado o sistema UWB descrito, foram levantados diversos questionamentos relevantes à proposição da transmissão UWB em sistemas PLC, como a adequação da forma do pulso ao canal de comunicação e a escolha da melhor estrutura de filtro casado para a detecção com baixa complexidade computacional.

Com a tentativa de suprir as demandas apresentadas em relação à substituição do filtro casado por outras estruturas, o próximo capítulo apresenta e discute várias técnicas de detecção para a recepção de símbolos UWB.

4 SOLUÇÕES DE RECEPÇÃO UWB: ANÁLISES E PROPOSTAS

O conhecimento, *a priori*, da informação completa do estado do canal permite que o sistema seja projetado para alcançar elevado desempenho no que tange à taxa de transmissão de dados e probabilidade de símbolos corretamente detectados, porém, esta tarefa pode ser complexa se essa estimação for realizada no domínio do tempo (PROAKIS, 1995). No entanto, se for possível tornar desnecessária a estimação do canal e, ainda assim, conseguir um bom desempenho na recepção, então o custo computacional do receptor será reduzido e o sistema viável. Simplificar a recepção e realizá-la sem a estimação do canal são os principais objetivos dos diferentes métodos de recepção desenvolvidos neste capítulo.

Neste contexto, a Seção 4.1 descreve a dinâmica de comportamento de cada um dos diagramas de blocos que representam os esquemas de recepção de sinais UWB adotados neste trabalho, e a Seção 4.2 detalha as técnicas exploradas nos esquemas de recepção de sinais UWB em sistemas PLC.

4.1 ESQUEMAS PARA RECEPÇÃO DE SINAIS UWB EM SISTEMAS PLC

No capítulo anterior, foi definida a matriz $\mathbf{G}[k]$ como uma matriz de filtros casados para a detecção dos símbolos UWB transmitidos. No entanto, nota-se que tal matriz pode assumir qualquer estrutura, desde que, após sua atuação, seja possível realizar uma detecção símbolo a símbolo (*symbol by symbol* - SBS) e, conseqüentemente, obter a estimativa da mensagem enviada, \hat{m}_i , com uma baixa probabilidade de erro ou BER. Sendo assim, os diagramas de blocos das Figs. 15, 16, 17, 18 e 19 ilustram os diversos esquemas de detecção investigados neste trabalho.

4.1.1 ESQUEMA DE RECEPÇÃO A

Este esquema de recepção UWB é representado pelo diagrama de blocos A (DBA), Fig. 15, e corresponde a um esquema simples de detecção. Neste esquema, o sinal UWB, $r_k[n]$, que chega ao receptor passa por um processo de sincronização, fornecendo $r'_k[n]$. Em seguida, ele é processado por um filtro casado e, finalmente, por um detector SBS, resultando na mensagem estimada \hat{m}_i . Neste esquema, a própria forma de onda utilizada na transmissão é o filtro casado de recepção e, portanto, não carrega informação relacionada à distorção gerada no sinal pelo canal de comunicação. Além disso, note que não há equalização.

Os detalhes deste esquema de recepção são explicados na seção 4.2.1, quando é detalhada a técnica 1 de recepção.



Figura 15: Diagrama de blocos A.

Este esquema de recepção é o mais simples dentre os analisados neste trabalho, uma vez que não conta com esquemas de filtragem e o *template* do filtro casado é o próprio sinal de transmissão. Além disso, o receptor trabalha com uma taxa de amostragem muito elevada, pois o sinal UWB é processado sem antes passar por uma subamostragem.

4.1.2 ESQUEMA DE RECEPÇÃO B

O próximo diagrama de blocos, DBB, Fig. 16, ilustra um esquema de recepção UWB que adota o processamento de *downsampling* antes do filtro casado. Isso diminui a taxa de amostragem do sinal que chega ao receptor e, conseqüentemente, o custo computacional, ao permitir que o sistema opere numa taxa de amostragem menor. No entanto, na presença de AWGN, a subamostragem reduz a relação sinal ruído na saída do filtro casado por um fator $\frac{\|\mathbf{s}_0\|^2}{\mathbf{s}^2}$, sendo que \mathbf{s} e \mathbf{s}_0 representam o sinal antes e após a subamostragem, respectivamente.

Na subamostragem, $L - 1$ amostras são removidas da seqüência $\{r_k[n]\}$ a cada L amostras, sendo que L é o fator de *downsampling* e a matriz de *downsampling* $\mathbf{D} \in$

$\mathbb{R}^{N_f/L \times N_f}$ que realiza a operação de interpolação é descrita por

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

em que m é o linhas de \mathbf{D} , $m = 1, 2, \dots, N_f/L$, e na m -ésima linha o número de zeros à esquerda do número 1 corresponde a $(m-1)L$ zeros. Por exemplo, a última linha da matriz \mathbf{D} é dada por $\left[\underbrace{0 \dots 0}_{(N_f/L-1)\text{zeros}} \quad 1 \quad \underbrace{0 \dots 0}_{(L-1)\text{zeros}} \right]$.

O vetor que chega ao receptor é definido por

$$\mathbf{r}[k] = \left[r(kN_f) \quad r(kN_f + 1) \quad \dots \quad r((k+1)N_f - 1) \right]^T,$$

e vetor recebido subamostrado é definido como

$$\bar{\mathbf{r}}[k] = \left[r(kN_f) \quad r(kN_f + L) \quad r(kN_f + 2L) \quad \dots \quad r((k+1)N_f/L - 1) \right]^T,$$

em que $\mathbf{r}[k] \in \mathbb{R}^{N_f \times 1}$ e $\bar{\mathbf{r}}[k] \in \mathbb{R}^{N_f/L \times 1}$ é equivalente a decimação uniforme de $\mathbf{r}[k]$, ou seja, $\bar{\mathbf{r}}[k] = \mathbf{D}\mathbf{r}[k]$.

Neste esquema de recepção e nos que serão descritos a seguir, o projeto do filtro casado leva em consideração a ação do canal no sinal transmitido. Isso tem por objetivo fazer com que a forma do filtro casado se assemelhe ao sinal que chega ao receptor e, portanto, melhorar o desempenho do sistema.

Diversas técnicas de detecção analisadas neste trabalho seguem a dinâmica do DBB, sendo que cada uma delas apresenta uma maneira diferente de projetar o banco de filtros casados. As seções 4.2.2, 4.2.3, 4.2.4, 4.2.5 e 4.2.11, referentes às técnicas de detecção 2, 3, 4, 5 e 11, respectivamente, mostram com detalhes como o filtro casado foi estimado em cada caso particular.



Figura 16: Diagrama de blocos B.

Note que este esquema de recepção é um pouco mais complexo do que o esquema anterior, uma vez que agora a resposta do canal ao pulso é utilizada como *template* do

filtro casado. Além disso, este esquema possui um esquema de subamostragem, cujo objetivo é reduzir a taxa de processamento do receptor e, conseqüentemente, diminuir seu custo computacional.

4.1.3 ESQUEMA DE RECEPÇÃO C

O diagrama de blocos da Fig. 17, DBC, mostra o esquema de recepção em que o sinal $r[n]$ passa por um filtro passa baixa antes de sofrer o processo de *downsampling*. Portanto, pode-se dizer que

$$r_{FIR}[n] = r[n] * h_{FIR}[n], \quad (4.2)$$

em que $*$ é o símbolo da operação de convolução, $h_{FIR}[n]$ é um filtro FIR passa-baixa projetado a partir de N_{coef} coeficientes, cuja frequência de corte é $\omega_{c_{FIR}}$ rad/s e $r_{FIR}[n]$ corresponde ao sinal recebido com a banda limitada em $\omega_{c_{FIR}}$ rad/s. Os processos de *downsampling* e de filtragem foram realizados de acordo com a seguinte relação: $\omega_{c_{FIR}} = 2\pi f_c = 2\pi \frac{B}{L}$ rad/s, em que B é a banda ocupada pelo sinal UWB e L é o fator de subamostragem.

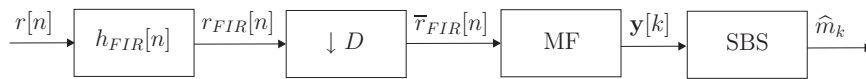


Figura 17: Diagrama de blocos C.

Sendo assim, definindo os vetores

$$\mathbf{r}_{FIR}[k] = \left[r_{FIR}(kN_f) \quad r_{FIR}(kN_f + 1) \quad \dots \quad r_{FIR}((k+1)N_f - 1) \right]^T$$

e

$$\bar{\mathbf{r}}_{FIR}[k] = \left[r_{FIR}(kN_f) \quad r_{FIR}(kN_f + L) \quad r_{FIR}(kN_f + 2L) \quad \dots \quad r_{FIR}((k+1)N_f/L - 1) \right]^T, \quad (4.3)$$

pode-se dizer que o esquema do DBC corresponde ao seguinte: o sinal UWB, representado pelo vetor $\mathbf{r}[k]$ chega ao receptor e passa por um processo de filtragem, resultando no vetor $\mathbf{r}_{FIR}[k]$. Este, por sua vez, tem seu número de amostras reduzido através do *downsampling*, fornecendo o vetor $\bar{\mathbf{r}}_{FIR}[k]$ ($\bar{\mathbf{r}}_{FIR}[k] = \mathbf{D}\mathbf{r}_{FIR}[k]$). Finalmente, $\bar{\mathbf{r}}_{FIR}[k]$ alimenta o filtro casado e, então, através da detecção SBS, obtém-se a \hat{m}_i .

O uso do filtro antes do *downsampling* tem por objetivo limitar a banda do sinal

e aumentar a SNR no receptor quando o perfil de atenuação do canal de comunicação apresenta a característica de desvanecimento com o aumento da frequência. Isso acontece pois, se o espectro de amplitude do canal decair com o aumento da frequência, o espectro do sinal que chega ao receptor é mais atenuado nas altas frequências. Sendo assim, como a PSD do ruído de fundo é aproximadamente constante ao longo do espectro, e considerando que o sinal UWB carrega informação menos atenuada nas frequências inferiores, conclui-se que filtrar a parte do sinal que é severamente atenuada pelo efeito do canal parece ser uma solução interessante para a obtenção do enriquecimento do sinal, ou seja, aumento da SNR e, conseqüentemente, da taxa de detecção no receptor.

As técnicas de detecção 6 e 11 propostas neste trabalho, Seções 4.2.6 e 4.2.11, seguem o esquema do DBC, sendo que cada uma delas apresenta uma maneira particular de projetar o filtro casado.

Pode-se afirmar que a complexidade computacional deste esquema é superior à dos demais descritos previamente. Isso pois, além de contar com um esquema de subamostragem e com a resposta do canal ao pulso como *template* do filtro casado, este esquema de recepção ainda apresenta um processo de filtragem do sinal que chega ao receptor. Espera-se que o aumento da complexidade deste esquema resulte em menores taxas de erro na recepção.

4.1.4 ESQUEMA DE RECEPÇÃO D

O diagrama de blocos da Fig. 18, DBD, ilustra um esquema de detecção baseado nos receptores descritos em (LAMARE; SAMPAIO-NETO, 2009). Este diagrama ilustra os receptores interpoladores lineares baseados nas funções de custo MMSE (*minimum mean square error*) e LS (*least squares*).

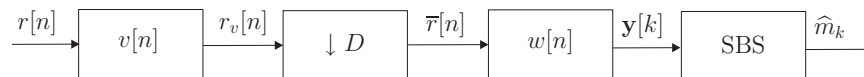


Figura 18: Diagrama de blocos D.

Nos receptores interpoladores lineares, o vetor recebido, $\mathbf{r}[k] \in \mathbb{R}^{N_f \times 1}$, é filtrado pelo filtro interpolador

$$\mathbf{v}[k] \in \mathbb{R}^{N_I \times 1}, \mathbf{v}[k] = \begin{bmatrix} v(kN_I) & v(kN_I + 1) & \dots & v((k + 1)N_I - 1) \end{bmatrix}^T,$$

fornecendo o vetor interpolado

$$\mathbf{r}_v[k] = \begin{bmatrix} r_v(kN_f) & r_v(kN_f + 1) & \dots & r_v((k+1)N_f - 1) \end{bmatrix}^T.$$

Matematicamente, $\mathbf{r}_v[k] = \mathbf{V}[k]\mathbf{r}[k]$, em que a matriz de convolução $\mathbf{V}[k]$ é dada por

$$\mathbf{V}[k] = \begin{bmatrix} v(kN_I) & \dots & v([k+1]N_I - 1) & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & v(kN_I) & \dots & v([k+1]N_I - 1) \end{bmatrix}. \quad (4.4)$$

A projeção de $\mathbf{r}_v[k]$ pela matriz \mathbf{D} resulta no vetor

$$\bar{\mathbf{r}}_v[k] = \begin{bmatrix} \bar{r}_v(kN_f) & \bar{r}_v(kN_f + L) & \bar{r}_v(kN_f + 2L) & \dots & \mathbf{r}_v((k+1)N_f/L - 1) \end{bmatrix}^T.$$

Daí, é computado o produto interno entre $\bar{\mathbf{r}}_v[k]$ e o filtro $\mathbf{w}[k] \in \mathbb{R}^{N_f/L \times 1}$,

$$\mathbf{w}[k] = \begin{bmatrix} w(kN_f/L) & w(kN_f/L + 1) & \dots & w((k+1)N_f/L - 1) \end{bmatrix}^T.$$

Finalmente, é obtida a estimação do símbolo desejado $\mathbf{y}[k]$. A estrutura da matriz de projeção \mathbf{D} determina o fator de interpolação L e já foi descrita previamente pela Eq. (4.1).

A estratégia que permite encontrar soluções para o interpolador e o receptor é expressar o símbolo estimado, $y[k] = \mathbf{w}^T[k]\bar{\mathbf{r}}_v[k]$, como função de $\mathbf{v}[k]$ e de $\mathbf{w}[k]$. De acordo com (LAMARE; SAMPAIO-NETO, 2009) essa relação é:

$$y[k] = \mathbf{v}^T[k]\mathfrak{R}[k]\mathbf{w}[k], \quad (4.5)$$

em que $\mathfrak{R}[k]$ é dado por:

$$\mathfrak{R}[k] = \begin{bmatrix} r(kN_f) & r(kN_f + L) & \dots & r((k+1)N_f - L) \\ r(kN_f + 1) & r(kN_f + L + 1) & \dots & r((k+1)N_f - L + 1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r(kN_f + N_I - 1) & r(kN_f + L + N_I) & \dots & r((k+1)N_f - L + N_I - 1) \end{bmatrix}. \quad (4.6)$$

Os detalhes dos cálculos de $\mathbf{w}[k]$ e $\mathbf{v}[k]$ são descritos nas Seções 4.2.7 e 4.2.8, referentes às técnicas 7 e 8, que se baseiam no DBD.

O esquema de recepção representado pelo DBD é uma evolução dos demais esque-

mas, uma vez que além subamostrar o sinal UWB que chega ao receptor com o intuito de reduzir a complexidade computacional do receptor, também adota um filtro FIR, dado por $\mathbf{w}[k]$, e um interpolador, representado por $\mathbf{v}[k]$. Note que o esquema DBD é mais complexo do que o anterior devido à presença do interpolador e espera-se que este diferencial responda com menores taxas de erro na recepção.

4.1.5 ESQUEMA DE RECEPÇÃO E

O diagrama de blocos da Fig. 19, DBE, também ilustra um esquema de recepção baseado em receptores descritos em (LAMARE; SAMPAIO-NETO, 2009). Este diagrama ilustra os algoritmos adaptativos baseados na minimização das funções de custo MMSE, MSE e LS. Em (LAMARE; SAMPAIO-NETO, 2009), são propostos receptores baseados em filtros adaptativos para aplicações em DS-CDMA e, aqui, esses receptores foram adaptados para aplicações UWB em canais PLC. Apesar dessa diferença de aplicação, o objetivo é o mesmo: reduzir o custo computacional do sistema, através do uso de filtros adaptativos de convergência rápida e de baixa carga computacional. De fato, os filtros lineares adaptativos interpoladores propostos são muito mais simples do que técnicas de reduzir o *rank* através da decomposição em autovetores em termos de complexidade computacional.

Na Fig. 19, as partes do diagrama de blocos ligadas por linhas tracejadas entraram em funcionamento apenas durante o treinamento do algoritmo, ou seja, enquanto os N_{treino} símbolos estavam sendo transmitidos. Isso caracterizou um treinamento *off-line*. A vantagem deste esquema em relação ao ilustrado pela Fig. 18 está no fato de, na ocorrência de ruído impulsivo no início do treinamento, o algoritmo ter a possibilidade de voltar a convergir e atingir uma melhor estimativa dos filtros $w[n]$ e $v[n]$. No esquema anterior, por não ser adaptativo, os filtros estimados após o treinamento carregam influência de ruído impulsivo independente do momento da ocorrência do mesmo. Outra vantagem é que, dependendo da curva de convergência do algoritmo, o número de símbolos necessários para o treinamento pode ser reduzido.

A diferença entre DBD e DBE também reside no fato de DBE contar com um algoritmo adaptativo. Na Fig. 19, $\xi[k]$ é o erro instantâneo, sendo $\xi[k] = y[k] - x[k]$, em que $y[k]$ é a saída do receptor e $x[k]$ é o símbolo desejado.

As Seções 4.2.9, 4.2.10, 4.2.12, 4.2.13, 4.2.14 e 4.2.15 trazem técnicas de detecção 9, 10, 12, 13, 14 e 15, respectivamente, baseadas nesse DBE e, portanto, descrevem com detalhes os algoritmos adaptativos de obtenção dos filtros $\mathbf{w}[k]$ e $\mathbf{v}[k]$. É importante

ressaltar que as técnicas 9 e 10 foram derivadas em (LAMARE; SAMPAIO-NETO, 2009), enquanto que as demais são introduzidas nesta dissertação.

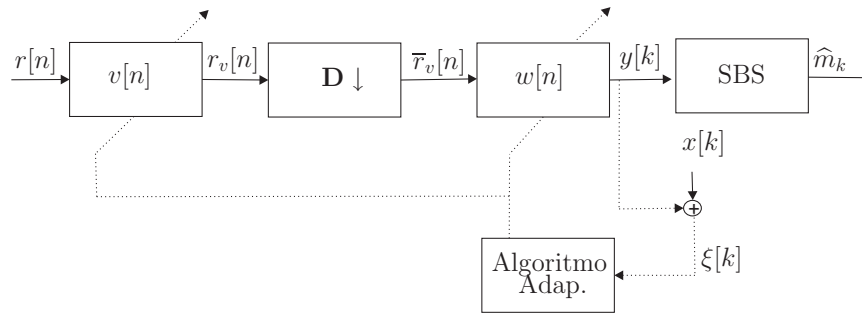


Figura 19: Diagrama de blocos E.

4.2 TÉCNICAS DE DETECÇÃO DE SINAIS UWB EM SISTEMAS PLC

Descritos os diagramas de blocos que representam esquematicamente as técnicas para recepção analisadas neste trabalho, a seguir são detalhadas as dinâmicas de cada técnica separadamente.

4.2.1 TÉCNICA 1: FILTRO DE DETECÇÃO CASADO AO PULSO UWB

Nesta primeira técnica, cujo esquema de recepção é representado pelo DBA, Fig. 15, o próprio pulso UWB de transmissão normalizado foi considerado como o filtro casado, lembrando que o k -ésimo sinal UWB de transmissão é dado por

$$s_k[n] = \sqrt{E_s} \mathbf{x}^T[k] \underline{\psi}[n - kN_f], \quad (4.7)$$

em que $N_f = N_p + N_c$. No entanto, é importante ressaltar que este pulso de transmissão só carrega informação em N_p amostras (as demais $N_f - N_p$ são amostras de guarda, desprovidas de informação útil e, portanto, desconsideradas pelo receptor). Portanto, podemos reescrever a Eq. (4.7) como

$$s_k[n] = \sqrt{E_s} \mathbf{x}^T[k] \underline{\psi}[n - kN_p]. \quad (4.8)$$

Já o sinal que chega ao receptor carrega informação em N_f amostras devido ao efeito do canal. Sendo assim, são escolhidas apenas N_p amostras do sinal que chega ao receptor para serem processadas pelo filtro casado. A sincronização das N_p amostras a

serem utilizadas na detecção é realizada a partir da correlação de um sinal transmitido $s_k[n]$ com um sinal recebido $r_k[n]$, expressa por

$$\Delta = \arg \max \left\{ \sum_{\zeta=0}^{N_p-1} r_k[\zeta] s_k[n - \zeta] \right\}, \quad (4.9)$$

em que $n \in 0, 1, 2, \dots, N_f - 1$. Sendo assim, para a detecção adota-se $r'[n]$, vetorialmente dado por

$$\mathbf{r}'[k] = \left[r(kN_f + \Delta) \quad r(kN_f + \Delta + 1) \quad \dots \quad r(kN_f + \Delta + N_p - 1) \right]^T.$$

Uma vez que a maneira de se formar símbolos diferentes a serem enviados pelo canal de comunicação está diretamente relacionada ao tipo de modulação adotada, as modulações estudadas neste trabalho, M -PAM e M -PPM, trazem algumas particularidades na hora da detecção por filtro casado.

Neste contexto, pode-se dizer que o filtro casado para M -PAM é dado por $\mathbf{G}[k] = E\{\mathbf{s}_i[k]\}$, em que $E\{\cdot\}$ representa o operador esperança e $i = 0, 1, \dots, M - 1$ denota as mensagens possíveis de terem sido transmitidas. Observa-se que, sendo a energia da constelação M -PAM unitária, a esperança dos M símbolos resulta em um *template* de energia também unitária, ou seja, $\mathbf{G}[k] = E\{\psi(t - kT_p)\}$.

Para a modulação M -PPM, são necessários M *templates* diferentes para o filtro casado e cada um deles é definido por $\mathbf{g}_l[k] = \mathbf{s}_i[k]$, em que $\mathbf{g}_l[k]$ é o l -ésimo vetor coluna da matriz $\mathbf{G}[k]$, $l = 1, 2, \dots, N$ e $\mathbf{s}_i[k]$ é o sinal que carrega o i -ésimo tipo de mensagem, sendo $i = l - 1$. Percebe-se que, se cada símbolo transmitido for definido com energia unitária, cada um dos M *templates* da matriz de filtros casado também tem energia unitária, ou seja, $\mathbf{g}_l[k] = E\{\psi_l(t - kT_p)\}$. Note que, para M -PPM, o receptor precisa saber *a priori* qual símbolo PPM foi transmitido para projetar separadamente cada um dos M filtros casados.

4.2.2 TÉCNICA 2: FILTRO DE DETECÇÃO CASADO À RESPOSTA AO PULSO IDEAL

Nesta técnica, representada pelo esquema DBB, Fig. 16, considera-se que a média da resposta do canal PLC ao pulso UWB é conhecida, o que corresponderia a calculá-la a partir de infinitas realizações.

Novamente, é necessário considerar as diferenças entre as modulações M -PAM e M -PPM para definir o filtro casado. Logo, para M -PAM, o filtro casado é projetado

como $\mathbf{G}[k] = E\{\tilde{\mathbf{r}}_i[k]\}$, em que $i = 0, 1, \dots, M - 1$ e $\tilde{\mathbf{r}}_i[k]$ corresponde a um símbolo PAM livre de ruído e sub-amostrado de um fator L . Pode-se reescrever o filtro casado da seguinte forma: $\mathbf{G}[k] = E\{\mathbf{h}_{\psi_i}[k]\}$, em que $\mathbf{h}_{\psi_i}[k]$ é a resposta ao pulso ideal do canal de comunicação livre de ruído.

Já para M -PPM, os M filtros casados necessários para a detecção são dados por $\mathbf{g}_l[k] = \tilde{\mathbf{r}}_i[k]$, em que $\mathbf{g}_l[k]$ é o l -ésimo vetor coluna da matriz $\mathbf{G}[k]$, $l = 1, 2, \dots, N$, $i = l - 1$ e $\tilde{\mathbf{r}}_i[k]$ corresponde à resposta do canal PLC ao i -ésimo pulso UWB livre de ruído e sub-amostrado por um fator L . Pode-se reescrever os filtros casados da seguinte forma: $\mathbf{g}_l[k] = E\{\mathbf{h}_{\psi_l}[k]\}$, $l = 1, 2, \dots, N$.

4.2.3 TÉCNICA 3: FILTRO DE DETECÇÃO CASADO À RESPOSTA AO PULSO ESTIMADA

Neste caso, também representado pelo diagrama de blocos DBB, Fig. 16, o *template* do filtro casado é a resposta ao pulso do sistema calculada a partir de um número finito de realizações. Para o treinamento e projeto de cada filtro casado são transmitidos N_{treino} pulsos pelo canal de comunicação e o operador esperança é aplicado a fim de se chegar à média da resposta ao pulso do sistema.

Quando o canal PLC é variante no tempo, devido ao fato desta variação ser considerada lenta e se limitar em torno de valores médio, o uso da média da resposta ao pulso do sistema parece ser uma suposição sensata e que tem o potencial de atingir um bom desempenho no sistema UWB-PLC.

Neste contexto, assim como na técnica anterior, para M -PAM, o filtro casado é projetado como $\mathbf{G}[k] = E\{\bar{\mathbf{r}}_i[k]\}$, em que $i = 0, 1, \dots, M - 1$ e $\bar{\mathbf{r}}_i[k]$ corresponde ao símbolo PAM sub-amostrado de um fator L . Aplicar o operador esperança em N_{treino} realizações de $\bar{\mathbf{r}}_i[k]$ resulta na aproximação da média das M respostas ao pulso ideais do sistema, ou seja, $\mathbf{G}[k] = E\{\mathbf{h}_{\psi_i}[k] + \mathbf{v}[k]\}$, em que $\mathbf{v}[k]$ é o ruído aditivo. Quando o ruído é tem média zero, $\lim_{k \rightarrow \infty} E\{\mathbf{v}[k]\} \rightarrow 0$, logo, quanto maior N_{treino} , mais o *template* se aproxima da resposta ideal do canal ao pulso UWB.

Já para M -PPM, os M filtros casados necessários para a detecção são dados por $\mathbf{g}_l[k] = E\{\bar{\mathbf{r}}_i[k]\}$, em que $\mathbf{g}_l[k]$ é o l -ésimo vetor coluna de $\mathbf{G}[k]$, $l = 1, 2, \dots, N$, $i = l - 1$ e $\bar{\mathbf{r}}_i[k]$ corresponde à resposta ao canal PLC do i -ésimo pulso UWB livre de ruído e sub-amostrado de um fator L . Aplicar o operador esperança em N_{treino} realizações de cada símbolo distinto transmitido, $\bar{\mathbf{r}}_i[k]$, tem como resultado as M aproximações das respostas ideais do canal ao pulso UWB, ou seja, $\mathbf{g}_l[k] = E\{\mathbf{h}_{\psi_l}[k] + \mathbf{v}[k]\}$, $l =$

1, 2, \dots, N.

4.2.4 TÉCNICA 4: FILTRO DE DETECÇÃO BASEADO EM VETORES SINGULARES

Uma ferramenta fundamental para aplicação de *reduced-rank* em estimações e filtrações é a decomposição em valores singulares (*singular value decomposition* - SVD) (CHEN, 1999). Certamente, a maioria, se não todas as técnicas de redução do *rank* podem ser expressas em termos de SVD, ou suas respectivas decomposição de valores singulares e decomposições de sub-espacos (HUA; NIKPOUR; STOICA, 2001).

A detecção através dos vetores singulares da matriz de autocorrelação do sinal recebido é representada pelo DBB, Fig. 16. A técnica 4, então, é definida da seguinte forma:

Seja a matriz de covariância do vetor $\bar{\mathbf{r}}[k]$ dada por

$$\mathbf{C}_{\bar{\mathbf{r}}\bar{\mathbf{r}}} = E \{ \bar{\mathbf{r}}[k] \bar{\mathbf{r}}[k]^H \}, \quad (4.10)$$

em que H é o operador Hermitiano e $\mathbf{C}_{\bar{\mathbf{r}}\bar{\mathbf{r}}} \in \mathbb{R}^{N_f/L \times N_f/L}$.

Fazendo a decomposição em SVD de $\mathbf{C}_{\bar{\mathbf{r}}\bar{\mathbf{r}}}$, chega-se a:

$$SVD(\mathbf{C}_{\bar{\mathbf{r}}\bar{\mathbf{r}}}) = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{Q}^H, \quad (4.11)$$

em que a diagonal de $\mathbf{\Sigma} \in \mathbb{R}^{N_f/L \times N_f/L}$ contém o valores singulares de $\mathbf{C}_{\bar{\mathbf{r}}\bar{\mathbf{r}}}$ ($\mathbf{\Sigma} = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{N_f/L}\}$), as colunas de $\mathbf{U} \in \mathbb{R}^{N_f/L \times N_f/L}$ e $\mathbf{Q} \in \mathbb{R}^{N_f/L \times N_f/L}$ são denominadas, respectivamente, vetores singulares a esquerda e a direita de $\mathbf{C}_{\bar{\mathbf{r}}\bar{\mathbf{r}}}$. Ainda, $\mathbf{U}^H \mathbf{U} = \mathbf{U} \mathbf{U}^H = \mathbf{I}$ e $\mathbf{Q}^H \mathbf{Q} = \mathbf{Q} \mathbf{Q}^H = \mathbf{I}$.

Define-se $\mathbf{S}_q = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_1[k] & \mathbf{q}_2[k] & \dots & \mathbf{q}_N[k] \end{bmatrix}$, $\mathbf{S}_q \in \mathbb{R}^{N_f/L \times N}$, como a matriz composta pelos N vetores colunas da matriz \mathbf{Q} e associados aos maiores valores singulares. É interessante notar que N corresponde justamente ao número de funções de base que compõe o sinal UWB, indicando que o número de valores singulares representativos é o mesmo que o número de *templates* usados na modulação UWB.

Definidos os conceitos gerais, seguimos para as particularidades de cada modulação. Como $N = 1$ para M -PAM, $\mathbf{S}_q = [\mathbf{q}_1]$ e define-se o filtro casado por $\mathbf{G}[k] = E\{\mathbf{q}_1[k]/\sqrt{\lambda_1[k]}\}$, em que o operador esperança é aplicado sobre N_{treino} símbolos transmitidos, $\lambda_1[k]$ é o valor singular associado a $\mathbf{q}_1[k]$ e a divisão por $\sqrt{\lambda_1[k]}$ tem por objetivo corrigir a norma do filtro casado obtido através de SVD.

Para M -PPM, os M filtros casados são dados por $\mathbf{g}_l[k] = E\{\mathbf{q}_i[k]/\sqrt{\lambda_i[k]}\}$, em que $\mathbf{g}_l[k]$ é o l -ésimo vetor coluna de $\mathbf{G}[k]$, $l = 1, 2, \dots, N$, $i = l - 1$, $\lambda_i[k]$ é o valor singular associado a $\mathbf{q}_i[k]$ e a divisão por $\sqrt{\lambda_i[k]}$ tem por objetivo corrigir a norma dos filtros casados obtidos através de SVD.

4.2.5 TÉCNICA 5: FILTRO DE DETECÇÃO CASADO BASEADO NO RANK REDUZIDO

Nesta técnica, também representada pelo esquema DBB, Fig. 16, são utilizados os conceitos de decomposição em SVD explicitados na Seção 4.2.4.

O sinal que chega ao receptor é subamostrado e, em seguida, multiplicado pela matriz \mathbf{S}_q , previamente definida, resultando em

$$\mathbf{z}_i[k] = \mathbf{S}_q^T \bar{\mathbf{r}}_i[k], \quad (4.12)$$

sendo $\mathbf{z}_i[k] \in \mathbb{R}^{N \times 1}$.

Como durante o treinamento os símbolos são conhecidos *a priori*, pode-se dizer que a i -ésima mensagem transmitida presente em $\bar{\mathbf{r}}_i[k]$ resulta no i -ésimo sinal $\mathbf{z}_i[k]$.

Neste método em particular, M filtros casados são estimados para a demodulação M -PAM, sendo definidos como $\mathbf{g}_l[k] = E\{\mathbf{z}_i[k]\}$, $l = 1, 2, \dots, M$, $i = l - 1$ e $\mathbf{g}_l[k] \in \mathbb{R}^{1 \times 1}$.

Para M -PPM os M filtros são obtidos através de $\mathbf{g}_l[k] = E\{\mathbf{z}_i[k]\}$, em que $\mathbf{g}_l[k] \in \mathbb{R}^{1 \times N}$ é o l -ésimo vetor coluna de $\mathbf{G}[k]$, $l = 1, 2, \dots, N$ e $i = l - 1$.

Sendo assim, para que a detecção seja coerente com o projeto do filtro casado, todo sinal que chega ao receptor, após passar pelo processo de *downsampling*, é multiplicado por \mathbf{S}_q . É interessante notar que, quanto maior o número de funções de base utilizadas na construção do sinal transmitido, ou seja, quanto maior o valor de N , maior a ordem do filtro casado.

4.2.6 TÉCNICA 6: FILTRO DE DETECÇÃO CASADO À RESPOSTA AO PULSO FILTRADA POR UM FIR

Conforme representação do DBC, da Fig. 17, nesta técnica considera-se que o vetor $\mathbf{r}[k]$, ao chegar ao receptor, é filtrado antes de ser submetido ao processo de *downsampling*. Note que, esta técnica é muito semelhante à técnica 3, sendo a presença do filtro FIR a característica diferenciadora.

De acordo com a explicação citada anteriormente na subseção 4.1.3, o filtro FIR passa-baixa foi projetado para apresentar frequência de corte $\omega_{c_{FIR}}$ diretamente relacionada ao fator de *downsampling*, L .

Logo, para a modulação M -PAM o filtro casado é expresso por $\mathbf{G}[k] = E\{\bar{\mathbf{r}}_{FIR}[k]\}$. Isso corresponde a aproximação da resposta ao pulso do sistema convoluída por um filtro FIR, ou seja $\mathbf{G}[k] = E\{\mathbf{h}_{\psi_{l_{FIR}}}[k] + \mathbf{v}[k]\}$, em que $\mathbf{h}_{\psi_{l_{FIR}}}[k]$ é a representação vetorial de $h_{\psi_{l_{FIR}}}[n] = h_{FIR}[n] * h_{\psi_l}[n]$ e o vetor $\mathbf{v}[k]$ é o ruído aditivo. Quando o ruído tem média zero, $\lim_{k \rightarrow \infty} E\{\mathbf{v}[k]\} \rightarrow 0$, logo, quanto maior N_{treino} , mais o filtro casado se aproxima da resposta ideal e filtrada do canal ao pulso UWB por um filtro FIR.

Já para M -PPM, os M filtros casados necessários para a detecção são dados por $\mathbf{g}_l[k] = E\{\bar{\mathbf{r}}_{FIR_i}[k]\}$, em que $\mathbf{g}_l[k]$ é o l -ésimo vetor coluna de $\mathbf{G}[k]$, $l = 1, 2, \dots, N$, $i = l - 1$ e $\bar{\mathbf{r}}_{FIR_i}[k]$ corresponde à resposta ao canal PLC do i -ésimo pulso UWB filtrada pela filtro FIR e sub-amostrada de um fator L . Aplicar o operador esperança em N_{treino} realizações de cada símbolo distinto transmitido $\bar{\mathbf{r}}_{FIR_i}[k]$ tem como resultado as M aproximações das respostas ao pulso ideais do sistema, ou seja, $\mathbf{g}_l[k] = E\{\mathbf{h}_{\psi_{l_{FIR}}}[k] + \mathbf{v}[k]\}$, em que $\mathbf{h}_{\psi_{l_{FIR}}}[k]$ é representação vetorial de $h_{\psi_{l_{FIR}}}[n] = h_{FIR}[n] * h_{\psi_l}[n]$ e $\mathbf{v}[k]$, $l = 1, 2, \dots, N$.

4.2.7 TÉCNICA 7: FILTRO DE DETECÇÃO BASEADO NA FUNÇÃO CUSTO DO MMSE

Esta técnica é representado pelo DBD, Fig. 18, e sua dinâmica de funcionamento já foi descrita anteriormente. Adotando a função custo MMSE dada por (LAMARE; SAMPAIO-NETO, 2009)

$$J_{MMSE}(\mathbf{w}[k], \mathbf{v}[k]) = E\left\{[x[k] - \mathbf{v}^T[k]\mathfrak{R}[k]\mathbf{w}[k]]^2\right\}, \quad (4.13)$$

o algoritmo que descreve a obtenção de $\mathbf{w}[k]$ e $\mathbf{v}[k]$ é descrito pelas equações:

$$\mathbf{w}[k] = \mathbf{R}^{-1}[k]\mathbf{p}[k] \quad (4.14)$$

e

$$\mathbf{v}[k] = \mathbf{R}_u^{-1}[k]\mathbf{p}_u[k], \quad (4.15)$$

em que $\mathbf{R} = E\{\bar{\mathbf{r}}_v[k]\bar{\mathbf{r}}_v^T[k]\}$, $\mathbf{p}[k] = E\{x[k]\bar{\mathbf{r}}_v[k]\}$, $\bar{\mathbf{r}}_v[k] = \mathbf{D}\mathbf{r}_v[k]$, $\mathbf{R}_u[k] = E\{\mathbf{u}[k]\mathbf{u}[k]^T\}$, $\mathbf{p}_u = E\{x[k]\mathbf{u}[k]\}$ e $\mathbf{u}[k] = \mathfrak{R}[k]\mathbf{w}[k]$.

Para a modulação M -PAM, a saída do filtro de detecção é dada por $y[k] = \mathbf{v}^T[k]\mathfrak{R}[k]\mathbf{w}[k]$, enquanto que, para M -PPM é importante ressaltar que existem M

saídas em paralelo, dadas por $y_l[k] = \mathbf{v}_i^T[k]\mathfrak{R}[k]\mathbf{w}_i[k]$, em que $y_l[k]$ é a l -ésima saída, $l = 1, 2, \dots, N$ e $i = l - 1$.

4.2.8 TÉCNICA 8: FILTRO DE DETECÇÃO BASEADO NA FUNÇÃO CUSTO DO LS

Assim como a técnica 7, esta técnica também é representada pelo DBD, da Fig. 18.

Logo, adotando a função de custo LS (*least square*) dada por (LAMARE; SAMPAIO-NETO, 2009):

$$J_{LS}(\mathbf{w}[k], \mathbf{v}[k]) = \sum_{q=1}^k \lambda^{k-1} [x[q] - \mathbf{v}^T[q]\mathfrak{R}[q]\mathbf{w}[q]]^2, \quad (4.16)$$

o algoritmo que descreve a obtenção de $\mathbf{w}[k]$ e $\mathbf{v}[k]$ é descrito pelas equações:

$$\mathbf{w}[k] = \hat{\mathbf{R}}^{-1}[k]\hat{\mathbf{p}}[k] \quad (4.17)$$

e

$$\mathbf{v}[k] = \hat{\mathbf{R}}_u^{-1}[k]\hat{\mathbf{p}}_u[k], \quad (4.18)$$

em que $\hat{\mathbf{p}}[k] = \sum_{q=1}^k \lambda^{k-1}\bar{\mathbf{r}}_v[q]x[q]$, $\hat{\mathbf{R}}[k] = \sum_{q=1}^k \bar{\mathbf{r}}_v[q]\bar{\mathbf{r}}_v[q]^T$, $\hat{\mathbf{R}}_u[k] = \sum_{q=1}^k \mathbf{u}[q]\mathbf{u}[q]^T$, $\hat{\mathbf{p}}_u[k] = \sum_{q=1}^k \lambda^{k-1}x[q]\mathbf{u}[q]$ e $\mathbf{u}[k] = \mathfrak{R}[k]\mathbf{w}[k]$. λ é um fator exponencial de peso e deve ser escolhido de maneira que $0 \leq \lambda \leq 1$.

Para a modulação M -PAM, a saída do filtro de detecção é dada por $y[k] = \mathbf{v}^T[k]\mathfrak{R}[k]\mathbf{w}[k]$, enquanto que, para M -PPM é importante ressaltar que existem M saídas em paralelo, dadas por $y_l[k] = \mathbf{v}_i^T[k]\mathfrak{R}[k]\mathbf{w}_i[k]$, em que $y_l[k]$ é a l -ésima saída, $l = 1, 2, \dots, N$ e $i = l - 1$.

4.2.9 TÉCNICA 9: FILTRO DE DETECÇÃO BASEADO NO ALGORITMO ADAPTATIVO INLMS

Esta técnica é representada pelo DBE, Fig. 19. A função de custo INLMS (*interpolated normalised least mean squares*) é dada por (LAMARE; SAMPAIO-NETO, 2009):

$$J_{INLMS}(\mathbf{w}[k], \mathbf{v}[k]) = \|\mathbf{w}[k+1] - \mathbf{w}[k]\|^2 + \lambda_1(x[k] - \mathbf{w}^T[k+1]\bar{\mathbf{r}}_v[k]) + \|\mathbf{v}[k+1] - \mathbf{v}[k]\|^2 + \lambda_2(x[k] - \mathbf{v}^T[k+1]\mathfrak{R}[k]\mathbf{w}[k]), \quad (4.19)$$

em que λ_1 e λ_2 são multiplicadores de Lagrange e $\bar{\mathbf{r}}_v[k] = \mathbf{D}\mathbf{r}_v[k]$. Considerando o gradiente dado pela Eq. (4.19) em relação a $\mathbf{w}[k+1]$, $\mathbf{v}[k+1]$, λ_1 e λ_2 , fixando os

termo do gradiente em zero e resolvendo as equações, chega-se às seguintes equações recursivas

$$\xi[k] = x[k] - \mathbf{w}[k]^T \bar{\mathbf{r}}_v[k], \quad (4.20)$$

$$\mathbf{v}[k+1] = \mathbf{v}[k] + \eta[k] \xi[k] \mathbf{u}[k] \quad (4.21)$$

e

$$\mathbf{w}[k+1] = \mathbf{w}[k] + \mu[k] \xi[k] \bar{\mathbf{r}}_v[k], \quad (4.22)$$

em que $\xi[k]$ é o erro instantâneo, $\mathbf{u}[k] = \mathfrak{R}[k] \mathbf{w}[k]$, $\mu[k] = \frac{\eta_0}{\bar{\mathbf{r}}_v[k]^T \bar{\mathbf{r}}_v[k]}$, $\eta[k] = \frac{\mu_0}{\mathbf{u}[k]^T \mathbf{u}[k]}$, μ_0 e η_0 são fatores de convergência.

Para a modulação M -PAM, a saída do filtro de detecção é dada por $y[k] = \mathbf{v}^T[k] \mathfrak{R}[k] \mathbf{w}[k]$, enquanto que, para M -PPM é importante ressaltar que existem M saídas em paralelo, dadas por $y_l[k] = \mathbf{v}_i^T[k] \mathfrak{R}[k] \mathbf{w}_i[k]$, em que $y_l[k]$ é a l -ésima saída, $l = 1, 2, \dots, N$ e $i = l - 1$.

4.2.10 TÉCNICA 10: FILTRO DE DETECÇÃO BASEADO NO ALGORITMO ADAPTATIVO IRLS

Esta técnica também é representada pelo DBE, Fig. 19, e baseia-se na função de custo LS, sendo que IRLS corresponde a *interpolated recursive least squares*.

De acordo com (LAMARE; SAMPAIO-NETO, 2009), considere a matriz

$$\hat{\mathbf{R}}[k] = \sum_{q=1}^k \lambda^{k-q} \bar{\mathbf{r}}_v[q] \bar{\mathbf{r}}_v^T[q],$$

que pode ser expressa alternativamente como $\hat{\mathbf{R}}[k] = \lambda \mathbf{R}[k-1] + \bar{\mathbf{r}}_v[k] \bar{\mathbf{r}}_v^T[k]$. Para evitar a inversão de $\hat{\mathbf{R}}[k]$, define-se $\mathbf{P}[k] = \hat{\mathbf{R}}^{-1}[k]$ e $\mathbf{C}[k]$ como

$$\mathbf{C}[k] = \frac{\lambda^{-1} \mathbf{P}[k-1] \bar{\mathbf{r}}_v[k]}{1 + \lambda^{-1} \bar{\mathbf{r}}_v^T[k] \mathbf{P}[k-1] \bar{\mathbf{r}}_v[k]}, \quad (4.23)$$

e reescreve-se $\mathbf{P}[k]$ da seguinte forma

$$\mathbf{P}[k] = \lambda^{-1} \mathbf{P}[k-1] - \lambda^{-1} \mathbf{C}[k] \bar{\mathbf{r}}_v^T[k] \mathbf{P}[k-1]. \quad (4.24)$$

Reorganizando a Eq. (4.23), tem-se $\mathbf{C}[k] = \lambda^{-1} \mathbf{P}[k-1] \bar{\mathbf{r}}_v[k] - \lambda^{-1} \mathbf{C}[k] \bar{\mathbf{r}}_v^T[k] \mathbf{P}[k-1] \bar{\mathbf{r}}_v[k] = \mathbf{P}[k] \bar{\mathbf{r}}_v[k]$. Através do emprego da solução LS em (4.22) e da recursividade $\mathbf{p}[k] = \lambda \mathbf{p}[k-1] + \bar{\mathbf{r}}_v[k] x[k]$, tem-se

$$\mathbf{w}[k] = \mathbf{w}[k-1] + \mathbf{C}[k] \xi[k], \quad (4.25)$$

em que o erro *a priori* é descrito por $\xi[k] = x[k] - \mathbf{w}^T[k-1]\bar{\mathbf{r}}_v[k]$. A matriz $\mathbf{R}_u^{-1}[k] = \sum_{q=1}^k \lambda^{k-q} \mathbf{u}[q] \mathbf{u}^T[q]$ pode ser alternativamente expressa por $\mathbf{R}_u[k] = \lambda \mathbf{R}_u[k-1] + \mathbf{u}[k] \mathbf{u}^T[k]$. Para evitar a inversão de $\mathbf{R}_u[k]$, define-se $\mathbf{P}_u[k] = \mathbf{R}_u^{-1}[k]$ e

$$\mathbf{C}_u[k] = \frac{\lambda^{-1} \mathbf{P}_u[k-1] \mathbf{u}[k]}{1 + \lambda^{-1} \mathbf{u}^T[k] \mathbf{P}_u[k-1] \mathbf{u}[k]}. \quad (4.26)$$

Portanto, $\mathbf{P}_u[k]$ pode ser reescrito por

$$\mathbf{P}_u[k] = \lambda^{-1} \mathbf{P}_u[k-1] - \lambda^{-1} \mathbf{C}_u[k] \mathbf{u}^T[k] \mathbf{P}_u[k-1]. \quad (4.27)$$

Após algumas manipulações matemáticas, chega-se às seguintes equações que descrevem o algoritmo IRLS (LAMARE; SAMPAIO-NETO, 2009):

$$\mathbf{w}[k+1] = \mathbf{w}[k-1] + \mathbf{C}[k] \xi[k] \quad (4.28)$$

e

$$\mathbf{v}[k+1] = \mathbf{v}[k-1] + \mathbf{C}_u[k] \xi[k]. \quad (4.29)$$

Sendo assim, para a modulação M -PAM, a saída do filtro de detecção é dada por $y[k] = \mathbf{v}^T[k] \mathfrak{R}[k] \mathbf{w}[k]$, enquanto que, para M -PPM é importante ressaltar que existem M saídas em paralelo, dadas por $y_l[k] = \mathbf{v}_l^T[k] \mathfrak{R}[k] \mathbf{w}_i[k]$, em que $y_l[k]$ é a l -ésima saída, $l = 1, 2, \dots, N$ e $i = l - 1$.

4.2.11 **TÉCNICA 11: FILTRO DE DETECÇÃO REPRESENTADO POR REDE NEURAL PERCEPTRON MULTICAMADAS**

O uso da rede neural deve-se a sua capacidade de descrever superfícies complexas de separação, alcançando desempenhos promissores quando a rede é submetida a exaustivos períodos de treinamento.

A rede neural perceptron multicamadas (*multilayer perceptron* (MLP) (HAYKIN, 1999) foi avaliada através do DBB e do DBC, representados pelas , Figs. 16 e 17, respectivamente.

As próprias amostras dos vetores $\mathbf{r}[k]$ (Fig. 16) ou $\mathbf{r}_{FIR}[k]$ (Fig. 17) que chegam ao receptor são sub-amostradas de um fator L e utilizadas como parâmetros extraídos para serem classificados pela rede neural. Para generalizar, nas equações que seguem, $\bar{\mathbf{r}}[k]$ e $\bar{\mathbf{r}}_{FIR}$ são representados por $\bar{\mathbf{r}}[k]$.

Considerando N_{treino} símbolos de treinamento, as equações de uma rede neural

multicamadas, com N_f/L parâmetros de entrada, uma camada escondida e camada de saída com N_s saídas, são as seguintes:

$$\mathbf{u}[k] = \mathbf{A}^T[k] \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{r}}[k] \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (4.30)$$

$$\mathbf{q}[k] = \tanh(\mathbf{u}[k]), \quad (4.31)$$

$$\mathbf{y}_{rn}[k] = \mathbf{B}^T[k] \begin{bmatrix} \mathbf{q}[k] \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (4.32)$$

em que $\mathbf{A}[k] \in \mathbb{R}^{(N_f/L+1) \times N_q}$ e $\mathbf{B}[k] \in \mathbb{R}^{(N_q+1) \times N_s}$, sendo N_q o número de neurônios. \mathbf{A} e \mathbf{B} são, respectivamente, as matrizes de peso entre as camadas de entrada e escondida/intermediária e entre as camadas escondida/intermediária e a de saída. O operador $\tanh(\cdot)$ corresponde à tangente hiperbólica e $\mathbf{y}_{rn}[k]$ é a saída da rede neural MLP associada ao vetor $\bar{\mathbf{r}}[k]$.

Sejam $\mathbf{a}[k]$ e $\mathbf{b}[k]$ os vetores colunas formados pela concatenação das linhas das matrizes $\mathbf{A}[k]$ e $\mathbf{B}[k]$. Então, o vetor que contém todos os pesos da rede, $\mathbf{w}[k]$, é dado por:

$$\mathbf{w}[k] = [\mathbf{a}^T[k] \mathbf{b}^T[k]]^T. \quad (4.33)$$

Dado o vetor $\mathbf{w}[k]$ contendo todos os pesos da MLP, então a medida de erro total $E_t(\mathbf{w}[k])$ para um conjunto de dados de treinamento e seu correspondente vetor gradiente ($\nabla E_T(\mathbf{w}[k])$) são dados por (RIBEIRO et al., 2005)

$$\mathbf{E}_t(\mathbf{w}[k]) = \sum_k \mathbf{e}[k] = \sum_k \frac{1}{2} (\mathbf{y}_{rn}[k] - \mathbf{y}_d[k])^2 \quad (4.34)$$

e

$$\nabla \mathbf{E}_t(\mathbf{w}[k]) = \nabla \mathbf{E}_T(\mathbf{w}[k]) = [\nabla \mathbf{E}_a^T[k] \nabla \mathbf{E}_b^T[k]], \quad (4.35)$$

respectivamente, em que $\mathbf{y}_d[k] \in \mathbb{R}^{N_s \times 1}$ é a k -ésima saída desejada da rede MLP e $\nabla \mathbf{E}_a[k]$ e $\nabla \mathbf{E}_b[k]$ são os gradientes de medida de erro em relação a $\mathbf{a}[k]$ e a $\mathbf{b}[k]$.

Neste trabalho, a rede MLP foi treinada através de um método de otimização de 2ª ordem denominado versão modificada do gradiente conjugado e escalonado (SANTOS, 2000) e uma descrição detalhada do treinamento da rede é apresentado em (RIBEIRO et al., 2005). Essa rede foi escolhida por apresentar elevada velocidade de convergência e baixo esforço computacional com relação aos algoritmos baseados em informação de 2ª ordem.

4.2.12 TÉCNICA 12: FILTRO DE DETECÇÃO BASEADO NO ALGORITMO ADAPTATIVO LMS

A técnica 7 utiliza a função custo MSE para derivar um esquema de recepção simples e não adaptativo. Agora, a função custo MSE é utilizada na derivação de um algoritmo adaptativo que corresponde à técnica 12, representado pelo esquema do DBE da Fig. 19. Sendo assim, a função de custo utilizada é dada por

$$J_{MSE}(\mathbf{w}[k], \mathbf{v}[k]) = [x[k] - \mathbf{v}^T[k]\mathfrak{R}[k]\mathbf{w}[k]]^2. \quad (4.36)$$

Portanto, aplicando o gradiente estocástico na Eq. (4.36) em relação a $\mathbf{w}[k]$, obtém-se

$$\nabla_{\mathbf{w}[k]} J_{MSE}(\mathbf{w}[k], \mathbf{v}[k]) = -\xi[k][\mathbf{I}_w \mathfrak{R}^T[k] \mathbf{v}[k]], \quad (4.37)$$

e em relação a $\mathbf{v}[k]$:

$$\nabla_{\mathbf{v}[k]} J_{MSE}(\mathbf{w}[k], \mathbf{v}[k]) = -\xi[k][\mathbf{I}_v \mathfrak{R}^T[k] \mathbf{w}[k]], \quad (4.38)$$

em que $\xi[k] = x[k] - \mathbf{v}^T[k]\mathfrak{R}[k]\mathbf{w}[k]$ e \mathbf{I}_w e \mathbf{I}_v são matrizes identidade cujas dimensões são iguais aos comprimentos dos vetores $\mathbf{w}[k]$ e de $\mathbf{v}[k]$, respectivamente.

Finalmente, baseando-se nas Eq. (4.37) e (4.38), chega-se ao seguinte algoritmo adaptativo:

$$\mathbf{w}[k+1] = \mathbf{w}[k] + \mu \xi[k] \mathbf{I}_w \mathfrak{R}^T[k] \mathbf{v}[k] \quad (4.39)$$

e

$$\mathbf{v}[k+1] = \mathbf{v}[k] + \mu \xi[k] \mathbf{I}_v \mathfrak{R}^T[k] \mathbf{w}[k], \quad (4.40)$$

em que μ é o passo adaptativo.

Portanto, para a modulação M -PAM, a saída do filtro de detecção é dada por $y[k] = \mathbf{v}^T[k]\mathfrak{R}[k]\mathbf{w}[k]$, enquanto que, para M -PPM é importante ressaltar que existem M saídas em paralelo, dadas por $y_l[k] = \mathbf{v}_l^T[k]\mathfrak{R}[k]\mathbf{w}_i[k]$, em que $y_l[k]$ é a l -ésima saída, $l = 1, 2, \dots, N$ e $i = l - 1$.

4.2.13 TÉCNICA 13: FILTRO DE DETECÇÃO BASEADO NO ALGORITMO ADAPTATIVO LMS ROBUSTO

O algoritmo desta técnica, representada pelo esquema do DBE, Fig. 19, tem por característica ser mais resistente à presença de rajadas de ruído impulsivo.

Com o objetivo de derivar um algoritmo baseado na minimização do erro quadrático

mais robusto contra o ruído impulsivo, alguns autores aplicaram funções não lineares para limitar ou saturar o valor do erro quadrático instantâneo (SORIA-OLIVIAS et al., 2007). Entre as funções não lineares, a escolha da tangente hiperbólica parece ser adequada, pois é uma função diferenciável e que, independente do argumento, retorna um valor esperado entre -1 e 1 . Sendo assim, o método agora proposto se baseia na aplicação da $\tanh(\cdot)$ à função custo LMS da Eq. (4.36), o que resulta em uma nova função custo dada por

$$J'_{MSE}(\mathbf{w}[k], \mathbf{v}[k]) = \left\{ \tanh \left([x[k] - \mathbf{v}^T[k] \mathfrak{R}[k] \mathbf{w}[k]]^2 \right) \right\}. \quad (4.41)$$

Derivando o gradiente em termos da Eq. (4.41) em relação a $\mathbf{v}[k]$ e a $\mathbf{w}[k]$, chega-se ao seguinte algoritmo adaptativo robusto:

$$\mathbf{w}[k+1] = \mathbf{w}[k] + \mu \xi[k] [1 - \tanh^2(\xi^2[k])] \mathbf{I}_w \mathfrak{R}^T[k] \mathbf{v}[k], \quad (4.42)$$

e

$$\mathbf{v}[k+1] = \mathbf{v}[k] + \mu \xi[k] [1 - \tanh^2(\xi^2[k])] \mathbf{I}_v \mathfrak{R}[k] \mathbf{w}[k], \quad (4.43)$$

em que $\xi[k] = x[k] - \mathbf{v}^T[k] \mathfrak{R}[k] \mathbf{w}[k]$ e μ é o passo adaptativo.

Logo, para a modulação M -PAM, a saída do filtro de detecção é dada por $y[k] = \mathbf{v}^T[k] \mathfrak{R}[k] \mathbf{w}[k]$, enquanto que, para M -PPM é importante ressaltar que existem M saídas em paralelo, dadas por $y_l[k] = \mathbf{v}_l^T[k] \mathfrak{R}[k] \mathbf{w}_l[k]$, em que $y_l[k]$ é a l -ésima saída, $l = 1, 2, \dots, N$ e $i = l - 1$.

4.2.14 **TÉCNICA 14: FILTRO DE DETECÇÃO BASEADO NO ALGORITMO ADAPTATIVO LMS DE 2^A ORDEM**

Métodos de gradiente conjugado (GC) englobam uma classe de algoritmos de otimização que são caracterizados por requererem baixa memória e por possuírem propriedades de convergência local e global fortes (HAGER; ZHANG, 2006). Tais métodos fazem uso da matriz Hessiana.

As matrizes Hessianas são utilizadas em larga escala em problemas de otimização de métodos de Newton por serem o coeficiente do termo quadrático de uma expansão de Taylor local de uma dada função (ZENG; LI; ZHANG, 2009). As aplicações dessas matrizes abrangem equalização cega e recuperação da fase da portadora, além de otimização de circuitos (BAEK; PARK, 2009) e treinamento de redes neurais não lineares (YU; MANRY, 2004).

Seja uma função $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$. Então a matriz Hessiana de f é definida por:

$$H(f) = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 f}{\partial x_1^2} & \frac{\partial^2 f}{\partial x_1 \partial x_2} & \cdots & \frac{\partial^2 f}{\partial x_1 \partial x_n} \\ \frac{\partial^2 f}{\partial x_2 \partial x_1} & \frac{\partial^2 f}{\partial x_2^2} & \cdots & \frac{\partial^2 f}{\partial x_2 \partial x_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial^2 f}{\partial x_n \partial x_1} & \frac{\partial^2 f}{\partial x_n \partial x_2} & \cdots & \frac{\partial^2 f}{\partial x_n^2} \end{bmatrix}. \quad (4.44)$$

A matriz Hessiana é uma matriz quadrada composta pelas derivadas parciais de segunda ordem de uma função, ou seja. descreve a curvatura local de uma função de várias variáveis. Ser regular e definida positiva são propriedades necessárias à matriz Hessiana para se aplicar algoritmos derivativos de segunda ordem estáveis (WILLE, 1997).

Neste contexto, a derivação do algoritmo de 2ª ordem considerando a função de custo do LMS foi feita da seguinte maneira:

Seja

$$J(\mathbf{b}[k]) = J \left(\begin{bmatrix} \mathbf{w}[k] \\ \mathbf{v}[k] \end{bmatrix} \right) = \frac{1}{2} [x[k] - \mathbf{v}^T[k] \mathfrak{R}[k] \mathbf{w}[k]]^2, \quad (4.45)$$

em que $\mathbf{b}[k] = \begin{bmatrix} \mathbf{w}[k] \\ \mathbf{v}[k] \end{bmatrix}$ é o vetor composto pelos pesos $\mathbf{w}[k]$ e $\mathbf{v}[k]$ concatenados.

Então,

$$\nabla_{\mathbf{w}[k]} J(\mathbf{b}[k]) = [-\mathbf{I}_w \mathfrak{R}^T[k] \mathbf{v}[k]] [x[k] - \mathbf{v}^T[k] \mathfrak{R}[k] \mathbf{w}[k]] \quad (4.46)$$

e

$$\nabla_{\mathbf{v}[k]} J(\mathbf{b}[k]) = [-\mathbf{I}_v \mathfrak{R}[k] \mathbf{w}[k]] [x[k] - \mathbf{v}^T[k] \mathfrak{R}[k] \mathbf{w}[k]]. \quad (4.47)$$

Assumindo que

$$\mathbf{G}_1(\mathbf{b}[k]) = \nabla_{\mathbf{w}[k]} J(\mathbf{b}[k]), \quad (4.48)$$

$$\mathbf{G}_2(\mathbf{b}[k]) = \nabla_{\mathbf{v}[k]} J(\mathbf{b}[k]) \quad (4.49)$$

e

$$\xi[k] = x[k] - \mathbf{v}^T[k] \mathfrak{R}[k] \mathbf{w}[k], \quad (4.50)$$

inicia-se os cálculo dos elementos da matriz \mathbf{H} . A partir de agora, para efeito de simplificação, o índice k será omitido dos vetores. Sendo assim, derivando $\mathbf{G}_1(\mathbf{b})$ em relação a \mathbf{w} :

$$\nabla_{\mathbf{w}} \mathbf{G}_1(\mathbf{b}) = [\mathbf{I}_w \mathfrak{R}^T \mathbf{v}] [\mathbf{v}^T \mathfrak{R} \mathbf{I}_w] \quad (4.51)$$

e em relação a \mathbf{v} :

$$\nabla_{\mathbf{v}}\mathbf{G}_1(\mathbf{b}) = -[\mathbf{I}_w\mathfrak{R}^T\mathbf{I}_v]\xi + [\mathbf{I}_w\mathfrak{R}^T\mathbf{v}][\mathbf{w}^T\mathfrak{R}^T\mathbf{I}_v] \quad (4.52)$$

derivando $\mathbf{G}_2(\mathbf{b})$ em relação a \mathbf{v} :

$$\nabla_{\mathbf{v}}\mathbf{G}_2(\mathbf{b}) = -[\mathbf{I}_v\mathfrak{R}\mathbf{w}][\mathbf{w}^T\mathfrak{R}^T\mathbf{I}_v] \quad (4.53)$$

e em relação a \mathbf{w} :

$$\nabla_{\mathbf{w}}\mathbf{G}_2(\mathbf{b}) = -[\mathbf{I}_v\mathfrak{R}\mathbf{I}_w]\xi + [\mathbf{I}_v\mathfrak{R}\mathbf{w}][\mathbf{v}^T\mathfrak{R}\mathbf{I}_w]. \quad (4.54)$$

Assim sendo, a matriz Hessiana é dada por

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \nabla_{\mathbf{w}}\mathbf{G}_1 & \nabla_{\mathbf{v}}\mathbf{G}_1 \\ \nabla_{\mathbf{w}}\mathbf{G}_2 & \nabla_{\mathbf{v}}\mathbf{G}_2 \end{bmatrix}, \quad (4.55)$$

em que $\nabla_{\mathbf{v}}\mathbf{G}_1 = (\nabla_{\mathbf{w}}\mathbf{G}_2)^T$.

Baseando-se no roteiro proposto por (LUENBERGER; YE, 2008), o algoritmo que representa a técnica 14 tem os seus passos descritos abaixo.

1. $k = 0$;

2. Inicializar $\mathbf{b}[k]$, $\xi[k]$, $\mathbf{g}[k]$ e $\mathbf{d}[k]$:

- $\mathbf{b}[0] = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 1 & \dots & 0 \end{bmatrix}^T$;
- $\xi[0] = x[0] - \mathbf{v}^T[0]\mathfrak{R}[0]\mathbf{w}[0]$, em que $\begin{bmatrix} \mathbf{w}^T[0] & \mathbf{v}^T[0] \end{bmatrix} = \mathbf{b}^T[0]$;
- $\mathbf{g}[0] = -\xi[0] \begin{bmatrix} (\mathbf{I}_w\mathfrak{R}[0]^T\mathbf{v}[0])^T; & (\mathbf{I}_v\mathfrak{R}[0]\mathbf{w}[0])^T \end{bmatrix}^T$;
- $\mathbf{d}[0] = -\mathbf{g}[0]$;

3. Calcular a matriz $\mathbf{H}[k]$;

4. Determinar $\alpha[k] = \frac{-\mathbf{g}^T[k]\mathbf{d}[k]}{\mathbf{d}^T[k]\mathbf{H}[k]\mathbf{d}[k]}$;

5. se $\alpha > 0$:

- Calcular $\mathbf{b}[k+1] = \mathbf{b}[k] + \alpha[k]\mathbf{d}[k]$,
- Calcular $\xi[k+1] = x[k+1] - \mathbf{v}^T[k+1]\mathfrak{R}[k+1]\mathbf{w}[k+1]$
- Calcular $\mathbf{g}[k+1] = \nabla_{\mathbf{b}[k+1]}J_{MSE}$,
em que $\nabla_{\mathbf{b}[k+1]}J_{MSE} = -\xi[k+1] \begin{bmatrix} (\mathbf{I}_w\mathfrak{R}^T[k+1]\mathbf{v}[k+1])^T; & (\mathbf{I}_v\mathfrak{R}[k+1]\mathbf{w}[k+1]) \end{bmatrix}^T$,

- Calcular $\beta[k] = \frac{\mathbf{g}^T[k+1]\mathbf{H}[k]\mathbf{d}[k]}{\mathbf{d}^T[k]\mathbf{H}[k]\mathbf{d}[k]}$,
- Calcular $\mathbf{d}[k+1] = -\mathbf{g}[k+1] + \beta[k]\mathbf{d}[k]$,
- $k = k + 1$
- Voltar para passo 3.

6. se $\alpha < 0$:

- Voltar para passo 1.

De acordo com (SANTOS, 2000), quando a função a ser minimizada é não linear, a computação de α e β requer o cálculo da matriz Hessiana a cada nova iteração do algoritmo. Além disso, um problema de preocupação maior é que o caráter positivo definido da matriz Hessiana pode mudar de uma iteração para outra. É importante ressaltar a ocorrência da matriz Hessiana no denominador da expressão de obtenção de α : se, em certa iteração do processo de convergência a matriz \mathbf{H} for negativa definida, então é provável que α será negativo, resultando em um passo na direção de aumentar a função custo, ao invés de diminuí-la, conforme o esperado.

Sendo assim, no algoritmo acima, note que, caso α seja negativo, todas as variáveis do algoritmo são reinicializadas. Este procedimento foi adotado de acordo com a solução apresentada em (SANTOS, 2000), que também trabalha com algoritmos de 2ª ordem, e opta por reinicializar o algoritmo sempre que o α é negativo.

Além disso, a variável β é alvo de diversos estudos, dada sua importância para a convergência do algoritmo. Através de pesquisa na literatura, encontram-se 8 maneiras distintas de se calcular esta variável, sendo que esquemas de β híbrido também já foram relatados.

Os betas relatados na literatura são (HAGER; ZHANG, 2006):

$$\beta^{HS}[k] = \frac{\mathbf{g}[k+1]\zeta[k]}{\mathbf{d}^T[k]\zeta[k]}, \quad (4.56)$$

$$\beta^{FR}[k] = \frac{\|\mathbf{g}[k+1]\|^2}{\|\mathbf{g}[k]\|^2}, \quad (4.57)$$

$$\beta^D[k] = \frac{\mathbf{g}^T[k+1]\mathbf{H}[k]\mathbf{d}[k]}{\mathbf{d}^T[k]\mathbf{H}[k]\mathbf{d}[k]}, \quad (4.58)$$

$$\beta^{PRP}[k] = \frac{\mathbf{g}[k+1]\zeta[k]}{\|\mathbf{g}[k]\|^2}, \quad (4.59)$$

$$\beta^{CD}[k] = \frac{\|\mathbf{g}[k+1]\|^2}{-\mathbf{d}[k]\mathbf{g}[k]}, \quad (4.60)$$

$$\beta^{LS}[k] = \frac{\mathbf{g}[k+1]\zeta[k]}{-\mathbf{d}[k]\mathbf{g}[k]}, \quad (4.61)$$

$$\beta^{DY}[k] = \frac{\|\mathbf{g}[k+1]\|^2}{\mathbf{d}^T[k]\zeta[k]}, \quad (4.62)$$

e

$$\beta^N[k] = \left(\zeta[k] - 2\mathbf{d}[k] \frac{\|\zeta[k]\|^2}{\mathbf{d}^T[k]\zeta[k]} \right)^T \frac{\mathbf{g}[k+1]}{\mathbf{d}^T[k]\zeta[k]}, \quad (4.63)$$

em que $\zeta[k] = \mathbf{g}[k+1] - \mathbf{g}[k]$, HS remete-se a Hestenes e Stiefel, FR a Fletcher and Reeves, D a Daniel, PRP a Polak Ribière, CD a *Conjugate Descent*, LS a Liu e Storey, DY a Dai e Yuan e N a Hager e Zhang.

Se a função f a ser otimizada for fortemente quadrática e convexa, então, teoricamente, as 8 escolhas possíveis para o β serão equivalentes. Para funções de custo não quadráticas, cada β leva a diferentes desempenhos. Atualmente, alguns dos algoritmos de GC com melhor desempenho são híbridos, que ajustam a fórmula de atualização de β de acordo com a evolução da iteração (HAGER; ZHANG, 2006).

Para problemas de larga escala, as escolhas de atualização do β que não necessitam do cálculo da matriz Hessiana são normalmente preferidos na prática em relação aos métodos que exigem a Hessiana em cada iteração (HAGER; ZHANG, 2006).

Note que, no algoritmo proposto, optou-se por $\beta^D[k]$ e a justificativa para tal escolha é encontrada na seção 5.2.5.2.

4.2.15 TÉCNICA 15: FILTRO DE DETECÇÃO BASEADO NO ALGORITMO ADAPTATIVO LMS DE 2^A ORDEM ROBUSTO

A derivação do algoritmo de 2^a ordem, considerando a função de custo robusta do LMS foi feita da seguinte maneira:

Seja

$$J(\mathbf{b}[k]) = J \left(\begin{bmatrix} \mathbf{w}[k] \\ \mathbf{v}[k] \end{bmatrix} \right) = \tanh \left(\frac{1}{2} [x[k] - \mathbf{v}^T[k]\mathfrak{R}[k]\mathbf{w}[k]]^2 \right), \quad (4.64)$$

em que $\mathbf{b}[k] = \begin{bmatrix} \mathbf{w}[k] \\ \mathbf{v}[k] \end{bmatrix}$ é o vetor composto pelos pesos $\mathbf{w}[k]$ e $\mathbf{v}[k]$ concatenados.

Além disso,

$$\nabla_{\mathbf{w}[k]} J(\mathbf{b}[k]) = -[1 - \tanh^2(\xi[k]^2/2)]\xi[k](\mathbf{I}_w)\mathfrak{R}[k]^T \mathbf{v}[k] \quad (4.65)$$

e

$$\nabla_{\mathbf{v}[k]} J(\mathbf{b}[k]) = -[1 - \tanh^2(\xi[k]^2/2)]\xi[k](\mathbf{I}_v)\mathfrak{R}[k]\mathbf{w}[k] \quad (4.66)$$

Novamente assumindo que

$$\mathbf{G}_1(\mathbf{b}[k]) = \nabla J_{\mathbf{w}[k]}(\mathbf{b}[k]), \quad (4.67)$$

$$\mathbf{G}_2(\mathbf{b}[k]) = \nabla J_{\mathbf{v}[k]}(\mathbf{b}[k]) \quad (4.68)$$

e

$$\xi[k] = x[k] - \mathbf{v}^T[k]\mathfrak{R}[k]\mathbf{w}[k], \quad (4.69)$$

iniciam-se os cálculos dos elementos da matriz \mathbf{H} . A seguir, para simplificação, o índice k será omitido dos vetores. Sendo assim, derivando \mathbf{G}_1 em relação a \mathbf{w} e após diversas manipulações matemáticas,

$$\nabla_{\mathbf{w}} \mathbf{G}_1(\mathbf{b}) = [1 - 2\xi^2 \tanh(\xi^2/2)][1 - \tanh^2(\xi^2/2)](\mathbf{I}_w \mathfrak{R}^T \mathbf{v})(\mathbf{v}^T \mathfrak{R} \mathbf{I}_w), \quad (4.70)$$

e em relação a \mathbf{v} :

$$\begin{aligned} \nabla_{\mathbf{v}} \mathbf{G}_1(\mathbf{b}) &= [1 - 2\xi^2 \tanh(\xi^2/2)][1 - \tanh^2(\xi^2/2)](\mathbf{I}_w \mathfrak{R}^T \mathbf{v})(\mathbf{w}^T \mathfrak{R}^T \mathbf{I}_v) \\ &- [1 - \tanh^2(\xi^2/2)]\xi(\mathbf{I}_w \mathfrak{R}^T \mathbf{I}_v). \end{aligned} \quad (4.71)$$

Derivando $\mathbf{G}_2(\mathbf{b})$ em relação a \mathbf{v} :

$$\nabla_{\mathbf{v}} \mathbf{G}_2(\mathbf{b}) = [1 - 2\xi^2 \tanh(\xi^2/2)][1 - \tanh^2(\xi^2/2)][\mathbf{I}_v \mathfrak{R}^T \mathbf{w}][\mathbf{w}^T \mathfrak{R}^T \mathbf{I}_v], \quad (4.72)$$

e em relação a \mathbf{w} :

$$\begin{aligned} \nabla_{\mathbf{w}} \mathbf{G}_2(\mathbf{b}) &= [1 - 2\xi^2 \tanh(\xi^2/2)][1 - \tanh^2(\xi^2/2)][\mathbf{I}_v \mathfrak{R} \mathbf{w}][\mathbf{v}^T \mathfrak{R} \mathbf{I}_w] \\ &- [1 - \tanh^2(\xi^2/2)]\xi[\mathbf{I}_v \mathfrak{R} \mathbf{I}_w], \end{aligned} \quad (4.73)$$

tem-se os elementos da matriz Hessiana, mostrada na Eq. (4.55).

O algoritmo desta técnica é similar àquele da técnica 14, porém com algumas diferenças cruciais, conforme pode ser visto a seguir, na descrição dos seus passos.

1. $k = 0$;2. Inicializar $\mathbf{b}[k]$, $\xi[k]$, $\mathbf{g}[k]$ e $\mathbf{d}[k]$:

- $\mathbf{b}[0] = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 1 & \dots & 0 \end{bmatrix}^T$;
- $\xi[0] = x[0] - \mathbf{v}^T[0]\mathfrak{R}[0]\mathbf{w}[0]$, em que $\begin{bmatrix} \mathbf{w}^T[0] & \mathbf{v}^T[0] \end{bmatrix} = \mathbf{b}^T[0]$;

- $\mathbf{g}[0] = -\xi[0] \left[(\mathbf{I}_w \mathfrak{R}[0]^T \mathbf{v}[0])^T; (\mathbf{I}_v \mathfrak{R}[0] \mathbf{w}[0])^T \right]^T$;
 - $\mathbf{d}[0] = -\mathbf{g}[0]$;
3. Calcular a matriz $\mathbf{H}[k]$;
 4. Determinar $\alpha[k] = \frac{-\mathbf{g}^T[k] \mathbf{d}[k]}{\mathbf{d}^T[k] \mathbf{H}[k] \mathbf{d}[k]}$;
 5. Calcular $\mathbf{b}[k+1] = \mathbf{b}[k] + \alpha[k] \mathbf{d}[k]$,
 6. Calcular $\xi[k+1] = x[k+1] - \mathbf{v}^T[k+1] \mathfrak{R}[k+1] \mathbf{w}[k+1]$
 7. Calcular $\mathbf{g}[k+1] = \nabla_{\mathbf{b}[k+1]} J_{MSE}$,
em que $\nabla_{\mathbf{b}[k+1]} J_{MSE} = -\xi[k+1][1 - \tanh^2(\xi[k+1]^2/2)]$
 $\left[(\mathbf{I}_w \mathfrak{R}^T[k+1] \mathbf{v}[k+1])^T; (\mathbf{I}_v \mathfrak{R}[k+1] \mathbf{w}[k+1])^T \right]^T$,
 8. se $\mathbf{g}[k+1] = 0$:
 - Renovar a entrada $\bar{\mathbf{r}}[k]$,
 - Voltar para passo o 3 .
 9. se $\alpha > 0$:
 - Calcular $\beta[k] = \frac{\mathbf{g}^T[k+1] \mathbf{H}[k] \mathbf{d}[k]}{\mathbf{d}^T[k] \mathbf{H}[k] \mathbf{d}[k]}$,
 - Calcular $\mathbf{d}[k+1] = -\mathbf{g}[k+1] + \beta[k] \mathbf{d}[k]$,
 - $k = k + 1$
 - Voltar para o passo 3.
 10. se $\alpha < 0$:
 - Voltar para o passo 1.

Note que quando ocorrer uma rajada de ruído impulsivo, a $\tanh(\xi^2[k]/2) \rightarrow 1$ e, logo, $\mathbf{g}[k+1] \rightarrow 0$, indicando que o algoritmo está num ponto de máximo ou de mínimo artificial. Para que o algoritmo funcione propriamente, deve-se evitar este ponto artificial, pois se $\mathbf{g}[k+1] = 0$, $\beta[k] = 0$ e $\mathbf{d}[k+1] = 0$; se $\mathbf{d}[k+1] = 0$, na próxima iteração, $\alpha[k] \rightarrow \infty$, e o algoritmo diverge. Sendo assim, quando a presença de ruído impulsivo for detectada, ou seja, quando $\mathbf{g}[k+1] = 0$, deve-se não atualizar os pesos do algoritmo e seguir para a próxima iteração, conforme é sugerido no passo 8 do algoritmo.

4.3 *SUMÁRIO*

Esse capítulo discutiu 5 esquemas para a recepção de símbolos UWB para aplicações em receptores de sistemas UWB-PLC. Cada um deles representa uma dinâmica diferente de se realizar a detecção dos símbolos UWB que chegam ao receptor. Enquanto o DBA é o mais simples deles, utilizando o próprio pulso de transmissão como filtro casado, o DBE, mais complexo, traz um esquema de realimentação do erro instantâneo do sistema.

Além dos diagramas de blocos, foram descritas as 15 técnicas usadas nos esquemas de recepção de símbolos UWB. Algumas das técnicas resultam em soluções consagradas para o projeto de filtros casados, enquanto que outras são analisadas no contexto da dissertação e, finalmente, há aquelas que representam evoluções e adaptações de técnicas disponíveis na literatura.

Com o objetivo de analisar qual dos esquemas e técnicas de detecção de símbolos UWB são melhores em ambientes PLC, o próximo capítulo traz diversos resultados numéricos obtidos a partir de simulações computacionais.

5 RESULTADOS

Com o objetivo de indicar respostas para as questões de pesquisa discutidas na Seção 3.1, este capítulo mostra gráficos de desempenho comparativos entre as diversas técnicas usadas nos esquemas de recepção de sinais UWB descritas no capítulo 4 e é organizado da seguinte maneira: A Seção 5.1 esclarece os parâmetros das simulações. A Seção 5.2 traz a análise de desempenho de cada um dos diagramas de blocos propostos no capítulo anterior. Já a Seção 5.3 mostra uma comparação entre as melhores técnicas de detecção de cada diagrama de bloco.

5.1 PARÂMETROS DAS SIMULAÇÕES

Em todas as simulações cujos resultados são mostrados e discutidos nesta seção, considerou-se que a banda de transmissão é entre 0 e 50 MHz, ou seja, $B = 50$ MHz.

O canal de comunicação pode ser *outdoor* linear e variante no tempo (COLVT) e *indoor* linear e invariante no tempo (CILIT), sendo que cada um deles foi detalhado nas Seções 2.1.1.1 e 2.1.1.2 do Capítulo 2. Os parâmetros do COLVT são aqueles do canal da Fig. 1 (Capítulo 2), com exceção de $g_{i,t}$, que, nas simulações é $g_{i,t} \sim \mathcal{N}(g_i, 10^{-4})$. O canal CILIT é aquele medido no LAPTEL, laboratório da UFJF, e cujas respostas no tempo e na frequência são mostradas na Fig. 2 (Capítulo 2).

Nas simulações em que o ambiente é COLVT, o tempo de coerência adotado é de $600 \mu s$, conforme sugestão de (CORRIPIO; ARRABAL, 2006).

O ruído aditivo pode ser AWGN ou AIGN, conforme a descrição da Seção 2.1.2 do Capítulo 2. A não ser que seja especificado diferente, o ruído impulsivo é projetado de forma que $K_1 = K_2 = 20$ dB, ou seja, o ruído impulsivo apresenta potência 20 dB acima do ruído de fundo.

Os pulsos UWB transmitidos podem ser o pulso gaussiano (PDPG) ou a raiz quadrada do coseno levantado (RQCL), cujos equacionamentos de projeto foram detalha-

dos nas Seções 2.2.2.1 e 2.2.2.2, respectivamente. Em relação ao PDPG, optou-se por fator de escalonamento temporal $\tau = 0,212$ ns com o intuito de que sua banda ocupasse 50 MHz. Quanto à RQCL, para que o pulso também ocupasse aproximadamente 50 MHz, adotou-se o fator de *roll-off* $\beta = 0,25$ e o período $T = 0,125$ ns. Ambos os pulsos tem energia unitária.

O número de amostras que formam o pulso UWB, N_P , foi definido como aquele que compreende 99% da energia do pulso. Devido às particularidade de cada modulação, $N_P = 20$ para M -PAM e $N_P = 50$ para M -PPM. O período do frame, $N_f = 345$, é o mesmo tanto para M -PAM, como para M -PPM, uma vez que a diferença de N_p entre as modulações é compensada através do período de guarda, N_g , um pouco maior para a M -PAM. Isso garantiu que a taxa de bits das modulações M -PAM e M -PPM fossem iguais e de valor 0,635 Mbps.

Já o comprimento dos canais PLC, $N_c = 295$, é estipulado como aquele que corresponde à 98,26% da energia total dos canais. O canal de comunicação também tem energia normalizada.

Para o PDPG, as Figs. 20 e 21 mostram o pulso UWB modulado com 4-PAM e 4-PPM, respectivamente. Nas Figs. 20(a) e 21(a) é possível ver o símbolo UWB ($s_i[n]$), composto pelo pulso e pelo período de guarda: este é o sinal a ser transmitido pelo canal de comunicação. Já as Figs. 20(b) e 21(b), trazem a resposta do canal PLC *outdoor* ao pulso UWB livre de ruído ($\tilde{r}_i[n]$).

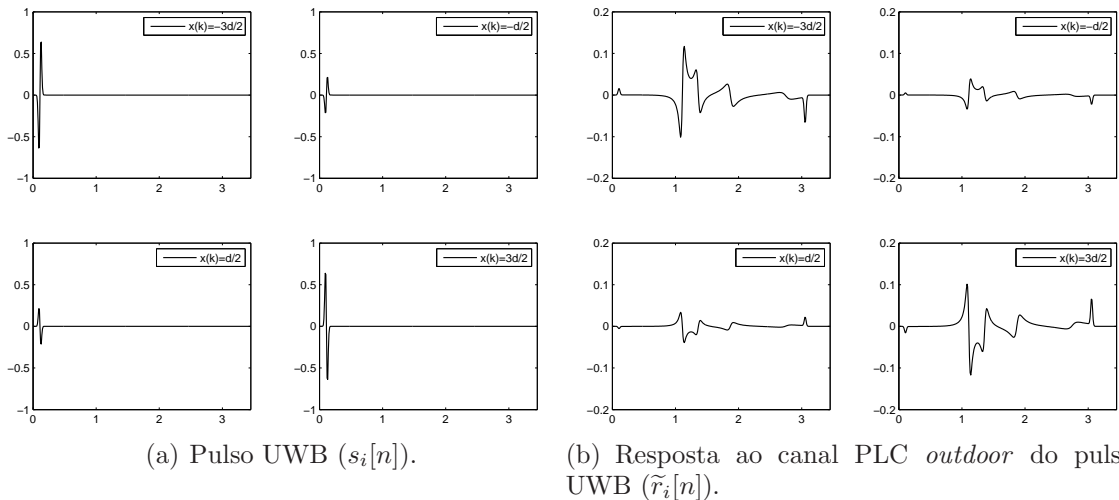


Figura 20: Formas de onda do PDPG para 4-PAM.

As técnicas 2 a 15 contam com um esquema de subamostragem cujo objetivo é reduzir a complexidade do receptor. Os valores de L , fator de *downsampling*, adotados foram 1, 2, 4, 8 e 16 e seus impactos sobre o tamanho do símbolo UWB processado pelo

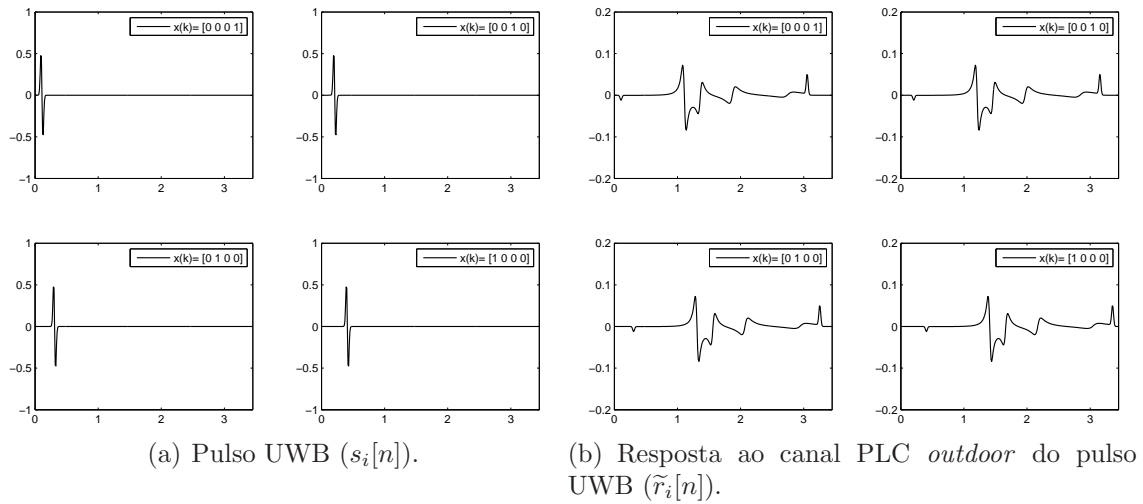


Figura 21: Formas de onda do PDPG para 4-PPM.

Tabela 3: Fator de *downsampling* e seu respectivo impacto no número de amostras do símbolo UWB processado pelo receptor.

L	N_f/L
1	345
2	172
4	86
8	43
16	21

receptor são listados na Tab. 3. Veja que para $L = 1$, são processadas 345 amostras de cada símbolo UWB recebido, enquanto que para $L = 16$, este número se reduz, consideravelmente, para 21 amostras, correspondendo a apenas 6,1% do comprimento original da resposta ao canal do símbolo UWB.

Em relação ao DBC, esquema no qual o sinal recebido passa por um filtro FIR antes de ser processado, tem-se que o filtro foi projetado com $N_{coef} = 64$ coeficientes e com frequência de corte de 25 MHz, 12,5 MHz, 7,25 MHz ou 3,125 MHz, para $L = 2$, $L = 4$, $L = 8$ e $L = 16$, respectivamente, conforme pode ser observado na Fig. 22.

Na técnica 11, o emprego das redes MLP para as modulações 4-PAM e 4-PPM foi testado para $N_s = 2$ e $N_s = 4$. Sendo assim, para $M = 4$ e $N_s = 2$, as saídas desejadas $\mathbf{y}_{d,i}[k]$ escolhidas foram $\mathbf{y}_{d,1} = [1\ 1]^T$; $\mathbf{y}_{d,2} = [1\ -1]^T$; $\mathbf{y}_{d,3} = [-1\ 1]^T$ e $\mathbf{y}_{d,4} = [-1\ -1]^T$ tanto para a modulação 4-PAM, como para a 4-PPM. A escolha dos vetores $\mathbf{y}_{d,i}[k]$ foi realizada com o objetivo de maximizar a distância euclidiana entre as saídas possíveis.

Seguindo a mesma lógica de maximização da distância euclidiana, para $M = 4$ e

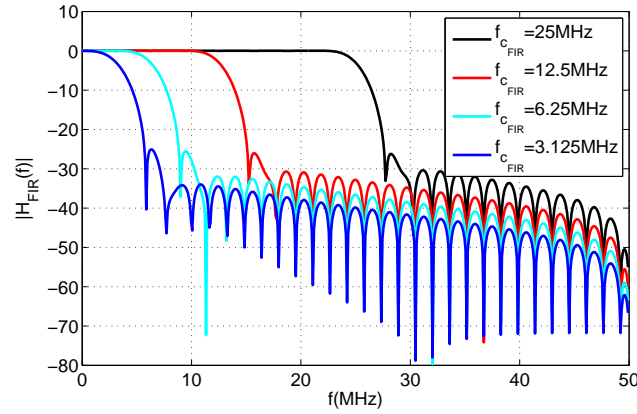


Figura 22: Respostas em frequência dos filtros FIR passa-baixa adotados no DBC.

Tabela 4: Resumo das técnicas de detecção

Técnica	Filtro de Detecção
1	casado ao pulso UWB
2	casado à resposta ao pulso ideal
3	casado à resposta ao pulso estimada
4	baseado em vetores singulares
5	baseado no <i>rank</i> reduzido
6	casado à resposta ao pulso filtrada por um FIR
7	baseado na função custo do MSE
8	baseado na função custo do LS
9	baseado no algoritmo adaptativo INLMS
10	baseado no algoritmo adaptativo IRLS
11	representado por rede neural MLP
12	baseado no algoritmo adaptativo LMS
13	baseado no algoritmo adaptativo LMS robusto
14	baseado no algoritmo adaptativo LMS de 2ª ordem
15	baseado no algoritmo adaptativo LMS de 2ª ordem robusto

$N_s = 4$, $\mathbf{y}_{d,1} = [1 \ 1 \ 1 \ 1]^T$; $\mathbf{y}_{d,2} = [-1 \ 1 \ -1 \ 1]^T$; $\mathbf{y}_{d,3} = [1 \ -1 \ 1 \ -1]^T$ e $\mathbf{y}_{d,4} = [-1 \ -1 \ -1 \ -1]^T$.

Nas técnicas 9, 10, 12, 13, 14 e 15, o filtro $\mathbf{w}[k] \in \mathbb{R}^{N_f/L \times 1}$, em que $N_f = 345$ e $L = 1, L = 2, L = 4, L = 8$ ou $L = 16$, e o filtro $\mathbf{v}[k] \in \mathbb{R}^{N_I \times 1}$, sendo que o número de *taps*, $N_I = 3$, foi escolhido assim como em (LAMARE; SAMPAIO-NETO, 2009). Para esclarecimento da simbologia utilizada na diferenciação entre as técnicas, a Tabela 4 resume as técnicas de detecção e seus respectivos números representativos.

5.2 ANÁLISE DE DESEMPENHO DOS DIAGRAMAS DE BLOCOS

A análise de cada um dos diagramas de blocos propostos anteriormente, DBA, DBB, DBC, DBD e DBE, é sintetizada nas subseções a seguir.

5.2.1 COMPARAÇÕES DE DESEMPENHO ENTRE OS MÉTODOS REPRESENTADOS PELO ESQUEMA DBA

A única técnica a seguir a dinâmica do DBA é a 1 e a Fig. 23 ilustra o resultado de simulação para esta técnica de detecção para 4-PAM e 4-PPM, na presença de AWGN e AIGN, quando o cenário é COLVT e o sinal UWB é o PDPG.

Analisando a curva de BER, nota-se que, uma vez que o pulso UWB não apresenta a distorção causada pelo canal de comunicação, o filtro casado difere muito da resposta do canal ao pulso UWB e, conseqüentemente, a detecção não é ótima. Conforme pode ser observado, o desempenho não é satisfatório para a modulação 4-PAM: é interessante notar que, para esta modulação, o desempenho converge para $BER = 0,75$, o que se deve ao fato de a detecção tender a decidir por apenas um símbolo, aquele de menor amplitude. Isso ocorre porque o sistema é muito simples e não apresenta um equalizador para corrigir a amplitude do sinal que é distorcida pelo canal de comunicação. Já para 4-PPM, o desempenho melhora com o aumento da E_b/N_0 , já que o símbolo transmitido carrega informação através de sua posição no tempo e, não, pela variação de sua energia (amplitude).

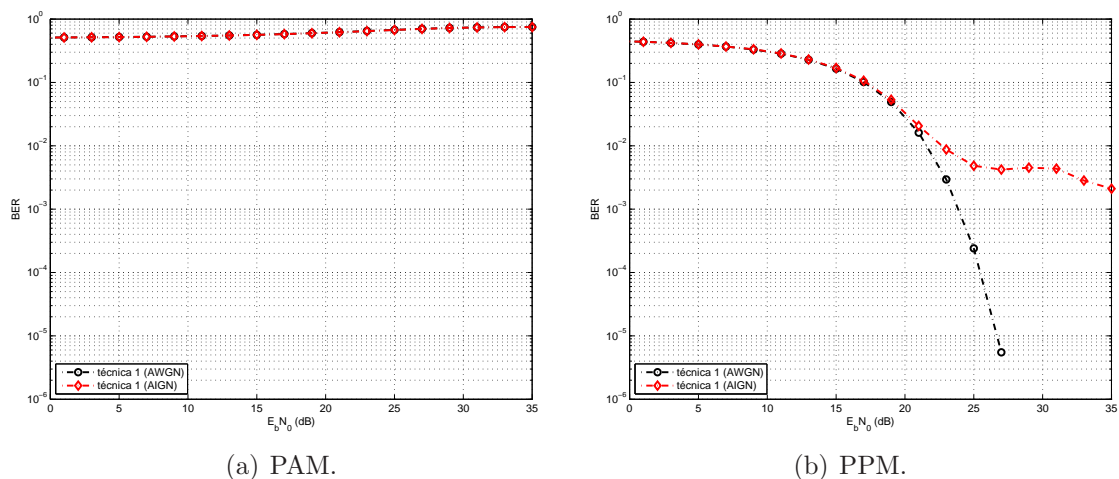


Figura 23: Curvas de desempenho para detecção através do técnica 1 (PDPG), representada pelo DBA, no cenário COLVT.

A técnica 1 seria ótima na ausência do canal de comunicação. No entanto, para o

ambiente PLC, seu desempenho provou-se aquém àquele desejado para um sistema de transmissão de dados confiável, independente da modulação. O uso de um processo de equalização melhoraria este resultado, porém, este recurso é aqui evitado para manter o sistema o mais simples possível.

5.2.2 COMPARAÇÕES DE DESEMPENHO ENTRE OS MÉTODOS REPRESENTADOS PELO ESQUEMA DBB

Considerando o esquema do DBB, diversas análises foram realizadas, variando as técnicas para a detecção, o canal de comunicação e o pulso UWB transmitido.

A primeira análise é feita através da Fig. 24, que ilustra o resultado de simulação para a técnica 2 para a detecção de 4-PAM e 4-PPM, na presença de AWGN e AIGN, quando o cenário é COLVT e o sinal UWB é o PDPG.

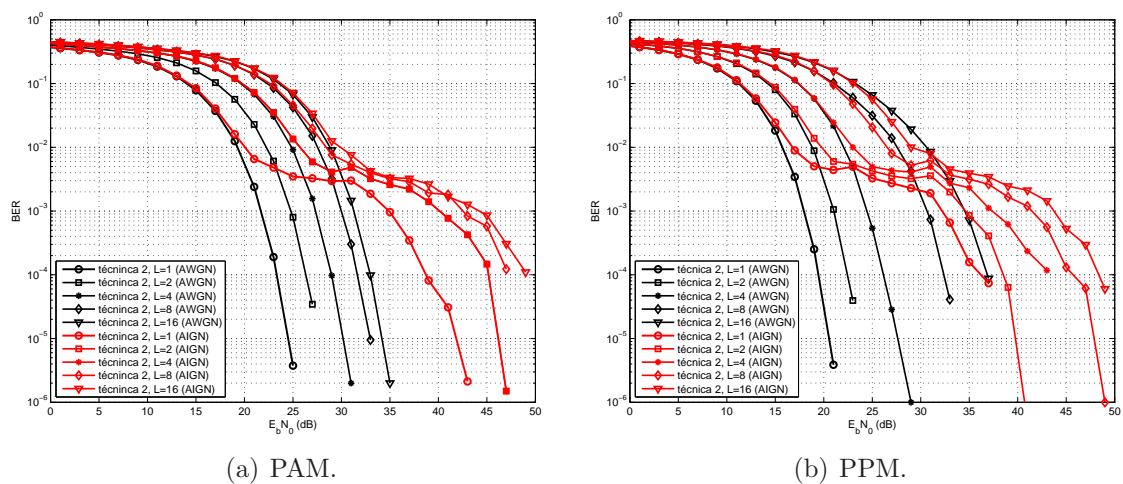


Figura 24: Curvas de desempenho para detecção através da técnica 2 (PDPG), representada pelo DBB, no cenário COLVT.

Observando as Figs. 23 e 24, é evidente a melhora de desempenho da detecção da técnica 2 em relação à 1: na técnica 2, quando não há *downsampling*, ou seja, $L = 1$, a curva de BER da modulação 4-PAM converge para 0 em aproximadamente $E_b/N_0 = 25$ dB quando o ruído é AWGN, o que não ocorre em momento algum no técnica 1, ficando evidente a melhora na detecção quando o filtro casado tem informação do canal. Percebe-se que, neste caso, a detecção é satisfatória, apesar da ausência do equalizador.

Além disso, nota-se na Fig. 24 que, quanto maior o fator de *downsampling* (L), pior o desempenho em termos de BER, independente da modulação e do ruído aditivo presente, o que se deve ao fato de o sinal subamostrado perder informação relevante nas

amostras retiradas. Existe, portanto, um paradoxo entre a aplicação de *dowsampling* no sinal e o desempenho do mesmo. É necessário analisar até quanto de desempenho em termos de E_b/N_0 vale a pena perder com o intuito de se trabalhar numa taxa de processamento menor.

Outro aspecto a ser analisado na Fig. 24 é a diferença do perfil das curvas de BER entre os cenários presença de ruído AWGN e presença de ruído AIGN. Quando há AWGN, independente da modulação e de L , o decaimento da curva de BER se dá continuamente com o aumento da E_b/N_0 , o que se deve ao fato de essa técnica ser ótima na presença de AWGN. Já quando existe AIGN, a curva de BER decai, em seguida assume um perfil horizontal durante certo intervalo de E_b/N_0 , para, finalmente, tornar a decair. Este fato acontece devido às rajadas de ruído impulsivo que atacam os sinais transmitidos, impedindo que a detecção alcance sucesso. Isso faz com que, mesmo com o aumento da SNR, a taxa de bits detectados corretamente não melhora, pois a presença do ruído impulsivo corrompe o sinal, impedindo a diminuição da BER.

É importante ressaltar que as relações entre BER e fator de *dowsampling* e entre perfil das curvas de BER e tipo de ruído aditivo são as mesmas para todas as técnicas de detecção expostas neste trabalho, independente do diagrama de blocos que as representam: uma vez que tais relações e diferenças foram aqui abordadas, não serão repetidas nas técnicas seguintes.

Prosseguindo com o estudo do DBB, a Fig. 25 ilustra o resultado de simulação para a técnica 3 de detecção para 4-PAM e 4-PPM, na presença de AWGN e AIGN, quando o cenário é COLVT e o sinal UWB é o PDPG. Observa-se que, como neste método a

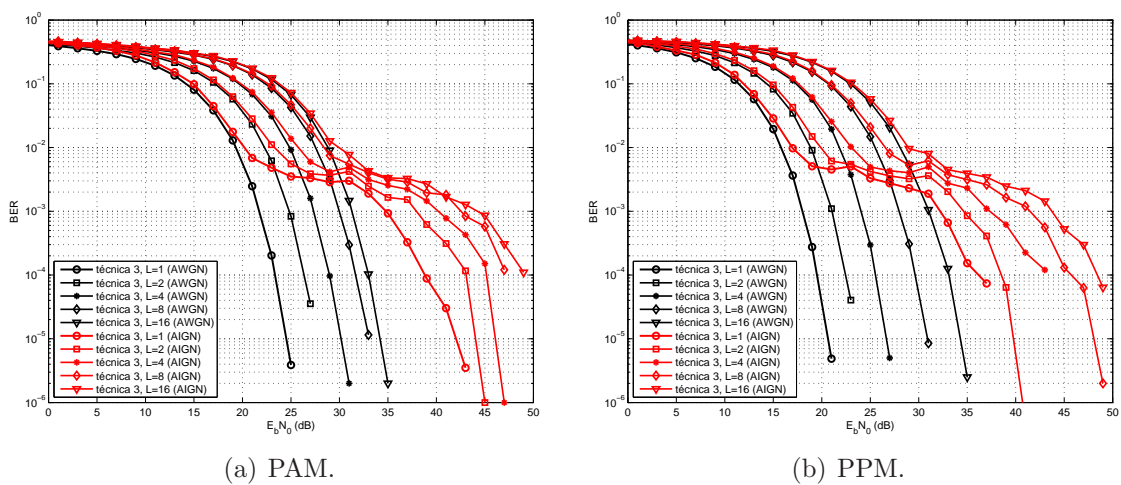


Figura 25: Curvas de desempenho para detecção através da técnica 3 (PDPG), representada pelo DBB, no cenário COLVT.

resposta ao pulso é estimada, o desempenho é um pouco inferior àquele alcançado na técnica 2, em que a resposta ao pulso utilizada na detecção é ideal. A estimação da resposta ao pulso não elimina completamente a influência do ruído AWGN no projeto do filtro casado e quando o cenário é AIGN esta situação se agrava pois a média desse ruído não tende a zero em infinitas realizações.

A técnica 11 também teve seu comportamento analisado. Em geral, independente da modulação e do número de saídas, N_s , constatou-se, através de simulação computacional, que a rede implementada com $N_q = 1$ neurônio não é capaz de detectar corretamente o símbolo transmitido. Variações no número de neurônios indicam que $N_q = 2$ fornece resultados satisfatório e o uso de mais neurônios altera pouco o desempenho. Isso pode ser observado na Fig. 26, que mostra resultados de redes com $N_s = 2$ e $N_s = 4$, na presença de ruído AWGN, quando a modulação é 4-PAM. Percebe-se que, quando $L = 2$, a variação de N_s não teve muito impacto na curva de BER. No entanto, quando $L = 16$, o aumento de N_s resultou em ligeira redução na taxa de erro da detecção. Na presença de ruído AIGN, no entanto, esse comportamento não se repetiu e a curva de BER não variou com N_s e nem com o N_q e, por isso, o gráfico não é mostrado. Também não são apresentados os gráficos para 4-PPM pois as curvas são análogas àquelas para modulação 4-PAM.

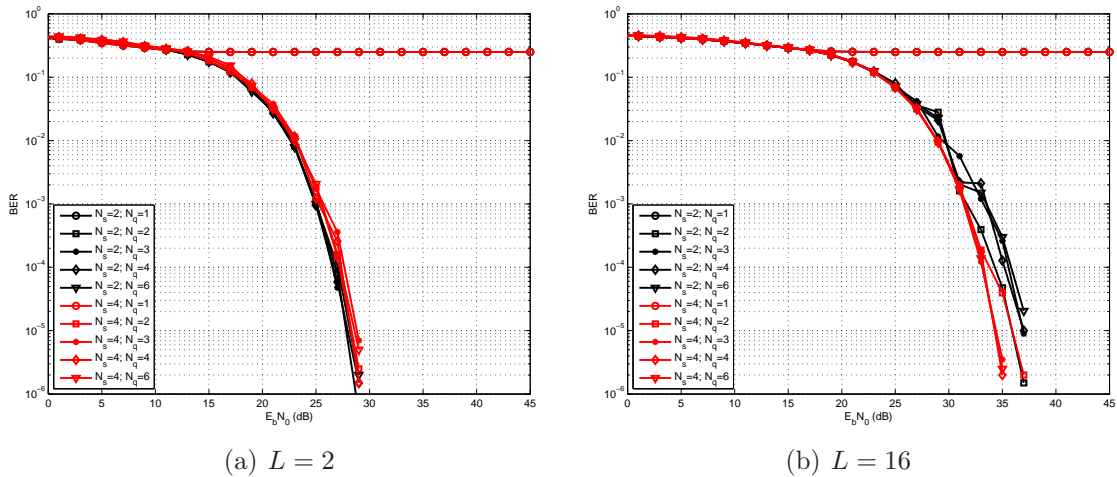


Figura 26: Comparação entre as curvas de desempenho da técnica 11 (PDPG) quando N_s e N_q variam, modulação 4-PAM, ruído AWGN, cenário COLVT.

Terminadas as observações individuais de cada técnica do DBB, finalmente, a comparação de todas elas, ou seja, 2, 3, 4, 5 e 11, é colocada na Fig. 27 quando o cenário é COLVT. O desempenho da técnica 11 reflete aquele obtido quando a rede neural tem $N_q = 2$ neurônios e $N_s = 2$ saídas.

Para 4-PAM, na presença de ruído AWGN, nota-se que o desempenho da técnica 11 é ligeiramente inferior aos demais, o que não é observado na presença de AIGN, quando os desempenhos são praticamente os mesmos.

Para 4-PPM, no cenário AWGN, as técnicas 2, 3 e 5 se destacam com menores taxas de erros, seguidas pela técnica 4 e, com pior resultado, a técnica 11. Na presença de AIGN, as técnicas 2, 3 e 5 continuam com melhores resultados, seguidas ora pela técnica 4, ora pela 11, dependendo da E_b/N_0 .

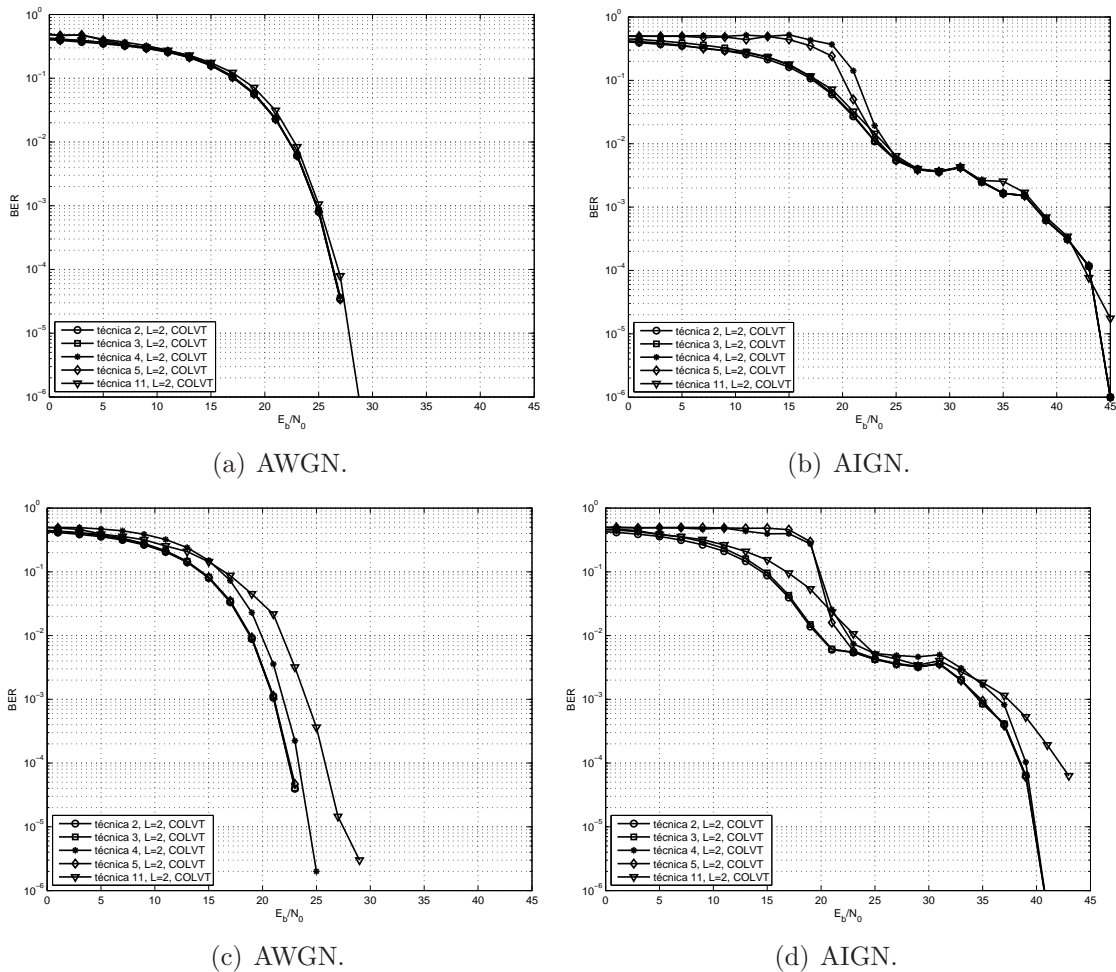


Figura 27: Comparação de desempenho quando o PDPG é transmitido em COLVT; a recepção segue o esquema DBB e as modulações são 4-PAM (a,b) e 4-PPM (c,d).

5.2.2.1 DISCUSSÃO SOBRE O ESPECTRO DO PULSO UWB PARA APLICAÇÕES UWB

A escolha do pulso UWB pode influenciar significativamente tanto a taxa de transmissão como a de erro. Sendo assim, o projeto do pulso torna-se crucial para que o sistema de comunicação UWB-PLC seja funcional e eficiente.

A forma do pulso e o seu desempenho tem relação direta com o perfil de atenuação do canal, conforme demonstrado em (FERREIRA; MACHADO; RIBEIRO, 2009). De fato, quando a transmissão ocorre em ambiente COLVT, o canal, que decai com a frequência, tem o efeito de um filtro passa-baixa sobre o sinal, atenuando demasiadamente as suas componentes de alta frequência. Nesse sentido, um pulso de transmissão projetado para ocupar 12,5 MHz se sobressai em relação a outro que ocupa 50 MHz, no sentido de melhorar a taxa de BER. Por outro lado, pulsos mais estreitos na frequência são obviamente mais largos no tempo, o que diminui a taxa de *throughput* do sistema.

Outra questão interessante colocada em (FERREIRA; MACHADO; RIBEIRO, 2009) é o fato de o canal PLC sofrer variações abruptas ciclo-estacionárias sincronizadas com a rede de energia elétrica: se essa mudança for conhecida *a priori*, é possível escolher o pulso UWB de transmissão de acordo com o perfil do canal, melhorando, assim, as taxas de erro e de *throughput*. Isso é possível se a seguinte dinâmica for seguida: quando o canal PLC decai muito com a frequência, opta-se pelo pulso projetado com menor banda; caso o perfil do canal mude e se torne mais plano, escolhe-se o pulso projetado para ocupar maior banda.

Continuando a análise da relação entre projeto do pulso e desempenho em sistemas UWB-PLC, foi realizada uma análise um pouco mais profunda em (FERREIRA; RIBEIRO, 2010), demonstrando matematicamente o porquê da melhoria do sistema quando o pulso é projetado para ocupar uma banda mais estreita em canais *outdoor*. É sabido que a SNR pode ser dada por (PROAKIS, 1995)

$$SNR = \frac{\int_W S_s(f) |H(f)|^2 df}{\int_W N(f) df}, \quad (5.1)$$

em que $S_s(f)$, $H(f)$ e $N(f)$ são a densidade espectral de potência (PSD) do sinal transmitido, do ruído aditivo e da função de transferência do canal PLC, respectivamente; e W é a largura de banda do canal. Com o conhecimento prévio de que a resposta em frequência do canal PLC *outdoor* é diretamente proporcional a uma exponencial, $|H(f)| \sim k e^{-\rho f}$, em que k e ρ são constantes, e considerando $N(f)$ como ruído branco de PSD constante, N_0 , se o sinal também for convenientemente aproximado a uma PSD

constante, S_0 , então a Eq. (5.1) pode ser aproximada por

$$\begin{aligned} SNR &= \frac{2 \int_0^{f_{\max}} S_s(f) |H(f)|^2 df}{2 \int_0^{f_{\max}} N(f) df} \\ &= \frac{S_0 k \varrho (1 - e^{-\varrho f_{\max}})}{N_0 f_{\max}}, \end{aligned} \quad (5.2)$$

em que fica evidente que, quanto maior f_{\max} , menor a SNR, comprovando, para um valor fixo de ϱ , que a SNR é dependente do projeto do pulso. Logo, pulsos que ocupam grande largura de banda, apresentam desempenho inferior, pois possuem SNR reduzida.

Seguindo o raciocínio de que a forma do pulso é de vital importância para o sucesso do sistema de comunicação UWB-PLC, a escolha do PDPG como função de base para o pulso UWB deve-se a alguns fatores. Já foi analisado em (FERREIRA; MACHADO; RIBEIRO, 2009) que o desempenho do pulso Hermiteano e do PDPG se assemelham muito no cenário COLVT. No entanto, a classe de pulsos gaussianos se destacam em um aspecto: apresentam um nulo espectral na frequência 0, independente da derivada do pulso, o que, para o conjunto de pulsos Hermiteanos, só ocorre nas derivadas ímpares. O nulo na frequência 0 é uma característica desejada dos sinais que são transmitidos pela rede elétrica, uma vez que a presença de ruídos oriundos de diversas fontes é marcante nas baixas frequências dos sistemas de potência.

Além disso, o espectro do PDPG decai com o aumento da frequência, bem como o do canal PLC *outdoor*, e a semelhança entre esses espectros é desejada para melhorar a transmissão.

Já a escolha da RQCL deve-se ao fato de seu espectro de frequência ser mais plano, assemelhando-se ao perfil de atenuação do canal *indoor*. Além disso, estudos demonstram que a recepção através de filtro casado é ótima quando essa forma de onda é utilizada (CIOFFI, 2010).

Com o objetivo de averiguar a adequação do pulso transmitido ao perfil do canal de comunicação, foram realizadas algumas simulações. Inicialmente, as curvas de BER *versus* E_b/N_0 quando PDPG e RQCL são transmitidos em CILIT e a detecção é realizada através das técnicas 2, 3, 4 e 5 são mostradas na Fig. 28, para 4-PAM, quando $L = 2$. Conforme o esperado, a RQCL apresenta melhor desempenho em relação ao PDPG, comprovando que a relação entre espectro do canal e do pulso influenciam na taxa de erro do sistema.

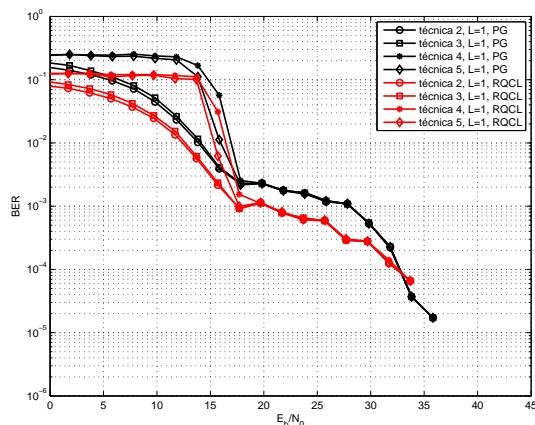


Figura 28: Comparação entre as curvas de desempenho do PDPG e da RQCL ($L = 2$) no cenário CILIT, modulação 4-PAM .

A Fig. 29 traz a comparação de desempenho entre PDPG e RQCL no cenário COLVT e, novamente, o esperado se confirma: o PDPG apresenta melhor resultado, uma vez que seu espectro de frequência se assemelha àquele do canal de comunicação.

Ainda na Fig. 29, nota-se que a técnica 5 apresentou desempenho muito inferior às demais na presença de AIGN, uma vez que sua BER convergiu para 0,5. Isso indica que tal técnica não responde bem à presença de rajada de ruído impulsivo quando o pulso transmitido é a RQCL.

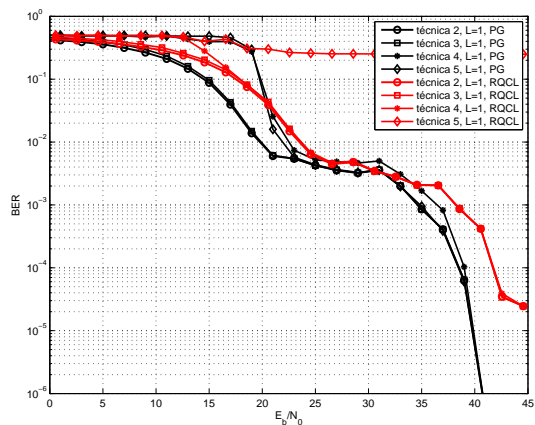


Figura 29: Comparação entre as curvas de desempenho do PDPG e da RQCL no cenário COLVT, modulação 4-PPM .

5.2.3 COMPARAÇÕES DE DESEMPENHO ENTRE OS MÉTODOS REPRESENTADOS PELO ESQUEMA DBC

Uma vez que a técnica 11 foi implementada para DBB e DBC, a comparação entre os desempenhos destes esquemas é ilustrada na Fig. 30, em que o sinal transmitido é o PDPG. O ganho de desempenho com a inserção de um filtro FIR passa baixa antes do processo de *downsampling* parece ser uma estratégia interessante, apesar de aumentar a complexidade computacional do sistema. De fato, a curva de BER para a rede MLP quando o sinal passa pelo filtro mostrou-se melhor. É importante ressaltar que, quando $L = 16$ o uso do filtro não melhorou o desempenho do sistema para alguns valores de E_b/N_0 , o que indica que, neste caso, o sinal perde muita informação durante o *downsampling* e o uso do filtro não tem efeito significativo.

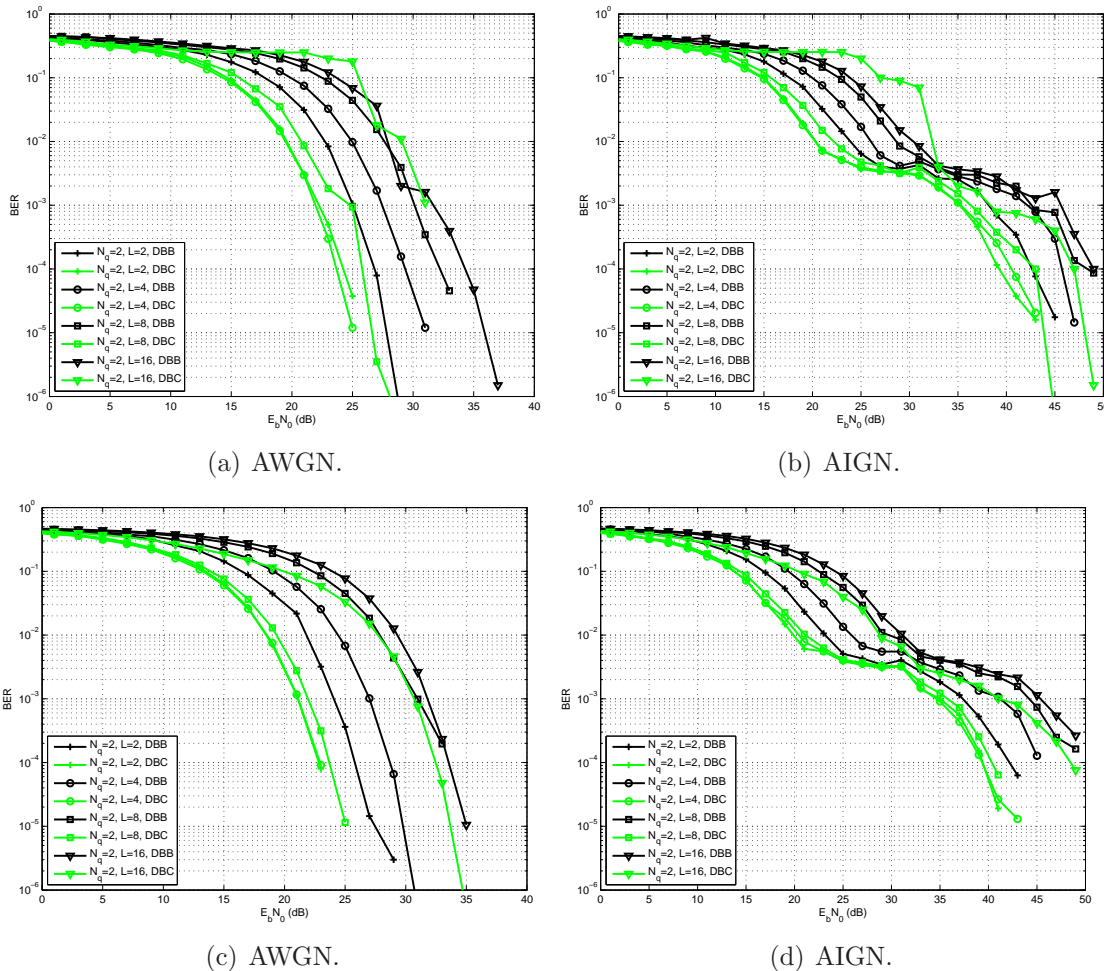


Figura 30: Comparação entre as curvas de desempenho da técnica 11 (PDPG), cenário COLVT; modulação PAM (a,b) e PPM (c,d).

Considerando todas as técnicas do DBC, técnicas 6 e 11, as curvas de comparação quando o cenário é COLVT são expostas através da Fig. 31 para as modulações 4-PAM

e 4-PPM. Em geral, percebe-se que a técnica 11 apresenta melhores desempenhos do que a 6, o que indica que o uso de redes neurais MLP, do ponto de vista de desempenho, é uma boa solução para realizar a detecção de sinais UWB. Entretanto, a rede MLP demanda um número significativo de épocas e, portanto, sob a ótica de implementação em tempo real deve ser evitada.

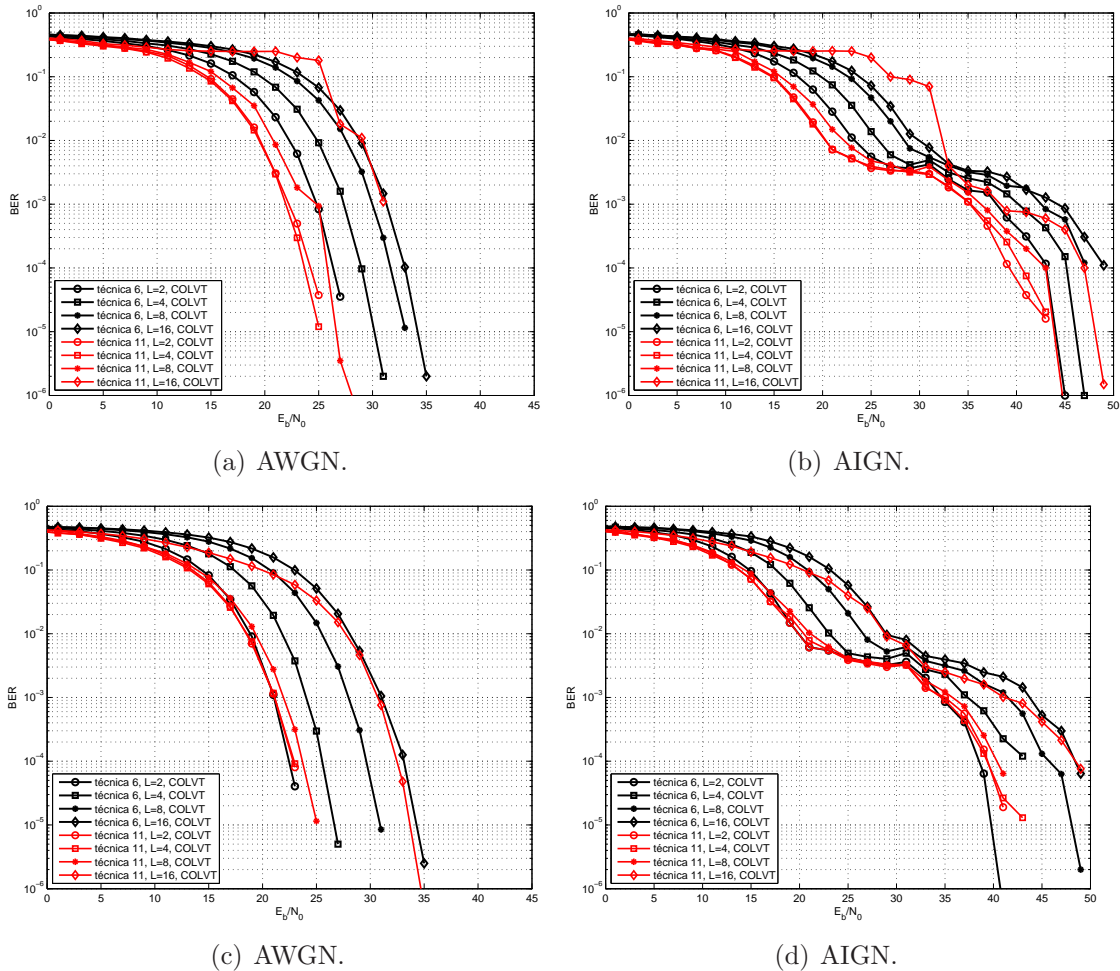


Figura 31: Comparação de desempenho quando o PDPG é transmitido em cenário COLVT, a recepção segue o esquema DBC e as modulações são 4-PAM (a,b) e 4-PPM (c,d).

5.2.4 COMPARAÇÕES DE DESEMPENHO ENTRE OS MÉTODOS REPRESENTADOS PELO ESQUEMA DBD

O esquema do DBD é aquele que representa as técnicas 7 e 8 e as curvas de comparação quando o cenário é COLVT são mostradas pela Fig. 32 para as modulações 4-PAM e 4-PPM. Nota-se que as técnicas apresentam o mesmo desempenho em qualquer caso.

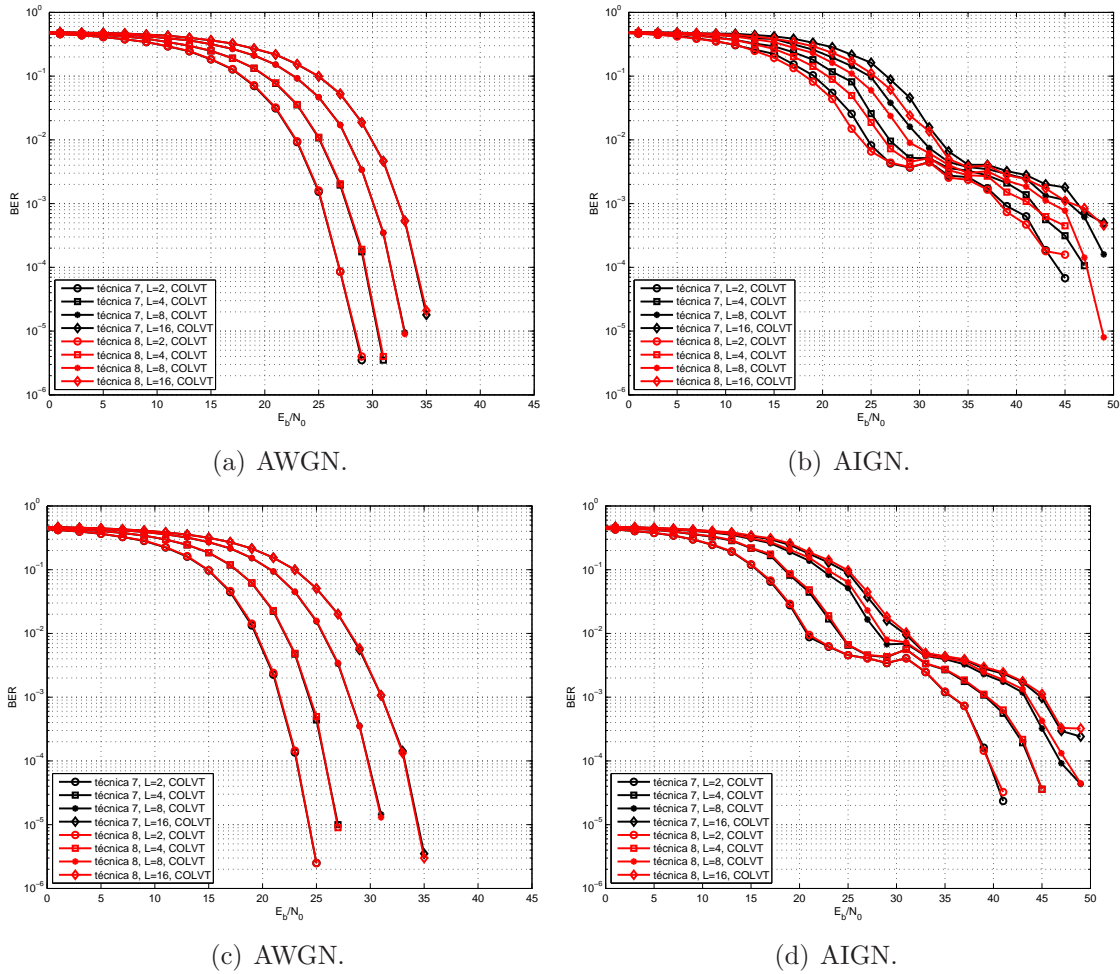


Figura 32: Comparação de desempenho quando o PDPG é transmitido em cenário COLVT; a recepção segue o esquema DBD e as modulações são 4-PAM (a,b) e 4-PPM (c,d).

5.2.5 COMPARAÇÕES DE DESEMPENHO ENTRE OS MÉTODOS REPRESENTADOS PELO ESQUEMA DBE

Uma vez que este diagrama se caracteriza por apresentar realimentação, os algoritmos apresentam curva de convergência. Sendo assim, para $E_b/N_0 = 33$ dB, as curvas de convergência dos algoritmos das técnicas 9, 10, 12, 13 e 14 para PDPG, 4-PPM e 4-PAM são mostradas na Fig. 33, na qual nota-se claramente o momento em que ocorre uma rajada de ruído impulsivo, uma vez que o erro médio quadrático (*mean square error* - MSE) sofre um abrupto aumento de valor, prejudicando a convergência do algoritmo e, conseqüentemente, atrapalhando seu treinamento. Além disso, percebe-se que cada técnica responde de maneira diferente ao fator de *downsampling*. Para 4-PAM, por exemplo, a técnica 10 apresenta menor MSE quando $L = 1$, no entanto, quando $L = 16$, é a técnica 9 que se destaca.

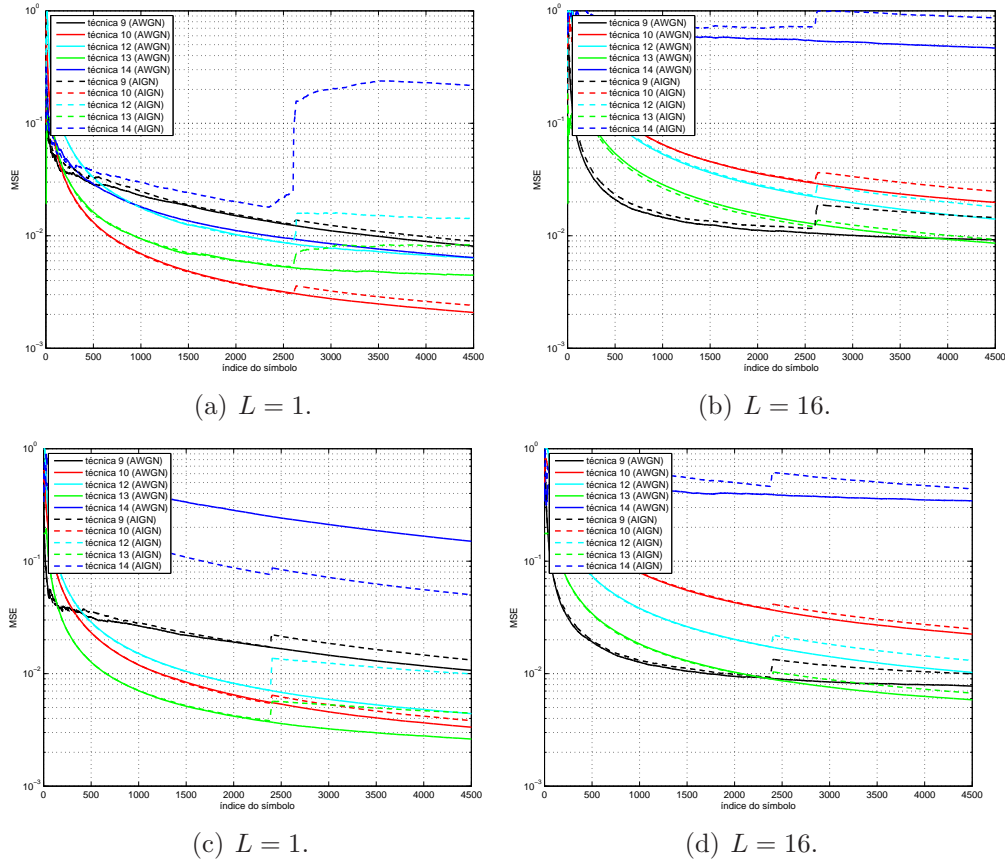


Figura 33: Comparações das curvas de convergência das detecções através das técnicas 9 e 10, PDPG, canal LVT *outdoor*, $E_b/N_0 = 33$ dB; modulação PAM (a,b) e PPM (c,d).

Independente do fator de *downsampling*, e da modulação, nota-se que a técnica 14 apresenta decaimento da curva de MSE pior do que as demais técnicas. Inclusive, este fato merece atenção especial uma vez que a técnica 14 apresentou o seguinte comportamento nas simulações: para um mesmo cenário de simulação, mantendo o valor da E_b/N_0 e variando apenas os vetores de entrada do sistema ($\mathbf{r}[k]$), de ruído e do canal COLVT, sendo esses gerados aleatoriamente a cada realização, o algoritmo respondia com diferentes curvas de convergência. Para evidenciar isso, a Fig. 34 mostra 5 realizações desse algoritmo para 4-PAM, sendo $E_b/N_0 = 33$ dB, ruído AWGN e cenário COLVT. Percebe-se que, em algumas realizações, MSE chega a se estabilizar, indicando que o aumento do número de sinais de treinamento não implicaria em diminuição da taxa de erro.

A comparação das técnicas do DBE, técnicas 9, 10, 12 e 13, é mostrada na Fig. 35 quando o cenário é COLVT, para as modulações 4-PAM e 4-PPM. Observe que técnica 14 não foi incluída nesta comparação geral, o que se deve à inconstância do algoritmo, conforme relatado anteriormente.

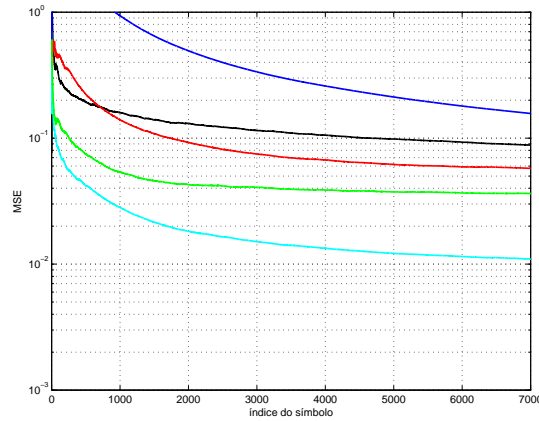


Figura 34: Diversas realizações da curva de convergência da técnica 14, modulação 4-PAM, PDPG, no cenário COLVT, na presença de AWGN.

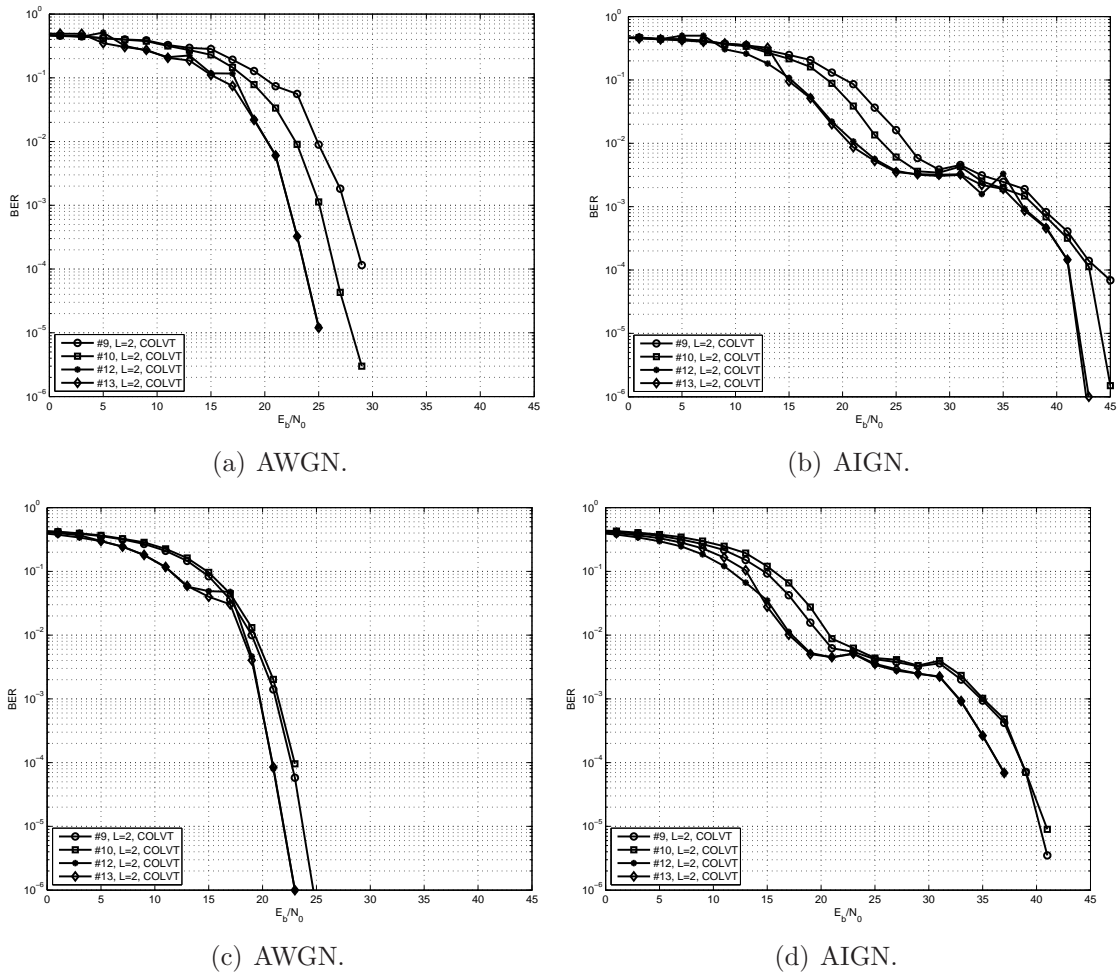


Figura 35: Comparação de desempenho quando o PDPG é transmitido em COLVT; a recepção segue o esquema DBE e as modulações são 4-PAM (a,b) e 4-PPM (c,d).

Na Fig. 35, as técnicas 12 e 13 se destacam com menores taxas de BER, independente do ruído aditivo e da modulação. Além disso, nota-se que, na presença de AIGN, o algoritmo da técnica 13 que deveria ser robusto ao ruído impulsivo não o

foi. Isso se deve ao fato de o ruído impulsivo ter sido modelado com apenas 20 dB de potência acima do ruído de fundo e, para que a $\tanh(\cdot)$ cumprisse sua função, o ruído impulsivo teria que ter a potência maior. Outro aspecto que contribuiu para que o algoritmo robusto não cumprisse seu papel foi o fato de a rajada de ruído impulsivo ter acontecido no meio do treinamento (ver Fig. 33) e, com isso, todos os algoritmos, robustos ou não, terem tido tempo para se recuperarem e voltarem a convergir.

5.2.5.1 ANÁLISE APROFUNDADA DA TÉCNICA 13

Com o objetivo de que a técnica 13, robusta ao ruído impulsivo, tivesse seu funcionamento evidenciado, a seguir são mostradas simulações nas quais os parâmetros do ruído AIGN assumiram $K_1 = K_2 = 40$ dB, ou seja, agora a potência do ruído impulsivo é 40 dB acima daquela do ruído de fundo. A Fig. 36 mostra realizações do ruído AIGN adotado nesta seção e daquele utilizado nas demais seções, em que $K_1 = K_2 = 20$ dB. Conforme pode ser observado, a potência do ruído de fundo é a mesma nos dois casos, porém, o ruído impulsivo projetado com $K_1 = K_2 = 40$ dB apresenta amplitude muito superior ao outro.

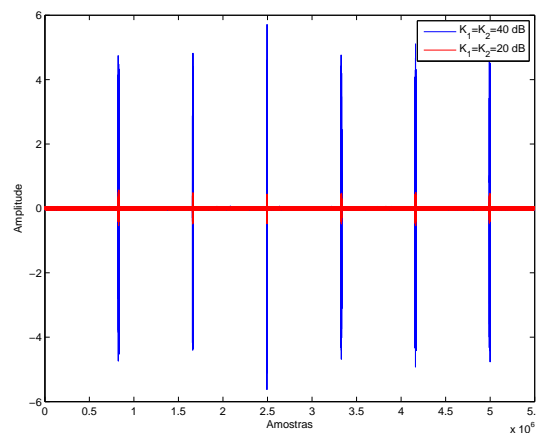


Figura 36: Realizações dos ruídos AIGN com potências do ruído impulsivo diferentes.

Com o uso dos parâmetros K_1 e K_2 maiores, espera-se que o erro instantâneo do algoritmo leve o argumento $[1 - \tanh^2(\xi^2[k])]$ a zero durante a ocorrência da rajada de ruído impulsivo, impedindo que os pesos do algoritmo se atualizem neste período.

Para comprovar se o esperado se confirma na prática, uma comparação entre as técnicas 12 e 13 é mostrada a seguir, em que o passo adaptativo, μ , de ambas as técnicas foi escolhido de tal forma que os respectivos algoritmos convergissem para o mesmo nível de MSE quando o ruído é AWGN. Os parâmetros da simulação são mostrados na Tab. 5 e a curva de MSE é ilustrada na Fig. 37. Nesta figura, observa-se

Tabela 5: Parâmetros para as análises de convergência

Parâmetros	Técnica 12	Técnica 13
E_b/N_0 (dB)	33 dB	33 dB
L	1	1
μ	0,42	0,20

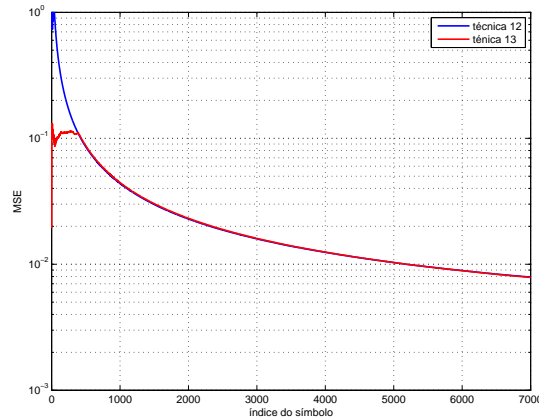


Figura 37: Curva de convergência das técnicas 12 e 13, $L = 1$, no cenário COLVT, na presença de AWGN.

que, no início do treinamento, a curva da técnica 13 apresenta menor MSE, o que se deve à atuação da $\tanh(\cdot)$; no entanto, com a evolução do treinamento, o MSE das duas técnicas se iguala, indicando que na presença de AWGN o uso da $\tanh(\cdot)$ não faz diferença na convergência do algoritmo.

Finalmente, a Fig. 38 mostra a comparação entre as técnicas 12 e 13, para o caso em que o ruído impulsivo afeta as últimas amostras do treinamento, ou seja, está-se emulando o pior caso. Nota-se que a técnica 12 apresenta $BER \approx 0,5$ até $E_b/N_0 = 49$ dB, para só então decair. Isso ocorre uma vez que para $E_b/N_0 \leq 49$ dB, o erro instantâneo da técnica 12 faz com que o algoritmo divirja quando acontece a rajada de ruído impulsivo; com o aumento da E_b/N_0 , $E_b/N_0 > 49$ dB, o efeito do ruído impulsivo diminui sobre o sinal, possibilitando que o algoritmo convirja. Por outro lado, a técnica 13 se comporta diferente: a presença da $\tanh(\cdot)$ impede que o erro aumente de forma descontrolada durante a rajada de ruído impulsivo, não permitindo que os pesos sejam atualizados e, conseqüentemente, os pesos do filtro adaptativo após a rajada de ruído impulsivo são aqueles antes da ocorrência de tal ruído. Devido a isso, a BER da técnica 13 é inferior àquela da técnica 12 até $E_b/N_0 = 49$ dB, ponto a partir do qual as taxas de BER de ambas praticamente se igualam.

Para ressaltar a atuação da $\tanh(\cdot)$ durante o treinamento do algoritmo da técnica 13, a Fig. 39 traz a evolução do erro instantâneo, $\xi[k]$, e do termo $[1 - \tanh^2(\xi^2[k])]$.

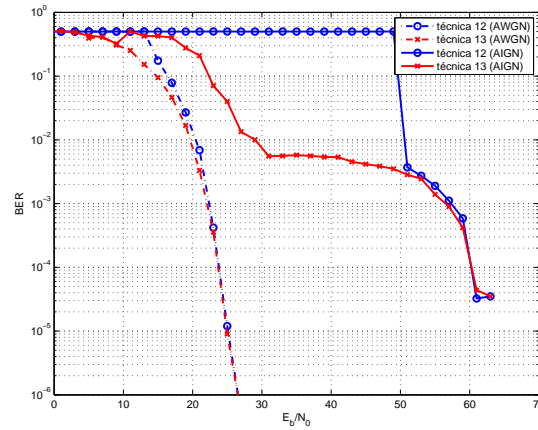


Figura 38: Curvas de convergência para 4-PAM, PDPG, $L = 1$, cenário COLVT.

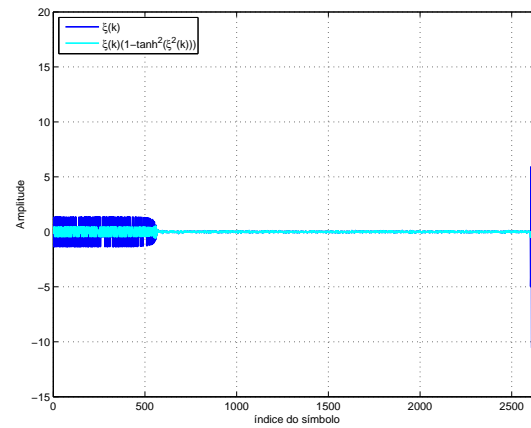


Figura 39: Impacto da $\tanh(\cdot)$, cenário COLVT, na presença de AIGN.

No início das iterações, $\xi[k][1 - \tanh^2(\xi^2[k])] < \xi[k]$, pois o algoritmo está começando a funcionar e, portanto, $\xi[k]$ é elevado, levando a $\tanh(\cdot)$ a atuar. Após o período de convergência, $\xi[k][1 - \tanh^2(\xi^2[k])] = \xi[k]$, o que indica que, na ocorrência de ruído branco apenas, a $\tanh(\cdot)$ seria indiferente para o resultado final. No entanto, quando uma rajada de ruído impulsivo acontece, $\xi[k]$ alcança valores muito elevados, enquanto que $\xi[k][1 - \tanh^2(\xi^2[k])] \rightarrow 0$, ou seja, o algoritmo tende a não se atualizar durante a ocorrência de ruído impulsivo. Isso é muito interessante, pois o treinamento acontecerá sem sofrer influência dos erros elevados gerados pelo ruído impulsivo.

Sendo assim, com a potência do ruído impulsivo mais elevada, a vantagem da técnica 13 sobre a técnica 12 torna-se evidente. O passo adaptativo, μ , da técnica 12 teria que ser muito menor do que o passo da técnica 13, para impedir a divergência do algoritmo e isso ainda implicaria em uma baixíssima velocidade de convergência. Por exemplo, para 4-PAM, $L = 1$ e $E_b/N_0 = 33$ dB, teríamos que ter $\mu_{técnica12} = 0.01$, enquanto que $\mu_{técnica13} = 0,42$. Este μ pequeno impediria que o erro explodisse, no

entanto, geraria o problema de levar o algoritmo à convergência muito lenta.

A Fig. 38 também traz a comparação das técnicas 12 e 13 na presença de AWGN e, conforme pode ser observado, neste caso as técnicas apresentam curvas de BER muito semelhantes.

5.2.5.2 ANÁLISE APROFUNDADA DA TÉCNICA 14

Para se chegar ao algoritmo da técnica 14, cuja dinâmica é explicitada na Seção 4.2.14, alguns testes foram realizados para garantir que este convergiria. Em relação ao passo 5, em que testa-se se α é positivo, pode-se afirmar que esta é uma condição necessária para o algoritmo não divergir, conforme relatado em vários textos da literatura. No entanto, sabendo que α deveria ser positivo, surgiram duas idéias para o passo 6, em que testa-se se α é negativo: *i*) não atualizar o código quando $\alpha < 0$, ou seja, não incrementar k e seguir com o algoritmo para o próximo vetor de entrada; *ii*) reinicializar o algoritmo quando $\alpha < 0$ com outro vetor de entrada.

Diversas tentativas foram realizadas e observou-se que a idéia *i*) não apresentou boa resposta: o algoritmo não divergia, mas o erro instantâneo, $\xi[k + 1]$, oscilava sem diminuir ao longo das iterações. Sendo assim, partiu-se para a opção *ii*), na qual os resultados foram satisfatórios, uma vez que o algoritmo sempre convergia, mesmo tendo que ser reinicializado algumas vezes.

Outra questão que merece ser relatada é a determinação de qual β (Eqs. (4.56) a (4.63)) seria o mais adequado para a convergência do algoritmo para as modulações 4-PAM e 4-PPM. Para tanto, também foram realizados testes computacionais. Após diversas simulações, verificou-se que apenas β^D poderia ser utilizado, pois os demais fizeram com que o algoritmo divergisse. Também tentou-se utilizar um modelo de β híbrido proposto em (SANTOS, 2000), no entanto, o resultado foi de divergência.

Apesar de exaustivas tentativas para que a técnica 14 respondesse com desempenho coerente na obtenção de curvas BER *versus* E_b/N_0 , não conseguiu-se chegar a um algoritmo de sucesso. As implementações responderam com curvas de BER inconstantes, mesmo na presença de AWGN, o que é reforçado pelas curvas de convergência da Fig. 34, e pela Fig. 40, em que pode ser visto o desempenho da técnica 14 para PDPG 4-PAM, na presença de AWGN e de AIGN, em cenário COLVT. Conforme pode ser visto, o decaimento da curva de BER não acompanha o aumento da E_b/N_0 de forma coerente, indicando que alguns ajustes ainda tem de ser feitos no algoritmo para garantir seu funcionamento apropriado.

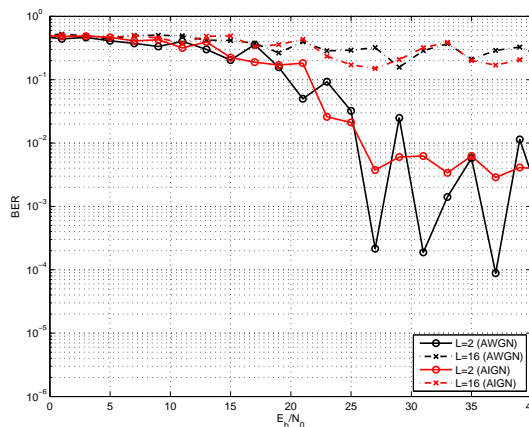


Figura 40: Desempenho quando o PDPG é transmitido em COLVT e a técnica 14 é adotada na recepção da modulação 4-PAM.

Observando as Figs. 34 e 40, surgiu a idéia de repetir o treinamento do algoritmo um certo número de vezes (épocas) e optar pelos filtros do treinamento que fornecesse o menor MSE. No entanto, essa tentativa também não funcionou quando o algoritmo foi treinado 10 vezes, conforme mostra a Fig. 41. É importante ressaltar que a repetição no treinamento torna essa técnica muito lenta, uma vez que, durante cada treinamento, se a condição $\alpha < 0$ ocorrer, inicia-se novamente aquela repetição do treinamento; e para valores pequenos de E_b/N_0 , tal condição é verdadeira diversas vezes.

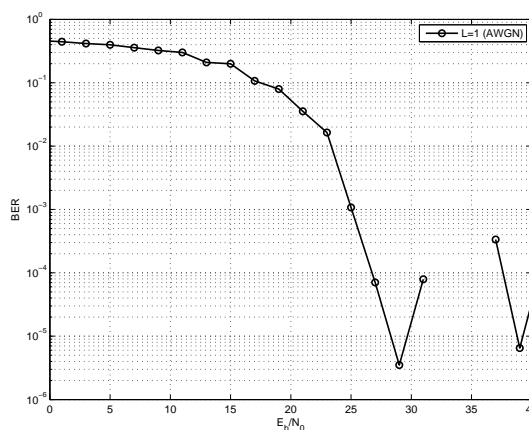


Figura 41: Desempenho quando o PDPG é transmitido em COLVT e a técnica 14 com repetição no treinamento é adotada na recepção da modulação 4-PAM.

5.2.5.3 ANÁLISE APROFUNDADA DA TÉCNICA 15

Além das questões já tratadas para a técnica 14 na Seção 5.2.5.2, referentes ao α e ao β , que também valem para a técnica 15, existem outros aspectos que devem ser ressaltados.

Conforme já foi introduzido na Seção 4.2.15, a condição $\mathbf{g}[k + 1] = 0$ indica um ponto de máximo ou mínimo fictício e, ao desenvolver esta técnica, esperava-se que tal condição só fosse verdadeira durante a ocorrência de ruído impulsivo. No entanto, constatou-se que $\mathbf{g}[k + 1]$ pode zerar mesmo na presença de ruído de fundo apenas, principalmente no início da convergência do algoritmo, gerando um problema de convergência.

Para contornar esse inconveniente, optou-se por dividir a referência do algoritmo, $x[k]$, por um número inteiro, o que pode ser feito sem causar qualquer prejuízo à convergência do algoritmo, mas com a perda de sensibilidade do mesmo à presença de ruído impulsivo. Isso pode ser observado na Fig. 42, em que foram traçadas as curvas de erro instantâneo, $\xi[k]$, e de MSE, quando $x[k]$ é dividido por 5, $E_b/N_0 = 33$ dB e PDPG é transmitido. Percebe-se que, na ocorrência de ruído impulsivo, o erro alcança valores inferiores a 0,4, insuficiente, portanto, para provocar a atuação da $\tanh(\cdot)$. Além disso, a curva de MSE mostra claramente o momento em que o ruído impulsivo aconteceu.

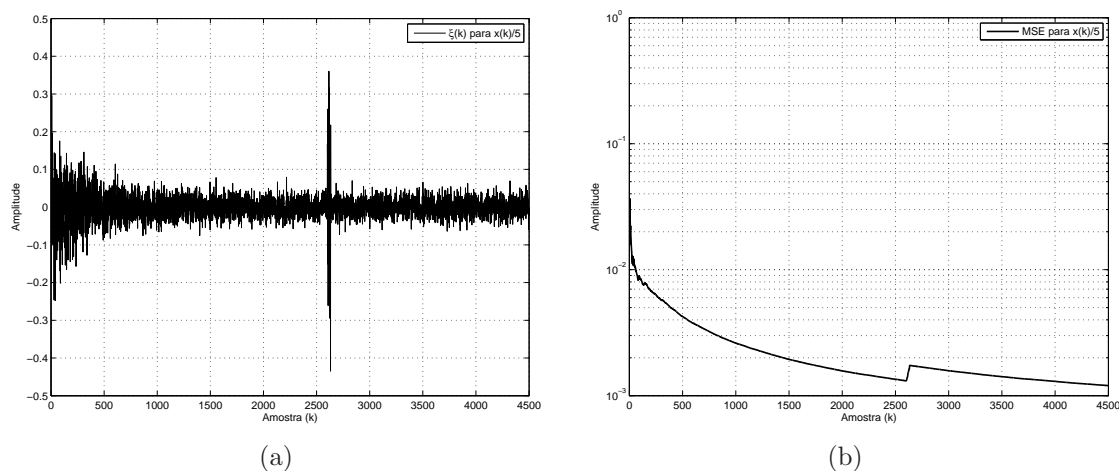


Figura 42: Realização da curva de convergência e de erro instantâneo da técnica 15 (PDPG) com a referência do algoritmo modificada, modulação 4-PAM, $L = 1$, no cenário COLVT, na presença de AIGN.

Essa característica nos remonta àquilo que se verifica na técnica 13, em que a robustez do algoritmo é evidenciada na presença de ruído impulsivo de potência mais elevada. No entanto, a técnica 15 não respondeu bem em situações em que foi adotado ruído AIGN modelado com $K_1 = K_2 = 40$ dB: quando a E_b/N_0 é muito baixa, o algoritmo entra em um *loop* infinito, devido ao $\alpha[k]$ que assume valores negativos seguidamente, e ao vetor $\mathbf{g}[k + 1]$ que zera mesmo na presença de AWGN e com a referência do algoritmo diminuída.

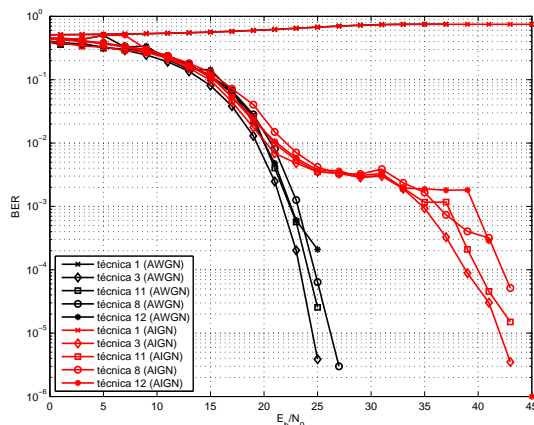


Figura 43: Comparação de desempenho das melhores técnicas de cada diagrama de blocos para 4-PAM quando o PDPG é transmitido em COLVT.

Sendo assim, conclui-se que esta técnica, assim como a 14, também precisa de ajustes para convergir em qualquer cenário e oferecer confiabilidade num sistema de transmissão de dados.

5.3 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE AS TÉCNICAS PROPOSTAS

Após discutir o desempenho de cada diagrama de bloco separadamente, parte-se para uma análise global de todas as técnicas, com o objetivo de se concluir qual delas é mais adequada para as modulações 4-PAM e 4-PPM, no cenário COLVT, na presença de AWGN e de AIGN, quando PDPG é transmitido.

5.3.1 COMPARAÇÕES ENTRE AS TÉCNICAS PARA A MODULAÇÃO 4-PAM

Para esta modulação, o DBA é representado pela técnica 1. Em relação ao DBB, apesar de a Fig. 27 mostrar que os desempenhos das técnicas 2 e 3 são muito semelhantes, optou-se pela técnica 3, uma vez que a técnica 2 reflete uma situação ideal que não aconteceria num sistema físico real. A técnica 11 se destaca para o DBC enquanto que, para o DBD, optou-se pela técnica 8 por ter desempenho ligeiramente superior à técnica 7 na presença de AIGN. Para o DBE, as técnicas 12 e 13 se sobressaem e a técnica 12, por ser mais simples será utilizada nas comparações a seguir.

Sendo assim, a Fig. 43 traz as curvas de BER para $L = 1$. A técnica 3 se destaca como a melhor, seguida pela 11. Conforme já foi visto, a técnica 1 não oferece resultado satisfatório.

Considerando a variação no fator de *downsampling*, a Fig. 44 mostra os resultados quando $L = 2$, $L = 4$, $L = 8$ e $L = 16$. Analisando as curvas em preto, relativas à presença de ruído AWGN, percebe-se que as técnicas 11 e 12 se destacam para $L = 2$, para $L = 4$ e para $L = 8$, sendo que a técnica 11 chega a superar a 12 em até 2 dB em alguns pontos de E_b/N_0 . Para $L = 16$, a técnica 12 supera a 11 em até 4 dB. As demais técnicas, 3 e 8, apresentam piores desempenhos.

Na presença de AIGN, o comportamento das técnicas se assemelha àquele de quando o ruído é AWGN: as técnicas 11 e 12 são as melhores, com a diferença de que, agora, para $L = 16$, a técnica 12 não supera a 11.

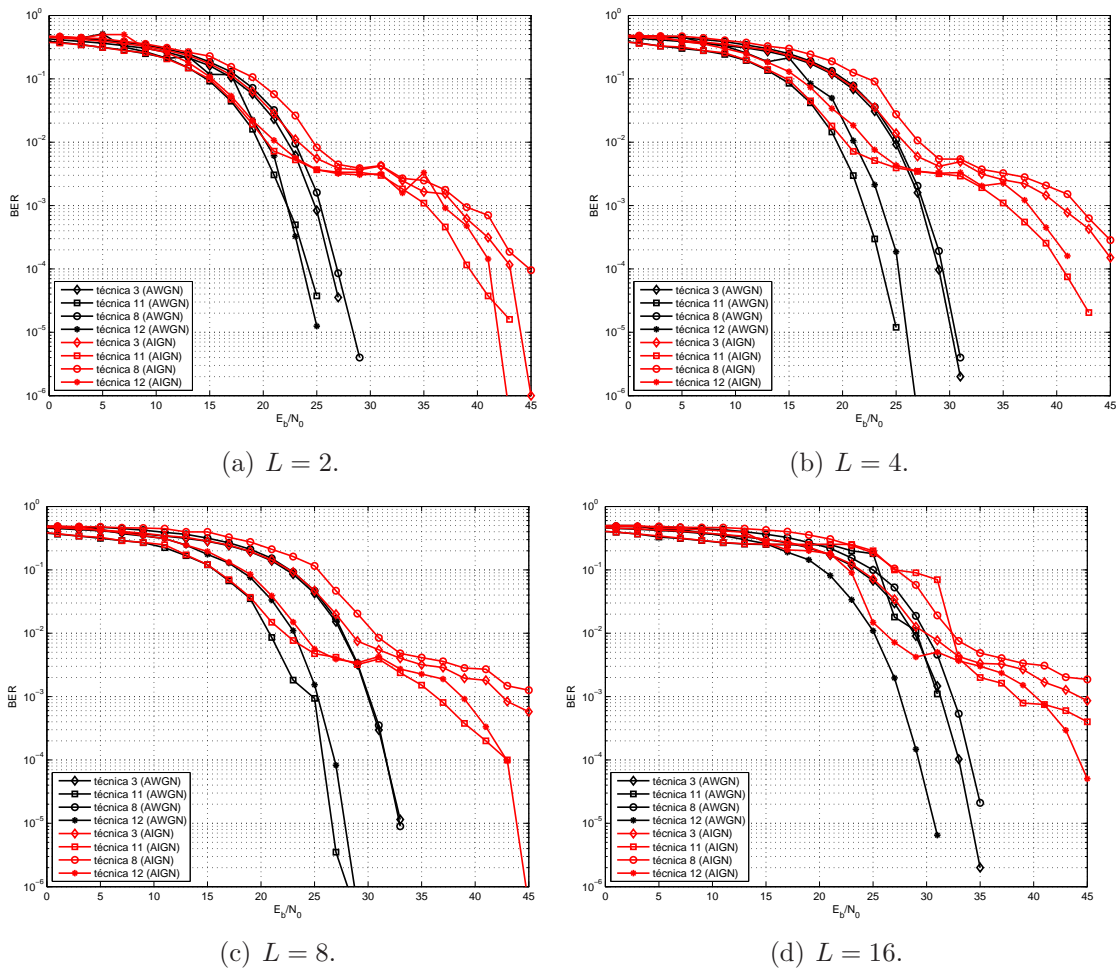


Figura 44: Comparação de desempenho das melhores técnicas de cada diagrama de blocos para 4-PAM quando o PDPG é transmitido em COLVT.

5.3.2 COMPARAÇÕES ENTRE AS TÉCNICAS PARA A MODULAÇÃO 4-PPM

As técnicas que se destacaram para esta modulação são as mesmas que apresentaram melhores taxas de BER para a modulação 4-PAM nos diagramas DBA, DBB,

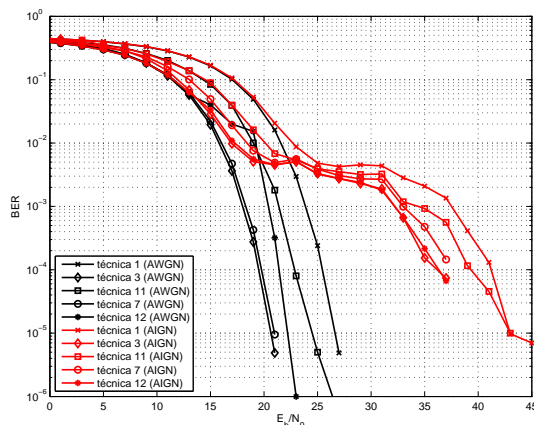


Figura 45: Comparação de desempenho das melhores técnicas de cada diagrama de blocos para 4-PPM quando o PDPG é transmitido em COLVT.

DBC e DBE, ou seja, técnicas 1, 3, 11 e 12, respectivamente. Para o DBD, agora foi a técnica 7 a escolhida por ter se destacado ligeiramente em relação à 8 na presença de AIGN.

A Fig. 45 mostra as curvas de BER para $L = 1$. Para AWGN, a técnica 3 apresenta menor BER, seguida pela 7, 12, 11 e 1. Já para AIGN, as curvas das técnicas 3 e 12 se assemelham muito e são as melhores, seguidas pelas técnicas 7, 11 e 1. A técnica 1 é aquela de pior desempenho em qualquer cenário, o que já era esperado.

A Fig. 46 traz as curvas de BER para essas técnicas considerando o fator de *downsampling*. Percebe-se que, para AWGN, quando $L = 2$, $L = 4$ e $L = 16$, a técnica 12 apresenta melhor desempenho, enquanto que para $L = 8$, é a técnica 11. Quando o ruído é AIGN, a técnica 12 é a de menor BER, independente de L .

5.4 SUMÁRIO

Este capítulo analisou as curvas de BER *versus* E_b/N_0 relativas à cada técnica de recepção de símbolos UWB destacada nesta contribuição, além de ter destacado qual a melhor técnica dada uma modulação, 4-PAM ou 4-PPM.

O próximo capítulo tem por objetivo trazer as discussões finais através de observações feitas partir de todas as análises realizadas.

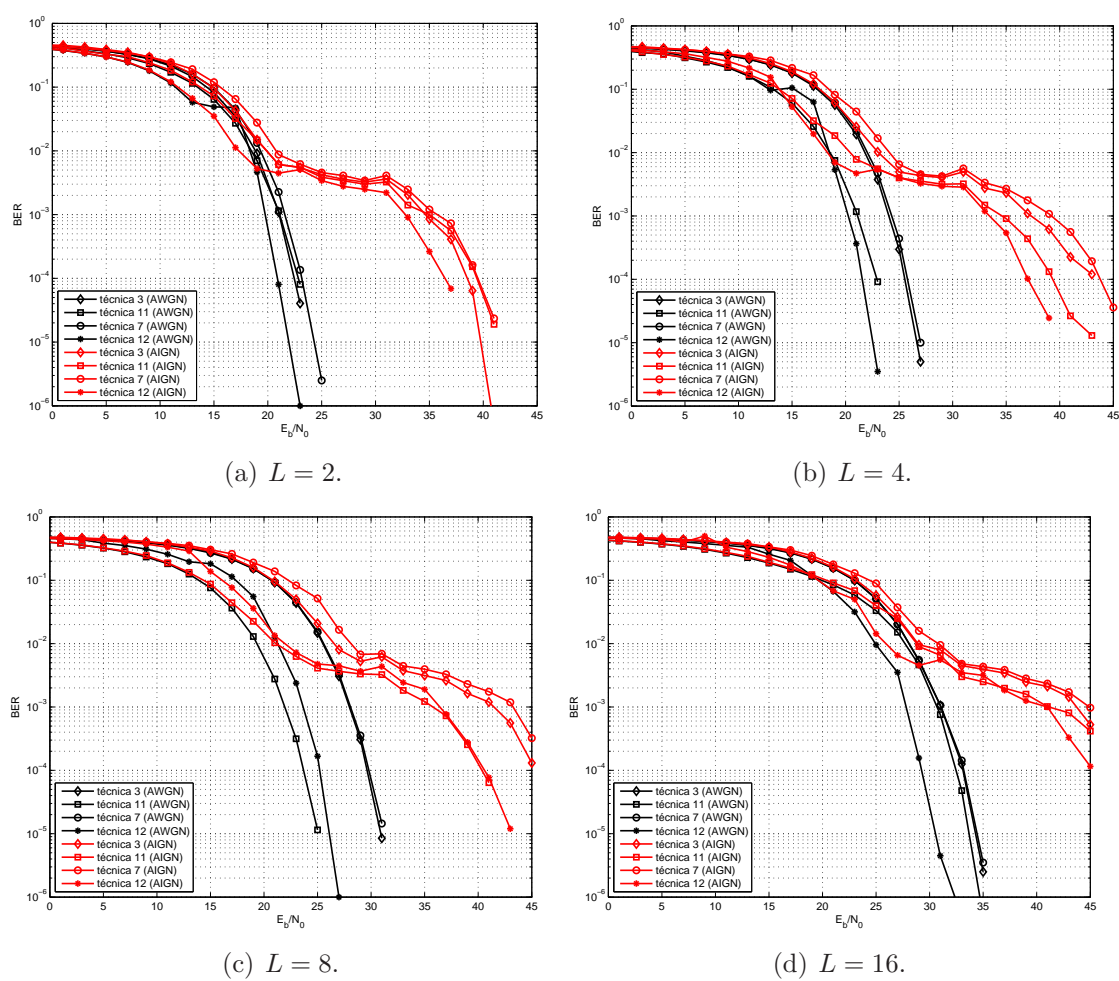


Figura 46: Comparação de desempenho das melhores técnicas de cada diagrama de blocos para 4-PPM quando o PDPG é transmitido em COLVT.

6 CONCLUSÕES

Esta dissertação discutiu a aplicação de um sistema de comunicação digital direcionado à transmissão de dados por canais PLC utilizando o conceito de UWB. As análises foram feitas em canal PLC *outdoor* linear e variante no tempo, cuja modelagem foi proposta em (PICORONE, 2009), e canal PLC *indoor* linear e invariante no tempo, cujo modelo foi obtido a partir de medições reais no LAPTEL da UFJF. Além disso, foram considerados os ruídos AWGN e AIGN, sendo este último um problema inerente às redes elétricas, uma vez que o sistema elétrico de potência não foi projetado inicialmente para prover comunicação de dados.

Dentre as etapas de um sistema digital de transmissão de dados, foi dada ênfase à modulação, através da escolha apropriada do pulso UWB, e à recepção, através da análise, adaptação e proposição de diversas técnicas para o projeto do filtro casado no receptor.

Dentre as contribuições referentes à escolha do pulso UWB, destaca-se a adequação da forma deste pulso ao perfil do canal de comunicação. Em geral, PDPG e RQCL são boas escolhas sistemas UWB para PLC, mas, conforme foi mostrado, o PDPG supera a RQCL em canal *outdoor* linear e variante no tempo, uma vez que o espectro do PDPG se assemelha mais ao perfil de atenuação do canal *outdoor*, que decai com o aumento da frequência. Já a RQCL, por apresentar espectro plano, bem como o do canal *indoor* e invariante no tempo, supera o PDPG neste cenário. Isso nos permite concluir que o projeto do pulso de acordo com o perfil do canal é coerente e resulta em melhoria do sistema

Em relação à recepção de sinais UWB, foram apresentados 5 diagramas de blocos com dinâmicas diferentes de funcionamento, sendo o primeiro deles, DBA, muito simples, enquanto que o último, DBE, bem mais elaborado. Cada uma das técnicas de recepção propostas é relacionada a um diagrama de blocos.

A técnica 1, associada ao DBA, é muito simples e utiliza o próprio pulso de trans-

missão como *template* do filtro casado. Seu desempenho foi muito ruim, principalmente para 4-PAM, o que se deve ao fato desse sistema não contar com um processo de equalização e, portanto, não eliminar o efeito do canal de comunicação. Como a informação da modulação 4-PAM é simbolizada pela variação na amplitude (energia) do pulso, a inexistência da equalização prejudicou excessivamente a detecção; a modulação 4-PPM foi menos prejudicada, por transmitir informação através da posição do pulso. Em geral, as demais técnicas foram melhores do que a 1, uma vez que seus respectivos filtros de detecção levam em conta a atuação do canal sobre o sinal transmitido.

As curvas de BER *versus* E_b/N_0 traçadas no Capítulo 5 indicam que as técnicas reagem de forma diferente à subamostragem e à presença de AIGN. Quando $L = 1$, por exemplo, a técnica 3 é a melhor para M -PAM e M -PPM, com AWGN, ou AIGN, mostrando que a média da resposta ao canal do pulso UWB é uma boa escolha de *template* para o filtro casado. Por outro lado, para $L = 16$, quando o sinal processado pelo receptor tem seu número de amostras bastante reduzido, a técnica 12 é a que melhor responde para ambas as modulações e independente do ruído. Evidentemente, a BER para $L = 16$ é pior do que aquela para $L = 1$, porém, a diminuição do custo computacional é significativa, indicando que a subamostragem pode ser adotada em situação em que a SNR é elevada.

A técnica 11, cujo filtro casado é substituído por uma rede MLP, mostrou bom desempenho nos cenários analisados. Os testes mostraram que apesar de 1 neurônio ser insuficiente para realizar a recepção corretamente, 2 são suficientes, o que é excelente em termos de baixo custo computacional. No entanto, a eficácia dessa técnica só pode ser aproveitada em aplicações *off-line*, posto que seu treinamento demanda elevado custo computacional e, portanto, representa uma desvantagem perante a outras técnicas.

Em relação à técnica 13, cuja característica marcante é a presença da $\tanh(\cdot)$ na função de custo do algoritmo, sua análise aprofundada mostrou que estratégias podem ser desenvolvidas para contornar o problema da ocorrência de rajadas de ruído impulsivo nos canais PLC. A adoção da $\tanh(\cdot)$ no algoritmo inseriu certa robustez ao mesmo, uma vez que limitou o valor do erro instantâneo e ainda não permitiu a contaminação do algoritmo pelos elevados erros gerados pelo ruído impulsivo. Dessa forma, os pesos do algoritmo adaptativo após a rajada de ruído impulsivo são aqueles antes da ocorrência de tal ruído. Essa melhoria oferecida pela inserção da $\tanh(\cdot)$ tem como consequência um aumento na complexidade do algoritmo. No entanto, essa complexidade pode ser reduzida através da aproximação da $\tanh(\cdot)$ por uma função linear para pequenos valores de argumento e da determinação da saída para grandes

valores de argumento, ou ainda através de um esquema de *look-up table* com os valores da $\tanh(\cdot)$ (MENEZES; RIBEIRO, 2010).

As técnicas que utilizam algoritmos adaptativos de 2ª ordem, 14 e 15, tiveram seus algoritmos derivados nesta dissertação, no entanto, alguns ajustes ainda devem ser feitos para oferecerem confiabilidade e garantirem a convergência dos mesmos. De fato, ambas ainda apresentam problemas de convergência e a resolução de tais problemas fica como proposta para trabalhos futuros.

Outros temas para trabalhos futuros englobam a análise de técnicas de recepção de sinais UWB utilizando filtros de Laguerre, filtros IIR, entre outras funções cabíveis.

Finalmente, sugere-se também a implementação em FPGA de todo o sistema UWB-PLC proposto nesta dissertação.

REFERÊNCIAS

- AFFAIRS, M. of I.; (MIC), C. *Technical conditions on UWB radio systems in Japan*. 2006.
- ANEEL, A. N. D. E. E. . *RESOLUÇÃO NORMATIVA No 375*. August 2009.
- BAEK, S.; PARK, J. Nonlinear controller optimization of a power system based on reduced multivariate polynomial model. In: *International Joint Conference on Neural Networks*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 221–228.
- BANWELL, T.; GALLI, S. A novel approach to the modeling of the indoor power line channel part i: Circuit analysis and companion model. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 20, n. 2, p. 655 – 663, Abril 2005.
- BENEDETTO, M. D. et al. *UWB Communication Systems - A Comprehensive Overview*. [S.l.]: EURASIP Book Series on Signal Processing and Communications, 2006.
- BIGLIERI, E. Coding and modulation for a horrible channel. *IEEE Communications Magazine*, v. 41, n. 5, p. 92 – 98, Maio 2003.
- BIT, A.; OREHEK, M.; ZIA, W. Comparative analysis of bluetooth 3.0 with uwb and certified wireless-usb protocols. In: *International Conference on Ultra-Wideband*. [S.l.: s.n.], 2010.
- CAMPOS, F. P. V. *Análise de desempenho de sistema clustered-COFDM para a transmissão de dados via rede elétrica*. Dissertação — Universidade Federal de Juiz de Fora, Agosto 2007.
- CHEN, C. *Linear System Theory and Design*. [S.l.]: Oxford University Press, 1999.
- CHEN, S.; CHEN, X.; PARINI, C. G. Characterisation of powerline for uwb communication. In: *IET Seminar on Wideband and Ultrawideband Systems and Technologies: Evaluating current Research and Development*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–5.
- CHEN, S. et al. Characteristic of uwb pulse over powerline communication. In: *Loughborough Antennas and Propagation Conference*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 269–272.
- CHEN, S. et al. Ultra wideband powerline (plc) communication above 30 mhz. *IET Communications*, v. 3, n. 10, p. 1587–1596, Outubro 2009.
- CHEN, X.; KIAEI, S. Monocycle shapes for ultra wideband system. In: *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 1, p. 597–600.
- CIOFFI, J. *Signal Processing and Detection*. [S.l.]: Stanford University, 2010.
- COMISSION, E. *Standardisation mandate forwarded to CEN/CENELEC/ETSI for harmonised standards covering ultra-wideband equipment*. 2006.

- CONROY, J. T.; LOCICERO, J. L.; UCCI, D. R. Communication techniques using monopulse waveforms. In: *IEEE Military Communications Conference Proceedings*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 1181 – 1185.
- CORRIPIO, F.; ARRABAL, L. d. R. J. Analysis of the cyclic short-term variation of indoor power line channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 24, n. 7, p. 1327–1338, Julho 2006.
- DOSTERT, K. *Power Line Communications*. [S.l.: s.n.], 2001.
- FCC. *FCC first report and order: in the matter of revision of Part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems*. [S.l.], 2002.
- FERREIRA, A. L. S.; MACHADO, R.; RIBEIRO, M. V. Performance of uwb modulation schemes and uwb pulses for outdoor power line communications. In: *XXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*. [S.l.: s.n.], 2009.
- FERREIRA, A. L. S.; RIBEIRO, M. V. A discussion about the suitability of uwb modulation for outdoor power line communication. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 102.
- GALLI, S. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 13–19.
- GALLI, S.; LOGVINOV, O. Recent developments in the standardization of power line communications within the IEEE. *IEEE Communications Magazine*, v. 46, n. 7, p. 64 – 71, Julho 2008.
- GALLI, S.; LOGVINOV, O. Recent developments in the standardization of power line communications within the IEEE. *IEEE Communications Magazine*, p. 64–71, Julho 2008.
- GHAVAMI L, B. M. M.; KOHNO, R. *Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering*. 2nd. ed. [S.l.]: John Wiley E Sons, Ltd, 2007.
- GOLDFISHER, S.; TANABE, S. IEEE 1901 access system: an overview of its uniqueness and motivation. *IEEE Communications Magazine*, p. 150–157, 2010.
- GUTIERREZ, D. et al. In-home PLC ready for triple play. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 366 – 370.
- HAGER, W. W.; ZHANG, H. A survey of nonlinear conjugate gradient methods. *Pacific Journal of Optimization*, v. 2, n. 1, p. 35–58, Janeiro 2006.
- HAYKIN, S. *Neural networks. A comprehensive foundation*. 2. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 1999.
- HORMIS, R.; BERENQUER, I.; WANG, X. A simple baseband transmission scheme for power line channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 24, n. 7, p. 1351 – 1363, July 2006. ISSN 0733-8716.
- HRASNICA, H.; HAIDINE, A.; LEHNERT, R. *Broadband Powerline Communications Networks: Network Design*. [S.l.]: John Wiley E Sons, 2005.

<http://grouper.ieee.org/groups/1901>. *IEEE P1901: draft standard for broadband over power line networks: medium access control and physical layer specifications*. Janeiro 2011.

<http://www.broadband-forum.org>. *Broadband Forum*. 2011.

<http://www.ds2.es>. *DS2*. Janeiro 2010.

<http://www.freescale.com>. *Freescale Semiconductor*. Janeiro 2011.

<http://www.hd-plc.org>. *HD-PLC*. 2011.

<http://www.homegridforum.org>. *HomeGrid Forum*. 2011.

<http://www.homeplug.org/home>. *HomePlug*. 2011.

<http://www.transferjet.org>. *Transfer Jet*. 2011.

<http://www.wimedia.org>. *WiMedia Alliance*. Janeiro 2011.

HUA, Y.; NIKPOUR, M.; STOICA, P. Optimal reduced-rank estimation and filtering. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 49, n. 3, p. 457–469, Março 2001.

KAR, E. van de; LUKSZO, Z.; LEUS, G. Wireless networks in the process industry: opportunities for ultra wideband applications. In: *IEEE International Conference on Networking, Sensing and Control*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 607–612.

KIM, N. et al. Performance evaluation of ir-uwband ranging system with various waveforms. In: *Second International Conference on Ubiquitous and Future Networks*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 71 – 75.

LAGUNA, G.; BARRÓN, R. Survey on indoor power line communication channel modeling. In: *Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 163–168.

LAMARE, R. C. de; SAMPAIO-NETO, R. Adaptive reduced-rank processing based on joint and iterative interpolation, decimation, and filtering. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 57, n. 7, p. 2503–2514, Julho 2009.

LEE, K.; PARK, J.; MOON, K. Convergence of high-speed powerline communication and wimedia uwband for multimedia home networks. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 147–151.

LIN, H.; SIOHAN, P. An information theoretic analysis on indoor plc channel characterizations. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–6.

LIU, E. et al. Broadband powerline channel and capacity analysis. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 7 – 11.

LUENBERGER, D. G.; YE, Y. *Linear and nonlinear programming*. 3. ed. [S.l.]: Springer, 2008.

- MATHISEN, G.; TONELLO, A. M. Wirenet: an experimental system for in-house power line communication. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 137–142.
- MEKURIA, G.; HIRSCH, H. Uwb pulse transmission over powerline channel. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 308–313.
- MENEZES, A. S.; RIBEIRO, M. V. A robust merrry channel shortening technique for ofdm systems in plc environment corrupted by impulsive noise. In: *IEEE International Telecommunications Symposium*. [S.l.: s.n.], 2010.
- OKSMAN, V.; EGAN, J. *Applications of ITU-T G.9960, ITU-T G.9961 transceivers for Smart Grid applications: advanced metering infrastructure, energy management in the home and electric vehicles*. [S.l.], Outubro 2010.
- OKSMAN, V.; GALLI, S. G.hn: The new itu-t home networking standard. *IEEE Communications Magazine*, v. 47, n. 10, p. 138–145, Outubro 2009.
- OLIVEIRA, T. R. *Caracterização de redes de energia elétrica como meio de transmissão de dados*. Dissertação — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2010.
- OPPERMANN, M. H. I.; IINATTI, J. (Ed.). *UWB Theory and Applications*. [S.l.]: John Wiley E Sons, Ltd, 2004.
- PAVLIDOU, N. et al. Power line communications: state of the art and future trends. *IEEE Communications Magazine*, v. 41, n. 4, p. 34 – 40, Abril 2003.
- PICORONE, A. A. M. *A contribution on time-varying PLC channel using pilot signals*. Dissertação (in Portuguese) — Federal University of Juiz de Fora, 2009.
- PROAKIS, J. *Digital Communications*. 3. ed. [S.l.]: McGraw-Hill, 1995.
- RIBEIRO, M. V. et al. Fourier-lapped multilayer perceptron method for speech quality assessment. *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, v. 9, p. 1425 – 1434, Junho 2005.
- SANTOS, F. J. V. Z. E. P. dos. *Recurrent neural networks: design and applications*. [S.l.]: CRC Press, 2000.
- SILVA, J. A. N. *Novas técnicas eficientes para modulação e ocupação de espectro baseadas em moldagem hermiteana de pulsos UWB*. Dissertação — Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Setembro 2007.
- SORIA-OLIVIAS, E. et al. Steady-state and tracking analysis of a robust adaptive filter with low computational cost. *Signal Processing*, v. 87, n. 1, p. 210–215, 2007.
- TEIXEIRA, E. et al. Modeling and performance analysis of plc channels with external interference in outdoor and indoor environments. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 222–227.
- TONELLO, A. M. Wideband impulse modulation and receiver algorithms for multiuser power line communications. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, v. 2007, 2007.

- TONELLO, A. M.; PALERMO, N. Soft detection with synchronization and channel estimation from hard quantized inputs in impulsive uwb power line communications. In: *International Conference on Ultra-Wideband*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 560–564.
- TONELLO, A. M. et al. Challenges for 1 gbps power line communications in home networks. In: *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–6.
- WILLE, J. On the structure of the hessian matrix in feedforward networks and second derivative methods. In: *International Conference on Neural Networks*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 3, p. 1851–1855.
- XU, H.; YANG, L. Ultra-wideband technology: yesterday, today, and tomorrow. In: *IEEE Radio and Wireless Symposium*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 715 – 718.
- YANG, L.; GIANNAKIS, G. R. Ultra-wideband communications: an idea whose time has come. *IEEE Signal Processing Magazine*, v. 21, n. 6, p. 26–54, Novembro 2004.
- YU, C.; MANRY, M. A hessian matrix approach for training nonlinear networks. In: *International Conference on Signal Processing*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 2, p. 1514 – 1517.
- ZENG, W.; LI, X.; ZHANG, X. Adaptive newton algorithms for blind equalization using the generalized constant modulus criterion. In: *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 2805–2808.
- ZHANG, H.; GULLIVER, T. A. Performance and capacity of pam and ppm uwb systems with multiple receive antennas. In: *IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and signal Processing*. [S.l.: s.n.], 2003. p. 740 – 743.
- ZHANG, H.; GULLIVER, T. A. Pulse position amplitude modulation for time-hopping multiple access uwb communications. In: *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 2, p. 895 – 900.
- ZIMMERMANN, M.; DOSTERT, K. Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications. *IEEE Transactions On Electromagnetic Compatibility*, v. 44, n. 1, p. 249–258, Fevereiro 2002.
- ZIMMERMANN, M.; DOSTERT, K. A multipath model for the powerline channel. *IEEE Transactions on Communications*, v. 50, n. 4, 2002.
- ZIN, M. S. I. M.; HOPE, M. A review of uwb mac protocols. In: *Sixth Advanced International Conference on Telecommunications*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 526–534.