

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

Antônio Ângelo Missiaggia Picorone

**Uma Contribuição a Estimação de Canais PLC Variantes no Tempo  
utilizando Sinais Pilotos**

Juiz de Fora  
2009



Antônio Ângelo Missiaggia Picorone

**Uma Contribuição a Estimação de Canais PLC Variantes no Tempo  
utilizando Sinais Pilotos**

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

Orientador: Prof. Dr. Moisés Vidal Ribeiro

Juiz de Fora  
2009



Antônio Ângelo Missiaggia Picorone

**Uma Contribuição a Estimação de Canais PLC Variantes no Tempo  
utilizando Sinais Pilotos**

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

Aprovada em 31 de Agosto de 2009.

BANCA EXAMINADORA

---

Prof. Dr. Moisés Vidal Ribeiro  
Orientador

---

Prof. Dr. Raimundo Sampaio Neto  
PUC-RJ

---

Prof. Dr. Augusto Santiago Cerqueira  
UFJF

*À minha esposa Tina e  
ao meu filho Theo*

## ***AGRADECIMENTOS***

A Deus por ter me dado saúde, força de vontade e ter colocado em minha vida as pessoas certas.

Ao professor Moisés Vidal Ribeiro pela orientação, paciência, disponibilidade, incentivo e crédito no meu trabalho.

A minha amada esposa Tina, paciente, carinhosa, justa e companheira incondicional.

Aos meus pais, que nunca puseram obstáculos para responder às minhas necessidades, sempre educando-me através dos seus exemplos.

Aos meus sogros pelo carinho, atenção e presença em minha vida.

Aos meus irmãos e familiares que sempre me apoiaram, mesmo distantes.

Ao professor e amigo André Luís Marques Marcato por ter me incentivado a continuar os estudos.

Aos amigos do Laboratório de Processamento de Sinais e Telecomunicação - LapTel pela oportunidade de aprendizado, em especial ao Filipe La-Gatta, companheiro sempre presente nesta caminhada.

*“Nada há melhor para o homem do que comer, beber e fazer que a sua alma goze o bem do seu trabalho. No entanto vi também que isso vem da mão de Deus.”*

Eclesiastes (3) 25



## **RESUMO**

Nesta dissertação é discutido e analisado o desempenho de técnicas de estimação de canais baseada em sinais piloto para modulação OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), aplicada a transmissão de dados através de canais PLC (*Power Line Communications*). Os canais PLC são modelados como linear e invariante no tempo (LIT), linear e variante no tempo (LVT) e linear e ciclicamente variante no tempo (LCVT) e um modelo de ruído aditivo impulsivo gaussiano (AIGN) é considerado. São mostrados os resultados de análises de desempenhos obtidos com os estimadores de canal adaptativo e não adaptativo associados com equalizadores de canal e técnicas estratégicas de alocação de sinais piloto. Os resultados obtidos, com base no desempenho das simulações, apontam direções interessantes para melhorar as técnicas de estimação de canais baseadas em sinais piloto quando o canal PLC é LIT, LVT ou LCVT e corrompidos por ruído AIGN.

Palavras-chave: Estimação de canais. OFDM. Powerline. Alocação de sinais pilotos.

## ***ABSTRACT***

In this dissertation is discussed and analyzed the performance of pilot-assisted channel estimation techniques for OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) modulation that is applied to data transmission through PLC (power line communications) channels. The PLC channels are modeled as linear and time-invariant (LIT), linear and time variant (LTV), and linear and cyclic time-variant (LCTV) ones when the additive impulsive gaussian noise (AIGN) is considered. Performance analysis obtained with adaptive and nonadaptive channel estimation techniques together with channel equalization and pilot signal allocation ones are provided. The results based upon performance simulation offer interesting directions to improve pilot-assisted channel estimation techniques when the PLC channel are LIT, LTV or LCTV corrupted by AIGN.

Keywords: Channel Estimation. OFDM. Powerline. Pilot signal allocation.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

1	Topologia simplificada de uma rede PLC <i>indoor</i> de um apartamento . . . . .	18
2	Espectro de amplitude do canal PLC LIT. . . . .	19
3	Diversas realizações do canal PLC linear e variante no tempo. . . . .	20
4	Espectro de amplitude do canal PLC LVT. . . . .	21
5	Resposta em amplitude do canal PLC LCVT. . . . .	22
6	Espectro de amplitude do canal PLC LCVT. . . . .	22
7	Ruído impulsivo na saída do canal PLC LVT. . . . .	24
8	Características do ruído impulsivo na saída com canal PLC. . . . .	24
9	Sistema OFDM típico baseado em pilotos . . . . .	25
10	Diagrama em blocos do sistema de estimação de canais PLC LVT na presença de ruído aditivo e impulsivo. . . . .	31
11	<i>Grid</i> frequência×tempo de pilotos nos símbolos OFDM . . . . .	35
12	$\mathcal{P}_1$ (— ·), $\mathcal{P}_2$ (—). Resposta em frequência dos canais PLC utilizados nas simulações. . . . .	43
13	BER obtida com o estimador LS, ruído AWGN e diversos tipos de interpoladores quando (a) equalizador ZF e (b) equalizador MMSE. . . . .	47
14	BER obtida com o estimador LS, ruído AIGN diversos tipos de interpoladores quando (a) equalizador ZF e (b) equalizador MMSE. . . . .	48
15	BER obtida com o estimador LS, equalizador MMSE, ruídos AWGN e AIGN e diversos tipos de interpoladores. . . . .	48
16	BER obtida com os estimadores adaptativos, interpolador linear, ruído AWGN e equalizador MMSE. . . . .	49
17	BER obtida com os estimadores adaptativos, interpolador linear, ruído AWGN e AIGN e equalizador MMSE. . . . .	49

18	Rastreamento de um dos coeficientes da resposta em frequência do canal PLC (LIT), utilizando os estimadores adaptativos e não adaptativos e interpolador linear na presença de ruído AIGN. ....	50
19	MSE dos estimadores adaptativos, interpolador linear na presença de ruído AIGN. ....	51
20	BER obtida com os estimadores adaptativos e não-adaptativos, interpolador linear, equalizador MMSE na presença de ruído AWGN e AIGN.....	51
21	Estimativa de uma realização do canal PLC, utilizando estimadores adaptativos e não adaptativos, interpolador linear na presença de (a) ruído AWGN e (b) ruído AIGN. ....	52
22	BER obtida com o estimador LS, ruído AWGN e diversos tipos de interpoladores e equalizador MMSE. ....	53
23	BER obtida com o estimador LS, equalizador MMSE, ruídos AWGN e AIGN e diversos tipos de interpoladores. ....	54
24	BER obtida com os estimadores adaptativos, interpolador linear, ruído AWGN e AIGN e equalizador MMSE.....	55
25	Convergência dos estimadores adaptativos, interpolador linear na presença de ruído AIGN.....	55
26	Estimativa de uma realização do canal PLC, utilizando estimadores adaptativos, interpolador linear na presença de (a) ruído AWGN e (b) ruído AIGN. ....	56
27	BER obtida com o (a) estimador LS e (b) estimadores adaptativos, diversos tipos de interpoladores e equalizador MMSE na presença de ruído AWGN. .	57
28	Estimativa de uma realização do canal PLC, utilizando estimadores adaptativos e não adaptativos, interpolador linear na presença de ruído AIGN. . .	59
29	BER obtida com os estimadores adaptativos e não-adaptativos, interpolador linear, equalizador MMSE na presença de ruído AWGN. ....	59
30	BER obtida com o ruído AIGN, diversos tipos de interpoladores, equalizador MMSE e com o (a) estimador LS e (b) estimadores adaptativos. ....	60
31	BER obtida com os estimadores adaptativos e não adaptativos, ruído AWGN e AIGN, interpolador linear e equalizador MMSE. ....	60

32	MSE dos estimadores adaptativos, interpolador linear na presença de (a) ruído AWGN e (b) ruído AIGN.....	61
33	BER obtida com os estimadores adaptativos e não adaptativos, interpolador linear, ruído AIGN e equalizador MMSE quando o canal PLC é (a) LVT e (b) LCVT. ....	62
34	BER obtida quando o ruído é AWGN, geometria varredura na frequência, $E_b/N_0 = 15$ dB e o (a) canal PLC LIT (b) canal PLC LVT (c) canal LVT com maior variabilidade. ....	64
35	BER obtida quando o ruído é AIGN, geometria varredura na frequência, $E_b/N_0 = 15$ dB e o (a) canal PLC LIT (b) canal PLC LVT. ....	65
36	BER obtida quando a $E_b/N_0 = 15$ dB, o canal PLC LVT, o ruído é AWGN e AIGN e geometrias retangular, hexagonal e retangular incrementada linearmente. ....	66
37	BER obtida quando a geometria é a varredura na frequência, $E_b/N_0 = 15$ dB, o canal PLC LCVT e o ruído é (a) AWGN e (b) AIGN. ....	67
38	BER obtida quando a $E_b/N_0 = 15$ dB, o canal PLC LCVT, o ruído é AWGN e AIGN e geometrias retangular, hexagonal e retangular incrementada linearmente. ....	68

## LISTA DE TABELAS

1	Parâmetros do modelo do canal LIT.....	19
2	Parâmetros do modelo do canal LVT.....	20
3	Parâmetros do modelo do canal $\mathcal{P}_2$ .....	22
4	Parâmetros utilizados na simulação.....	44
5	Parâmetros de inicialização dos estimadores adaptativos.....	44
6	Parâmetros de inicialização dos estimadores adaptativos.....	58
7	Sugestões de técnicas de estimação de canais PLC apontadas por simulação computacional..	61
8	Sugestões de parâmetros para os <i>grids</i> de pilotos quando o ruído é AIGN, o canal PLC é LIT ou LVT e o estimador é o RLS-VFF.....	65
9	Sugestões de parâmetros para os <i>grids</i> de pilotos quando o ruído é AIGN, o canal PLC é LCVT e o estimador é o TD.....	69

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>13</b>
1.1	Objetivo do trabalho	14
1.2	Divisão do trabalho	14
1.3	Sumário	15
<b>2</b>	<b>Revisão sobre PLC</b>	<b>16</b>
2.1	O Canal PLC	17
2.1.1	<i>Canal PLC Linear e Invariante no Tempo - (LIT)</i>	18
2.1.2	<i>Canal PLC Linear e Variante no Tempo - (LVT)</i>	19
2.1.3	<i>Canal PLC Linear e Ciclicamente Variante no Tempo - (LCVT)</i>	21
2.2	Ruido aditivo	23
2.3	Sistema OFDM	24
2.4	Sumário	27
<b>3</b>	<b>Formulação do Problema</b>	<b>29</b>
3.1	Estimação Baseada em Sinais Pilotos	30
3.2	Sumário	31
<b>4</b>	<b>Técnicas de Estimação de Canais</b>	<b>33</b>
4.1	Pilotos e sua Geometria	34
4.2	Estimação de $\mathbf{C}_p(n)$	36
4.2.1	<i>Least Square - LS</i>	37
4.2.2	<i>Least Mean Square - LMS</i>	37
4.2.3	<i>Recursive Least Square - RLS</i>	38

4.2.4	<i>Transform-Domain - TD</i> .....	39
4.3	Estimação de $\mathbf{C}(n)$ .....	39
4.4	Equalização de $\mathbf{Y}(n)$ .....	41
4.5	Sumário .....	42
<b>5</b>	<b>Resultados</b> .....	<b>43</b>
5.1	Canal PLC LIT .....	46
5.2	Canal PLC LVT .....	53
5.3	Canal PLC LCVT .....	57
5.4	Desempenho baseado na geometria dos pilotos .....	63
5.4.1	<i>Geometrias de pilotos em canal PLC LIT e LVT</i> .....	63
5.4.2	<i>Geometrias de pilotos em canal PLC LCVT</i> .....	67
<b>6</b>	<b>Conclusões e Perspectivas Futuras</b> .....	<b>70</b>
	<b>Apêndice A – Produção Científica</b> .....	<b>75</b>



## 1 INTRODUÇÃO

A modulação multiportadora baseada na técnica OFDM (*orthogonal frequency division multiplexing*) (LI; STUBER, 2006) juntamente com algoritmos *bitloading* (CIOFFI, ) têm sido aplicado em sistemas PLC (*powerline communications*), em que o canal de comunicação é o cabo de distribuição de energia elétrica, para maximizar o *throughput* dos mesmos (RIBEIRO, 2006; GAULT; CIBLAT; HACHEM, 2005; CAMPOS; RIBEIRO, 2008; MOROSI et al., 2005). Para garantir o sucesso de tal abordagem, a estimação da resposta em frequência dos canais PLC se faz necessária.

Uma das estratégias de estimação de canais, amplamente aplicada quando se utiliza a modulação OFDM, é aquela baseada na inserção de sinais pilotos no símbolo OFDM, usualmente conhecida como *data aided* (OZDEMIR M.K.; ARSLAN, 2007). Através dessa técnica, um símbolo OFDM completo (técnica *block-type*) ou parte dele (técnica *comb-type*), conhecido pelo receptor, é transmitido de tal forma que o receptor pode facilmente estimar o meio de comunicação através das amostras recebidas. A precisão da estimativa pode ser incrementada através do aumento da densidade dos pilotos. Entretanto, isto introduz um *overhead* e, conseqüentemente reduz a eficiência espectral da modulação OFDM (OZDEMIR M.K.; ARSLAN, 2007).

Em (CORTES; TONELLO; DIEZ, 2007; MUSOLINO; RAUGI; TUCCI, 2008; BUECHE et al., 2009) é analisado o problema de estimação de canais PLC de forma cega e supervisionada, a partir de sinais pilotos. Esse problema é analisado em (COSTA, 2007; BUECHE et al., 2004) considerando o canal PLC como linear e invariante no tempo e corrompido por ruído gaussiano. Outros trabalhos (HSIEH; WEI, 1998; SONG et al., 2002; KANG; HA; JOO, 2003; OZDEMIR M.K.; ARSLAN, 2007; COLIERI et al., 2002; GARCIA; ZAZO; PAEZ-BORRALLA, 2000; KHANSHAN; AMINDAVAR, 2007; SAID; AGHVAMI, 1998) analisam o mesmo problema de estimação de canais, porém em canais de comunicação sem fio.

Entretanto, no que tange a sistemas PLC, existem algumas questões de investigação ainda em aberto na literatura e merecedoras de investigação, dentre elas destacam-se, *i*)

a análise de desempenho em relação as estratégias de estimação do canal na posição dos pilotos; *ii*) a análise de desempenho em função da geometria do piloto escolhida e sua alocação dinâmica e a *iii*) a análise das técnicas para obtenção da resposta em frequência do canal PLC a partir dos sinais pilotos. Tais questões de investigação assumem uma importância considerável quando o canal PLC é *linear e variante no tempo* (LVT) e *linear e ciclicamente variante no tempo* (LCVT) corrompidos pela presença de ruídos impulsivos.

### **1.1 *Objetivo do trabalho***

Objetivando apontar direções para possíveis respostas as questões de investigação supracitadas, nesta dissertação, técnicas adaptativas e não adaptativas de estimação de canais, baseadas em sinais piloto, para modulação OFDM voltados para a transmissão de dados através de canais PLC LIT (*linear e invariante no tempo*), LVT (*linear e variante no tempo*) e LCVT (*linear e ciclicamente variante no tempo*) corrompidos pela presença de ruídos AWGN (*additive white gaussian noise*) e ruídos impulsivos aditivos, AIGN (*additive impulse gaussian noise*), são estudadas e analisadas. Basicamente, algoritmos adaptativos e não adaptativos são aplicados para estimar a resposta em frequência nas posições dos pilotos e, a seguir, diferentes algoritmos de interpolação (*linear, cúbica, spline, nearest*) e um para interpolação no domínio transformado são utilizados. A análise de desempenho é fornecida a partir das curvas de BER (*bit error rate*) obtidas quando equalizadores baseados nos critérios ZF (*zero forcing*) e MMSE (*minimum mean squared error*) são aplicados no receptor OFDM, cujos símbolos OFDM transmitem pontos da constelação BPSK (*binary pulse shift keying*).

### **1.2 *Divisão do trabalho***

Esta dissertação está organizada da seguinte forma: no *Capítulo 2* é apresentada uma revisão sobre o sistema PLC, descrevendo o modelo de canal de comunicação PLC LIT, além de propor modelos de canais PLC LVT e LCVT. Neste capítulo, também são apresentadas as características do ruído aditivo encontrado no meio de comunicação PLC. Uma modelagem para o ruído aditivo impulsivo, AIGN, é proposta. Finalmente, é apresentada uma revisão sucinta da modulação OFDM.

No *Capítulo 3* é descrito o problema central analisado neste trabalho, estimação de canais em ambientes PLC. A técnica que faz uso de sinais piloto, *data aided*, para estimação

de canais é discutida.

No *Capítulo 4* são descritas as técnicas de estimação de canais com ênfase na estimação de canais baseada em sinais piloto. É discutida a distribuição dos pilotos nos símbolos OFDM, seguida da estimação da resposta impulsiva do canal nas frequências dos pilotos. Posteriormente, a estimação da resposta geral do canal por meio de interpolação é apresentada. Nesse capítulo também é abordada a equalização do canal de comunicação.

No *Capítulo 5* são apresentados os resultados obtidos no desenvolvimento dessa dissertação, quando se considera o canal PLC LIT, LVT e LCVT, corrompidos com o ruído AWGN e AIGN para os estimadores de canais adaptativos e não adaptativos. Diversas geometrias de alocação dos sinais piloto no símbolo OFDM são consideradas.

Finalmente, o *Capítulo 6* apresenta as conclusões e observações finais da presente dissertação e lista possíveis investigações futuras.

### **1.3 Sumário**

Neste capítulo foi apresentada uma breve introdução à essa dissertação, expondo seu objetivo e sua organização. No próximo capítulo será apresentada uma breve revisão sobre o sistema PLC, abordando seu contexto histórico, o canal de comunicação PLC, o ruído presente nesse meio e a modulação OFDM que é largamente utilizado em aplicações PLC.

## 2 REVISÃO SOBRE PLC

Durante as últimas décadas houve um aumento significativo na demanda por serviços de telecomunicações em alta velocidade. Novos serviços multimídia como vídeo sob demanda, telefonia IP (*internet protocol*), serviços de monitoração, vigilância, automação residencial e acesso à internet são exemplos de serviços que exigem cada vez mais capacidade da rede de telecomunicação. Com o avanço tecnológico e a diminuição dos custos de produção dos processadores digitais de sinais, somados à desregulamentação das telecomunicações, outros meios de comunicações passaram a ser investigados com maior intensidade. Uma dessas tecnologias que se apresenta como promissora é a PLC (*Power-line Communications*), que utiliza a rede de energia elétrica como meio de comunicação. Diversos fatores estimulam o estudo e o desenvolvimento do PLC. Segundo (HRASNICA; HADINE; LEHNERT, 2004), os custos envolvidos na instalação e manutenção de redes de acesso, normalmente denominadas de última milha (*last mile, last meters*), representam aproximadamente 50% de todo o investimento necessário e possui um retorno de investimento a longo prazo, pois depende do número de assinantes atendidos. Neste contexto, existe no uso da tecnologia PLC um grande motivador, pois a grande penetração das redes de distribuição de energia a torna uma solução com custos menores uma vez que a infraestrutura já está disponível. Outro motivador para se utilizar a tecnologia PLC, está no grande potencial de utilizá-la em uma rede de convergência para provimento de serviços de telecomunicações sobre a rede elétrica visando atender os requisitos das redes elétricas inteligentes (*smart grids*) (WILLIE, 2006).

Na verdade, o uso da tecnologia PLC não é muito recente, sistemas de comunicação que utilizam a rede elétrica remontam da década de 1920 (DOSTERT, 2001). Em 1991, aplicações em banda estreita (N-PLC, NPL ou NaPLC - *narrowband*) já eram padronizadas (European CENELEC - padrão EN 50065), tal padrão possuía no seu escopo uma taxa de transmissão próxima a 144 kbps. Em 1998, com a desregulamentação do mercado de telecomunicações, novos avanços culminaram no desenvolvimento da tecnologia de banda larga (B-PLC, BPL ou BoPLC - *broadband*) que suportava transmissão de da-

dos na ordem de 14 Mbps no nível de camada PHY (física). Depois de 2005, um grupo de trabalho do IEEE (*Institute of Electrical and Eletronics Engineers*) iniciou o desenvolvimento de um padrão para as camadas MAC (controle de acesso ao meio) e PHY para BPL (IEEE-P1901, 2005). Esse padrão descrevia velocidades maiores que 100 Mbps na camada PHY de dispositivos de comunicação sobre linhas de energia, então chamados de *Broadband sobre Power line*. Nos dias de hoje, algumas empresas oferecem modems PLC com taxas de transmissão no nível da camada física em torno de 85 Mbps e 200 Mbps (DS2 (DS2, ), Panasonic (PANASONIC, ) e SPiDCOM (SPIDCOM, )). Uma vez que a capacidade teórica de canais PLC pode ultrapassar a 2 Gbps (LIU et al., 2005), diversos estudos têm sido conduzidos para o desenvolvimento dessa tecnologia. Uma vez que a caracterização do meio de transmissão de dados é uma questão crucial para a análise da aplicabilidade dele, a seção 2.1.1 comenta o modelo de canal PLC invariante no tempo proposto por (ZIMMERMANN; DOSTERT, Apr 2002) para a banda de frequências acima de 500 kHz e introduz modelos de canais PLC variantes no tempo. Já na seção 2.2 são discutidos os ruídos presentes em canais PLC e uma modelagem “*worst case scenario*” para ruído aditivo é introduzida. Finalmente, uma breve descrição da modulação OFDM é apresentada na seção 2.3, posto que o presente trabalho versa sobre a estimação de canais em sistemas OFDM.

## 2.1 O Canal PLC

O sistema PLC utiliza a rede de energia elétrica como meio de comunicação. Embora este canal de comunicação seja *wireline*, as características de propagação se assemelham em muito às características encontradas em ambientes *wireless* como, por exemplo, desvanecimentos seletivos em frequência e no tempo, variabilidade da resposta ao impulso do canal, presença de ruídos de fundo e impulsivos. É importante ressaltar que o canal PLC, cabo de distribuição de energia elétrica, não fornece uma conexão ponto a ponto entre o transmissor, TX, e o receptor, RX, mas sim um barramento com diversas derivações, as quais introduzem alterações na resposta ao impulso entre os dispositivos RX e TX, principalmente quando as cargas conectadas às derivações variam com o tempo. Um exemplo dessa topologia pode ser visto na Figura 1. Os estados das cargas conectadas a esse barramento possuem uma variação dinâmica, algumas sendo conectadas e desconectadas aleatoriamente ao barramento, outras comutadas em sincronismo com a frequência fundamental da rede elétrica. Essa dinâmica das cargas faz com que haja uma variação na impedância característica dos pontos de acesso ao canal de comunicação PLC. Com isso, não somente o sinal se propaga diretamente do transmissor ao receptor

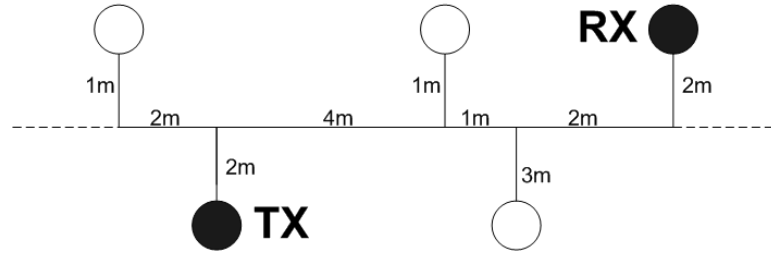


Figura 1: Topologia simplificada de uma rede PLC *indoor* de um apartamento

como surgem reflexões do sinal nos pontos onde houveram descasamentos de impedâncias. No receptor, os diferentes sinais provenientes dos múltiplos percursos somam-se vetorialmente, produzindo como resultado, um sinal recebido com variações em amplitude e fase para frequências distintas. Esse comportamento sugere dois parâmetros que caracterizam o comportamento do canal PLC, o tempo de coerência do canal,  $T_{coer}$ , e a banda de coerência do canal PLC,  $B_{coer}$ .

Para explicitar o comportamento do canal PLC em três distintas condições, serão comentados a seguir os modelos de canais PLC utilizados neste trabalho. Na seção 2.1.1 será comentado o modelo de canal PLC invariante no tempo. Na seção 2.1.2 é introduzido uma modificação do modelo discutido na seção 2.1.1 de forma a derivar um modelo de canal variante no tempo. Finalmente, na seção 2.1.3 é introduzido um modelo de canal que reflete a dinâmica temporal de um canal PLC no domínio da frequência.

### 2.1.1 Canal PLC Linear e Invariante no Tempo - (LIT)

Considerando que o meio de comunicação é o cabo de distribuição de energia elétrica compreendido entre o secundário do transformador de baixa tensão e o medidor na entrada da casa do consumidor residencial, comercial ou industrial de energia elétrica, a resposta em frequência do mesmo pode ser, de acordo com (ZIMMERMANN; DOSTERT, Apr 2002), expressa por

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

em que  $P$  é o número de percursos,  $i$  refere-se ao  $i$ -ésimo percurso (o percurso com menor atraso recebe o índice  $i=1$ ),  $a_0$  e  $a_1$  são os parâmetros de atenuação,  $r$  é o expoente do fator de atenuação,  $g_i$  é o fator de peso para o  $i$ -ésimo percurso.  $d_i$  e  $\tau_i$  é o comprimento e o atraso do  $i$ -ésimo percurso, respectivamente. Aplicando a inversa da transformada de Fourier em (2.1) obtém-se  $h(t)$ , ou seja, a resposta ao impulso do canal PLC. Uma rea-

lização do canal LIT, quando se adota os seguintes parâmetros estimados e apresentados em (ZIMMERMANN; DOSTERT, Apr 2002):  $a_0 = 0$ ,  $a_1 = 7,8 \cdot 10^{-10}$ ,  $r = 1$ ,  $\tau_i = d_i/1,5 \cdot 10^8$  com  $g_i$  e  $d_i$  dados conforme Tabela 1, está ilustrada na Figura 2. Esta modelagem, am-

$i$	1	2	3	4
$d_i$ (m)	200.00	222.40	244.80	267.50
$g_i$	0.64	0.38	-0.15	0.05

Tabela 1: Parâmetros do modelo do canal LIT

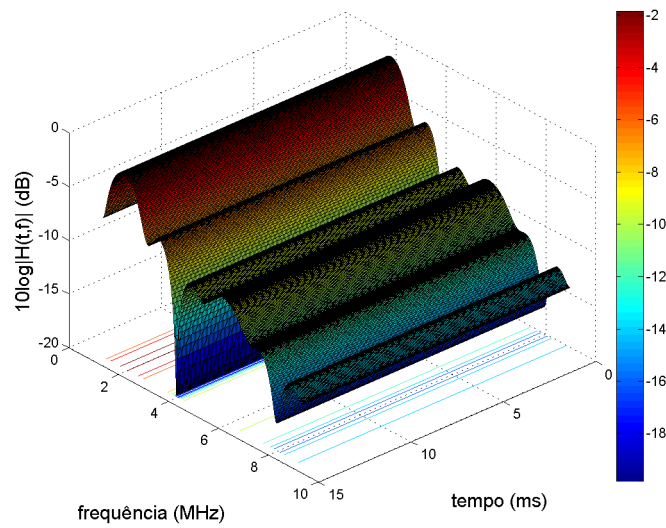


Figura 2: Espectro de amplitude do canal PLC LIT.

plamente discutida na literatura, baseia-se na multipropagação do sinal elétrico através do canal PLC. Entretanto, devido a dinâmica dos equipamentos elétricos conectados à rede elétrica, numa modelagem mais adequada deve-se levar em consideração que a resposta ao impulso do canal é dependente dos instantes de injeção do impulso,  $\tau$ , na entrada do canal PLC e de observação do mesmo,  $t$ , na saída do canal PLC, ou seja,  $h(t, \tau)$ . Neste contexto, na seção 2.1.2 é apresentado um modelo de canal PLC variante no tempo, cuja variabilidade temporal é obtida ao assumir que o parâmetro  $g_i$  é uma variável aleatória.

### 2.1.2 Canal PLC Linear e Variante no Tempo - (LVT)

Baseado no modelo proposto em (ZIMMERMANN; DOSTERT, Apr 2002) e nos resultados apresentados em (CORRIPIO et al., 2006) referentes a taxa de variação temporal do canal PLC, o modelo proposto em (2.1), canal LIT, foi adaptado de forma a representar um canal linear e variante no tempo. A resposta em frequência do canal PLC LVT é dada

por

$$H(f, t) = \sum_{i=1}^P g_{i,t} e^{-(a_0 + a_1 f^r) d_i} e^{-j2\pi f \tau_i} \quad (2.2)$$

em que  $g_{i,t}$ , fator de peso para o  $i$ -ésimo percurso, assume a forma de uma variável aleatória com o objetivo de impor ao modelo uma variabilidade temporal na resposta em frequência do canal PLC. Nesta contribuição, considerou-se  $g_{i,t} \sim \mathcal{N}(g_i, \sigma_{g_i}^2)$ , ou seja,  $g_{i,t}$  é uma variável aleatória cuja distribuição é gaussiana com média igual a  $g_i$  do modelo de canal PLC LIT discutido na seção 2.1.1 e variância  $\sigma_{g_i}^2$ , que determina o grau de variabilidade do canal PLC. As Figuras 3 e 4 ilustram várias realizações do módulo da resposta em frequência de um canal PLC LVT obtido a partir dos parâmetros do canal PLC apresentado na seção 2.1.1, ou seja, quando se adota os parâmetros  $a_0 = 0$ ,  $a_1 = 7,8 \cdot 10^{-10}$ ,  $r = 1$ ,  $\tau_i = d_i/1,5 \cdot 10^8$  em que  $g_i$  e  $d_i$  são os valores indicados na Tabela 2 e considerando  $g_{i,t} \sim \mathcal{N}(g_i, 10^{-4})$ .

$i$	1	2	3	4
$d_i$ (m)	200.00	222.40	244.80	267.50
$g_i$	0.64	0.38	-0.15	0.05

Tabela 2: Parâmetros do modelo do canal LVT

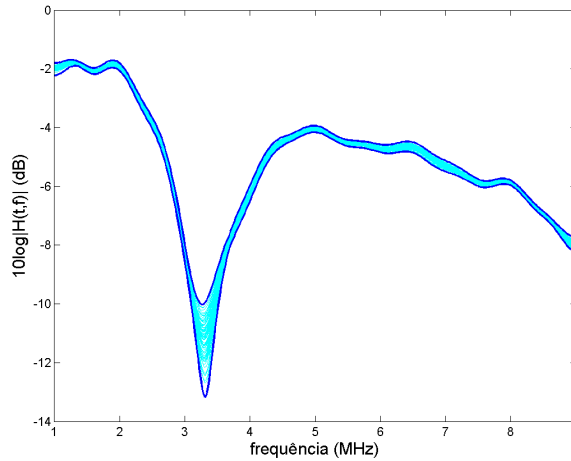


Figura 3: Diversas realizações do canal PLC linear e variante no tempo.

Uma limitação deste modelo é não levar em consideração a mudança abrupta que ciclicamente ocorre no canal PLC quando da ocorrência dos cruzamentos por zero da tensão da frequência fundamental da rede elétrica. Uma modelagem que leva esta questão em consideração é discutida na seção 2.1.3.



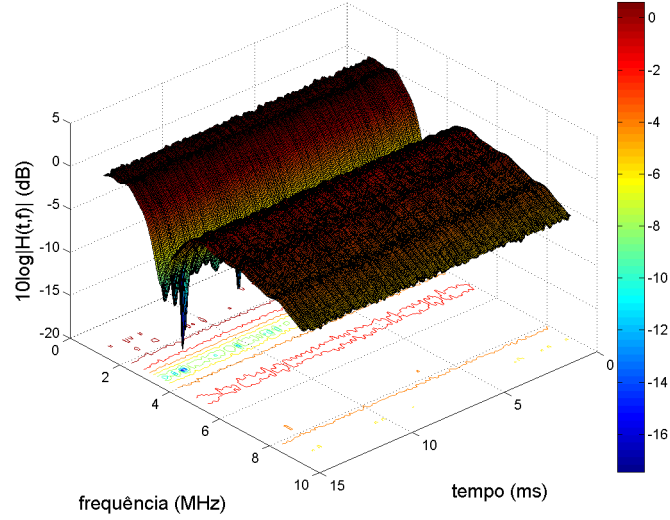


Figura 4: Espectro de amplitude do canal PLC LVT

### 2.1.3 Canal PLC Linear e Ciclicamente Variante no Tempo - (LCVT)

Além da variabilidade da resposta em frequência dos canais PLC devido a multipropagação, esses canais exibem também uma variação abrupta ciclo-estacionária sincronizada com a rede de energia elétrica. Essa variação tem como origem a mudança de estado das cargas conectadas à rede elétrica quando a tensão fundamental está próxima de zero volts. Dessa forma, a resposta ao impulso do canal PLC sofre uma variação ciclo-estacionária sincronizada com a metade do período da componente fundamental em sistemas de potência ( $1/2f_o$ ). Então, uma nova adaptação em (2.2) é necessária para incluir o efeito da variação ciclo-estacionária. Essa nova contribuição modifica os parâmetros do canal com multipercursos, LVT, quando a tensão da rede elétrica se aproxima de zero volts. Considerando  $\mathcal{P}_1, \mathcal{P}_2$  o conjunto de parâmetros de dois modelos distintos de canal PLC com multipercursos, o canal LCVT é obtido fazendo-se com que  $\mathcal{P}_1$  e  $\mathcal{P}_2$  sejam ciclicamente permutados em (2.2). Dessa forma, o modelo proposto de canal LCVT gera a resposta em frequência de dois canais PLC LVT distintos,  $H_{LVT,1}(f, t)$ ,  $H_{LVT,2}(f, t)$ , associados respectivamente aos conjuntos de parâmetros  $\mathcal{P}_1$  e  $\mathcal{P}_2$  e os permuta continuamente no transcorrer do tempo, fazendo com que a resposta em frequência do canal PLC LCVT,  $H_{LCVT}(f, t)$ , seja ora  $H_{LVT,1}(f, t)$  e ora  $H_{LVT,2}(f, t)$ , ou seja,

$$H_{LCVT}(f, t) = \begin{cases} H_{LVT,1}(f, t), & \text{se } \left(\frac{k}{2f_o} - \frac{g}{2}\right) < t < \left(\frac{k}{2f_o} + \frac{g}{2}\right) \\ H_{LVT,2}(f, t), & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.3)$$

em que  $k \in \mathbb{N}$  e  $\rho$  é o intervalo de tempo em que a resposta do canal permanece com os mesmos parâmetros perto da tensão nula da rede elétrica. As Figuras 5 e 6 ilustram várias realizações do canal PLC, quando  $\mathcal{P}_1$  é dado pela Tabela 2,  $\mathcal{P}_2$  é dado pela Tabela 3 (ZIMMERMANN; DOSTERT, Apr 2002),  $a_0 = 0$ ,  $a_1 = 7,8 \cdot 10^{-10}$ ,  $r = 1$ ,  $\tau_i = d_i/1,5 \cdot 10^8$  e  $g_{i,t} \sim \mathcal{N}(\mu_i, .0001)$ , considerando-se a frequência fundamental da rede elétrica  $f_o = 60$  Hz e  $\rho = 1ms$ .

$i$	1	2	3	4	5	6	7	8
$d_i$ (m)	75.0	85.0	94.2	119.2	123.3	166.7	216.7	268.3
$\mu_i$	0.029	0.043	0.103	-0.058	-0.045	-0.040	0.038	-0.038
$i$	9	10	11	12	13	14	15	
$d_i$ (m)	342.5	408.3	472.5	616.7	800.0	941.7	1041.7	
$\mu_i$	0.071	-0.035	0.065	-0.055	0.042	-0.059	0.049	

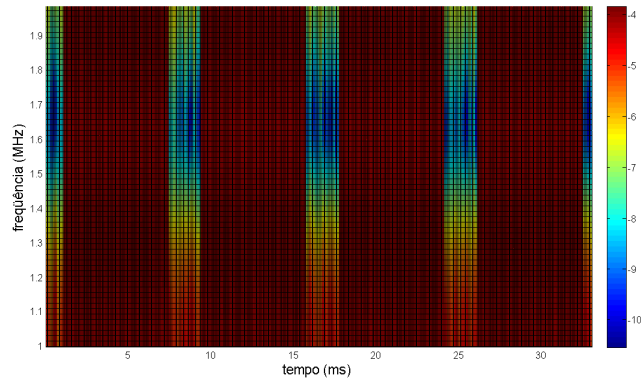
Tabela 3: Parâmetros do modelo do canal  $\mathcal{P}_2$ .

Figura 5: Resposta em amplitude do canal PLC LCVT.

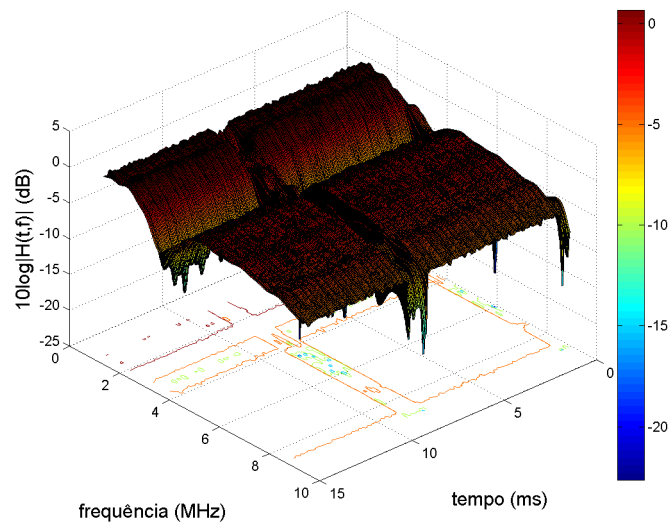


Figura 6: Espectro de amplitude do canal PLC LCVT

## 2.2 Ruído aditivo

Os ruídos aditivos presentes na saída do canal PLC podem ser classificados em (ZIMMERMANN; DOSTERT, Apr 2002):

- a) Ruído colorido de fundo - fortemente colorido com altas energias em baixas frequências;
- b) Ruído de banda estreita - originário de estações de rádio comercial AM (amplitude modulada), FM (frequência modulada) e estações de rádio amador;
- c) Ruído impulsivo periódico síncrono - são ruídos síncronos com a rede elétrica, originados por transientes nos equipamentos conectados à rede elétrica;
- d) Ruído impulsivo periódico assíncrono - são ruídos assíncronos com a rede elétrica e proveniente do chaveamento de fontes de alimentação;
- e) Ruído impulsivo aperiódico - são rajadas de ruídos assíncronos com a rede elétrica com origem nos chaveamentos aleatórios das cargas;

As fontes de ruídos *d* e *e* são altamente variantes no tempo, com suas propriedades se alterando em intervalos tempo de microsegundos (HORMIS; BERENGUER; WANG, 2006). Para os canais PLC, um modelo simplificado do ruído aditivo e impulsivo na saída do canal PLC, em que não se levou em consideração o ruído de banda estreita, pois partiu-se do princípio que ele pode ser mitigado através de um processo adequado de filtragem, é dado por (HORMIS; BERENGUER; WANG, 2006)

$$v(n) = v_{fundo}(n) + v_{ps}(n) + v_{imp}(n), \quad (2.4)$$

em que  $v_{fundo}(n) \sim \mathcal{N}(0, \sigma_v^2)$  representa o ruído de fundo,  $v_{ps}(n) \sim \mathcal{N}(0, 100\sigma_v^2)$  representa o ruído impulsivo, periódico e síncrono em relação a frequência da rede elétrica. Finalmente,  $v_{imp}(n) \sim \mathcal{N}(0, 100\sigma_v^2)$  representa o ruído impulsivo assíncrono, em que igualmente a (HORMIS; BERENGUER; WANG, 2006), foi considerado este ruído como a soma de todos os ruídos assíncronos com a fundamental da rede elétrica. A duração de cada rajada de ruído impulsivo periódico síncrono e aperiódico foi modelada como  $t_{w,s} = 100 \mu s$ . O tempo entre a ocorrência dos impulsos,  $t_{arr,s}$ , foi considerado como uma variável aleatória exponencial com média igual a  $100 ms$ . Essas rajadas de ruídos impulsivos são frequentemente causadas por chaveamentos transitórios das cargas. Esta modelagem para o ruído aditivo é adequada para ilustrar o pior caso, posto que o ruído aditivo impulsivo é modelado como ruído branco com distribuição Gaussiana. Uma realização do ruído constituída

pelos ruídos de fundo, impulsivo periódico e não periódico pode ser visto na Figura 7. A Figura 8 mostra o envelope do ruído impulsivo em que  $t_{arr,r} = 1/2f_o$  é o tempo de

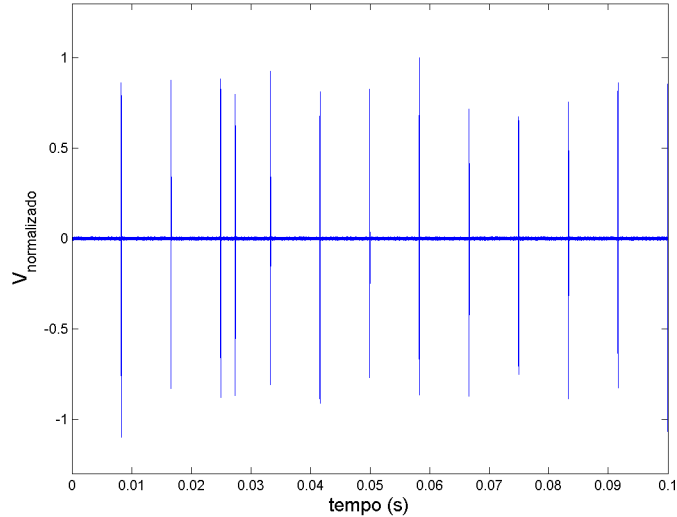


Figura 7: Ruído impulsivo na saída do canal PLC LVT.

chegada dos impulsos sincronizados com a rede elétrica ( $f_o = 60$  Hz).

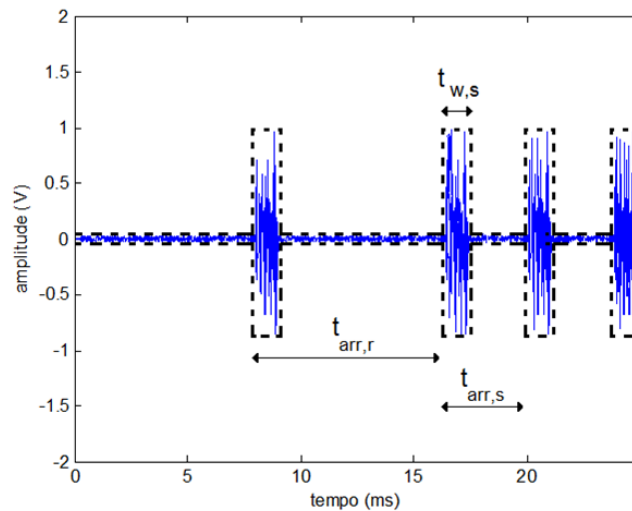


Figura 8: Características do ruído impulsivo na saída com canal PLC.

### 2.3 Sistema OFDM

O sistema baseado em OFDM tem sido aplicado largamente em sistemas de comunicação sem fio e bastante considerado em aplicações PLC, uma vez que apresenta uma capacidade de transmissão de altas taxas de dados, alta eficiência espectral e robustez em

ambientes com atrasos de propagação devido aos multipercursos. O diagrama em blocos de um sistema OFDM típico com estimação de canais baseada em sinais piloto (*Data Aided*) pode ser visto na Figura 9. Em sistemas OFDM, os dados binários, com taxa de

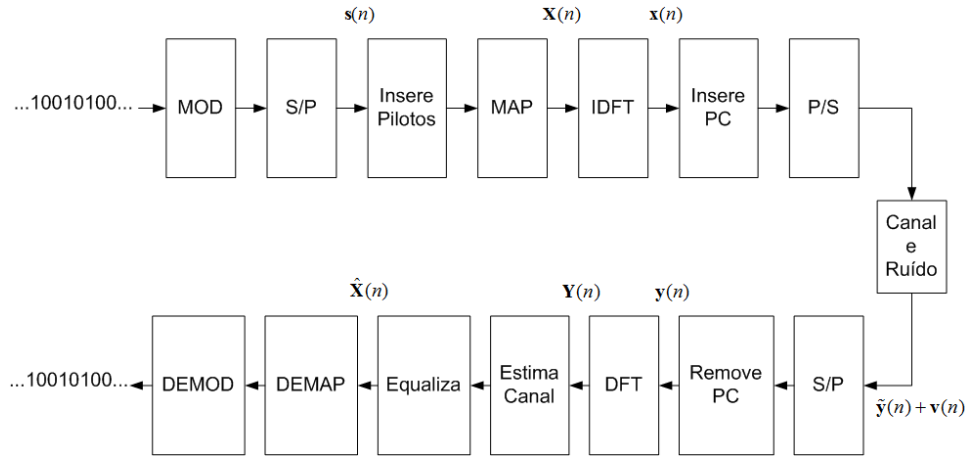


Figura 9: Sistema OFDM típico baseado em pilotos

transmissão elevada, que compõem a informação são agrupados em símbolos de acordo com a modulação utilizada (bloco MOD), com duração  $T_s$ . Os  $N$  símbolos são convertidos pelo bloco S/P em uma sequência paralela de comprimento  $N$  com uma taxa mais baixa. A partir da  $n$ -ésima sequência desses dados em paralelos,  $\{s(n)\}_{n=kN}^{(k+1)N-1}$ ,  $k = \dots, 0, 1, \dots$ , de duração  $T'_s = NT_s$  obtém-se o vetor dado por

$$\mathbf{s}(n) = [s_n(0), \dots, s_n(N-1)]^T. \quad (2.5)$$

em que  $s_n(i) = s(kN + i)$ ,  $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$ . O princípio da modulação OFDM é multiplexar as  $n$ -ésimas amostras do vetor  $\mathbf{s}(n)$  em  $N$  subportadoras espaçadas de  $F'_s = 1/T'_s$ . O sinal resultante do processo de multiplexação dos coeficientes do vetor  $\mathbf{s}(n)$  é denominado de símbolo OFDM e é dado por

$$\mathbf{X}(n) = [X_n(0), X_n(1), \dots, X_n(N-1)]^T. \quad (2.6)$$

Os pilotos são inseridos (bloco **Insere pilotos**) em todas, ou em algumas, subportadoras conforme a técnica adotada para estimação. Em seguida, os dados são mapeados (bloco **MAP**). Esse mapeamento tem a finalidade de transformar o vetor  $\mathbf{X}(n)$  em um vetor  $\mathbf{x}(n)$  real, se o sistema transmite o símbolo OFDM na banda base, caso contrário, o vetor é complexo, logo após a aplicação da IDFT normalizada (CIOFFI, ). O sinal no domínio do tempo após o bloco IDFT é dado por

$$\mathbf{x}(n) = \frac{1}{N} \mathbf{W}_N^* \mathbf{X}(n), \quad (2.7)$$

em que  $\mathbf{W}_N$  é uma matriz de Vandermonde, tal que  $\{\mathbf{W}_N\}_{ij} = e^{-j\frac{2\pi ij}{N}}$ , para  $0 \leq i, j \leq N - 1$ . O bloco seguinte, **Inserir PC**, é responsável pela inserção do intervalo de proteção com duração de  $T_g$ . Essa técnica minimiza a interferência intersimbólica (IIS) uma vez que  $T_g$  é escolhido como sendo maior que o máximo atraso esperado do canal (*maximum delay spread*),  $T_g \geq \tau_{max}$ . Dessa forma, a duração do símbolo OFDM passa a ser considerada como  $T = T'_s + T_g$  e o comprimento discreto do intervalo de proteção dado por (KHANSHAN; AMINDAVAR, 2007)

$$L_{pc} \geq \left\lceil \frac{\tau_{max} N}{T_s} \right\rceil. \quad (2.8)$$

Uma forma de se implementar o intervalo de proteção no domínio discreto é criarmos esse intervalo através da inclusão do prefixo cíclico, em que o  $n$ -ésimo vetor do sinal transmitido,  $\mathbf{x}(n)$ , é precedido de uma extensão periódica do próprio vetor, ou seja, as últimas  $v$  amostras do vetor do sinal transmitido são repetidas no início do mesmo vetor, como é mostrado por (HAYKIN, 2004)

$$x_n(-r) = x_n(N - r) \quad \text{para } r = 1, 2, \dots, v \quad (2.9)$$

em que  $x_n(i)$  é a  $i$ -ésima amostra do elemento do vetor  $\mathbf{x}(n)$ . Além de minimizar a IIS (interferência intersimbólica), o uso do prefixo cíclico minimiza também a interferência co-canal (ICC) (WANG; LIU, 2003). Em seguida, a sequência é convertida para a forma serial, bloco P/S, para a transmissão através do canal do PLC.

No receptor, após a passagem pelo canal de comunicação, assumindo sincronização e/ou recuperação perfeita da portadora, o sinal recebido é convertido para forma paralela, bloco S/P. O prefixo cíclico (primeiras  $N_g$  amostras) é descartado através do bloco **Remover PC** e o vetor que representa as amostras do sinal recebido no domínio do tempo discreto,  $\mathbf{y}(n) = \tilde{\mathbf{y}}(n) + \mathbf{v}(n)$  em que  $\tilde{\mathbf{y}}(n)$  representa o vetor após o canal de comunicação e  $\mathbf{v}(n)$  o vetor do ruído aditivo, são aplicadas ao bloco DFT. Esse último, tem a finalidade de demultiplexar o sinal das  $N$  subportadoras. A aplicação da DFT no vetor  $\mathbf{y}(n)$  resulta em

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}(n) &= \mathbf{W}_N \mathbf{y}(n) \\ &= \mathbf{C}(n) \mathbf{X}(n) + \mathbf{V}(n) \end{aligned} \quad (2.10)$$

em que  $\mathbf{C}(n) = \text{diag}\{H_n(0), H_n(1), \dots, H_n(N - 1)\}$ ,  $H_n(i)$  representa a  $n$ -ésima resposta do equivalente discreto do canal na  $i$ -ésima subportadora e  $\mathbf{V}(n)$  é um vetor de dimensão  $N \times 1$  e corresponde a DFT (*discrete Fourier transform*) do ruído aditivo na saída do canal

de comunicação. Com isso, após o bloco DFT os pilotos são recuperados, e caso se utilize a técnica *comb-type* é realizada a interpolação da resposta em frequência dos demais sub-canais, obtendo-se assim a estimativa da resposta do equivalente discreto do canal,  $\hat{H}_n(k)$ ,  $k = 0, 1, \dots, N - 1$ , bloco **Estima Canal**. Uma vez estimado o canal, a equalização é realizada (bloco **Equaliza**). O bloco **DEMAP** desfaz o mapeamento introduzido no lado transmissor e o sinal complexo é reconstituído, resultando na estimativa do sinal transmitido dado por (COLIERI et al., 2002)

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{X}}(n) &= \mathcal{W}(n)\mathbf{Y}(n) \\ &= \mathcal{W}(n)\mathbf{C}(n)\mathbf{X}(n) + \mathcal{W}(n)\mathbf{V}(n)\end{aligned}\quad (2.11)$$

em que  $\mathcal{W}_n = \text{diag}\{\mathcal{W}_n(0), \mathcal{W}_n(1), \dots, \mathcal{W}_n(N - 1)\}$  é o equalizador do canal de comunicação e  $\mathbf{Y}(n) = [Y_n(0), Y_n(1), \dots, Y_n(N - 1)]^T$ . Finalmente o bloco **DEMOD** demodula o sinal recebido e uma estimativa da sequência binária transmitida é obtida.

A perda de ortogonalidade entre os subcanais devido ao comportamento variante do canal de comunicação é o grande problema para a modulação OFDM (MUSOLINO; RAUGI; TUCCI, 2008). Uma forma de mitigar essa perda de ortogonalidade entre os subcanais é realizar uma estimativa dinâmica da resposta ao impulso do canal para que seja possível recuperar eficientemente a informação transmitida. A estimativa do canal pode ser evitada utilizando-se detecção diferencial, mas isso penaliza o desempenho do sistema em 3-4 dB na SNR (*signal to noise ratio*) comparado com a detecção coerente (OZDEMIR M.K.; ARSLAN, 2007). Além do mais, a demodulação coerente é a que proporciona elevada eficiência espectral, por estes motivos a detecção coerente é preferível em sistemas baseados em OFDM para aplicações que demandam taxas elevadas de dados. Consequentemente, o uso de técnicas de estimação de canais em modulação OFDM coerente é uma questão importante e amplamente investigada na literatura (OZDEMIR M.K.; ARSLAN, 2007), (COLIERI et al., 2002), (GARCIA; ZAZO; PAEZ-BORRALLA, 2000), (SONG et al., 2002), (KANG; HA; JOO, 2003). Uma vez que sistemas PLC com elevadas taxas de transmissão de dados são baseados em modulação multiportadora, tal como a OFDM, na próxima seção é discutido uma formulação para o problema de estimação coerente de canais PLC.

## 2.4 Sumário

Neste capítulo foi apresentada uma breve revisão sobre o sistema PLC. Foi apresentado de forma sintética o caminho cronológico do desenvolvimento tecnológico do PLC, partindo-se de sua origem até a atualidade. Em seguida, foi discutida a caracterização do

---

canal de comunicação PLC, incluindo seus modelos representativos quando este é considerado um canal linear invariante no tempo (LIT), linear e variante no tempo (LVT) e linear ciclicamente variante no tempo (LCVT). Discutiu-se também sobre o ruído presente nesse meio e seu modelo para estudos. Finalmente a modulação OFDM foi abordada, explicitando a necessidade de se estimar a resposta impulsiva do canal de comunicação para se obter altas taxas de comunicação quando se utiliza a modulação OFDM. No Capítulo 3 será apresentada a formulação matemática do problema de estimação de canais PLC.



### 3 FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

Uma vez que a ICC pode ser desprezada com a adoção do prefixo cíclico, cada sub-canal pode ser considerado separadamente. Assumindo também que o efeito de desvanecimento em cada sub-canal é plano, ou seja, a largura da banda de transmissão disponível é menor que a banda de coerência do canal (HAYKIN; MOHER, 2008) e que  $L_{pc} \geq L_h - 1$ , em que  $L_h$  é o comprimento efetivo da versão discretizada de um modelo de canal de comunicação LVT com desvanecimento lento, ou seja, invariante durante um período de símbolo ( $T \leq T_{coer}$ ), e  $L_{pc}$  é o comprimento do prefixo cíclico (PC), então para um esquema de modulação OFDM, o vetor de dados na saída do canal, correspondente à transmissão de um símbolo OFDM, é dado por

$$\mathbf{Y}(n) = \mathbf{C}(n)\mathbf{X}(n) + \mathbf{V}(n) \quad (3.1)$$

em que  $\mathbf{C}(n) = \text{diag}\{H_n(0), H_n(1), \dots, H_n(N-1)\}$  e  $\mathbf{V}(n)$  é um vetor de dimensão  $N \times 1$  e corresponde a DFT (*discrete Fourier transform*) do ruído aditivo na saída do canal de comunicação e  $\mathbf{Y}(n)$  é o  $n$ -ésimo símbolo recebido.  $H_n(i), i = 0, 1, \dots, N-1$ , são os coeficientes da DFT da resposta ao impulso do equivalente discreto do sistema.  $\mathbf{X}(n)$  e  $\mathbf{Y}(n)$  são vetores colunas de comprimento  $N$  e  $\mathbf{X}(n)$  corresponde ao bloco de símbolo de dados transmitido.

A estimativa do símbolo transmitido, a partir do processo de equalização, é dada por

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{X}}(n) &= \mathcal{W}(n)\mathbf{Y}(n) \\ &= \mathcal{W}(n)\mathbf{C}(n)\mathbf{X}(n) + \mathcal{W}(n)\mathbf{V}(n) \end{aligned} \quad (3.2)$$

em que  $\mathcal{W}(n) = \text{diag}\{\mathcal{W}_n(0), \mathcal{W}_n(1), \dots, \mathcal{W}_n(N-1)\}$  é o equalizador da modulação OFDM projetado assumindo-se que a estimativa do canal é baseada em sinais pilotos. De uma forma geral, o projeto do equalizador para um esquema de modulação OFDM, cuja estimação dos canais é baseada em sinais pilotos, pode ser dado por

$$\mathcal{W}_o(n) = \min_{\hat{\mathbf{C}}(n, \Psi)} P_b \quad (3.3)$$

em que  $P_b$  é a probabilidade de erro de bit no receptor OFDM,  $\Psi$  é o vetor de parâmetros que influenciam o projeto de  $\hat{\mathbf{C}}(n)$ , sendo  $\hat{\mathbf{C}}(n)$  a estimativa do  $\mathbf{C}(n)$ . A formulação do problema de estimação de canais PLC baseando-se no critério em (3.3) evidencia que o problema de estimação deve ser resolvido levando-se em conta que a estimativa do canal PLC deve contribuir para minimizar a  $P_b$  no receptor. Assumindo-se que a estratégia para estimar a resposta em frequência do canal é função da inserção de pilotos nos símbolos transmitidos, então o equalizador ótimo pode ser obtido a partir de

$$\mathcal{W}_o(n) = \min_{\hat{\mathbf{C}}(n, \alpha, \beta, \gamma), \theta} P_b \quad (3.4)$$

em que  $\alpha = [\alpha_1, \dots, \alpha_{N_\alpha}]$  refere-se às geometrias dos pilotos,  $\beta = [\beta_1, \dots, \beta_{N_\beta}]$  refere-se às técnicas de interpolações,  $\gamma = [\gamma_1, \dots, \gamma_{N_\gamma}]$  refere-se às técnicas aplicadas para estimar os coeficientes de  $\mathbf{C}(n)$  na posição do piloto  $\hat{\mathbf{C}}_p(n)$  e  $\theta$  refere-se ao critério aplicado para o equalizador. A minimização de (3.4) é um problema de otimização multiobjetivo de difícil solução. Assim sendo, a partir de escolhas em  $\alpha, \beta, \gamma$  e que o critério para projeto do equalizador é o MMSE ou ZF, então simulações computacionais podem ser conduzidas para indicar soluções sub-ótimas que venham a fornecer curvas de desempenho satisfatórias para a análise da eficiência da modulação OFDM em sistemas PLC.

Atentando-se para o fato de que o canal PLC é normalmente variante no tempo e corrompido pela presença de ruídos impulsivos, analisar o comportamento de estratégias para se obter a estimativa de canais PLC é uma questão de extrema importância no contexto atual. Para sistemas PLC, a questão de investigação ainda em aberto é a busca de  $\hat{\mathbf{C}}(n)$  visando a obtenção de  $\mathcal{W}(n)$  quando o canal é LVT ou LCVT e o ruído é aditivo e impulsivo. Neste contexto, a seção 3.1 descreve um esquema de estimação de  $\mathbf{C}(n)$  para a modulação OFDM em sistemas PLC baseada em sinais pilotos. Este esquema é o ambiente de análise desta contribuição, posto que diferentes técnicas são implementadas e avaliadas a partir dele para a estimação do canal PLC.

### 3.1 Estimação Baseada em Sinais Pilotos

Uma das formas de se estimar canais de comunicação é através da técnica que faz uso de sinais pilotos, *Data Aided* (COLIERI et al., 2002). Através dessa técnica, considerando que a sincronização seja perfeita, um símbolo OFDM completo ou parte dele, conhecido pelo receptor, é transmitido de tal forma que o receptor possa facilmente estimar o meio de comunicação através das amostras recebidas. A precisão da estimativa pode ser incrementada através do aumento da densidade dos pilotos, entretanto, isto reduz a eficiência

espectral (OZDEMIR M.K.; ARSLAN, 2007). A Figura 10 mostra o diagrama em blocos do receptor OFDM considerado para analisar as diferentes combinações de esquemas de estimação da resposta em frequência de canais PLC. O esquema apresentado baseia-se na

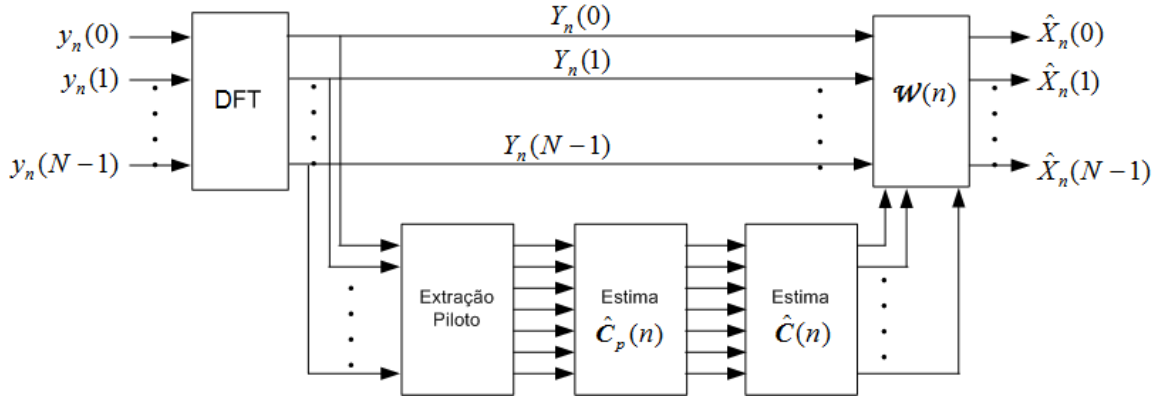


Figura 10: Diagrama em blocos do sistema de estimação de canais PLC LVT na presença de ruído aditivo e impulsivo.

inserção de pilotos no símbolo OFDM. Conforme é observado, o vetor de dados na saída da DFT é aplicado ao bloco de extração dos pilotos. Nas posições dos pilotos é estimado  $\hat{\mathbf{C}}_p(n) \subset \hat{\mathbf{C}}(n)$ , em que  $\hat{\mathbf{C}}_p(n) = \text{diag}\{\hat{C}_{p,n}(0) \hat{C}_{p,n}(1) \dots \hat{C}_{p,n}(N-1)\}$  e  $\hat{\mathbf{C}}(n)$  é a estimativa de  $\mathbf{C}(n)$ . A partir de  $\hat{\mathbf{C}}_p(n)$  e o emprego de técnicas de interpolação, obtém-se  $\hat{\mathbf{C}}(n)$ . Finalmente, o equalizador  $\mathcal{W}(n)$  é obtido a partir de  $\hat{\mathbf{C}}(n)$ .

Neste trabalho estamos, particularmente, interessados em investigar as estratégias de alocação de pilotos, algumas técnicas de estimação de  $\hat{\mathbf{C}}_p(n)$  e técnicas de interpolação para obtenção de  $\hat{\mathbf{C}}(n)$ , que juntos com equalizadores ZF ou MMSE minimizam a probabilidade de erros em ambientes PLC variante no tempo e na presença de ruídos impulsivos. Desta forma, a descrição da geometria dos pilotos, da técnica de estimação de  $\hat{\mathbf{C}}_p(n)$ , da estimação de  $\hat{\mathbf{C}}(n)$  por interpolação e equalização analisadas são descritas nas seções 4.1, 4.2, 4.3 e 4.4, respectivamente.

### 3.2 Sumário

Neste capítulo foi abordado o problema de estimação de canais PLC. A estimação de canais foi tratada como um problema multiobjetivo, tendo como variáveis responsáveis por sua eficiência as geometrias dos pilotos, as técnicas aplicadas para estimar a resposta impulsiva do canal na posição dos pilotos, as técnicas de interpolações, e o critério aplicado para o equalizador. Em seguida, foi apresentada a técnica de estimação de canais de comunicação que faz uso de pilotos, *Data Aided*. No Capítulo 4 serão apresentadas

---

as diversas geometrias adotadas para alocação de pilotos, as técnicas para se estimar a resposta impulsiva do canal nas posições dos pilotos, as técnicas de se estimar a resposta completa do canal de comunicação através de interpolação e finalmente as técnicas de equalização.

## 4 TÉCNICAS DE ESTIMAÇÃO DE CANAIS

Técnicas de estimação de canais para sistemas baseados em OFDM podem ser agrupadas em duas categorias: *blind* (cega) ou não supervisionada e *non-blind* (não cega), também conhecida como supervisionada (OZDEMIR M.K.; ARSLAN, 2007). O método de estimação cega do canal explora o comportamento estatístico do sinal recebido e requer um grande volume de dados. Conseqüentemente, ele sofre grande degradação no desempenho quando utilizados em canais que sofrem rápidas variações. Por outro lado, no método de estimação supervisionada, informações prévias da estimativa do canal, ou alguma parte do sinal transmitido, está disponível no receptor para ser usado na estimação do canal (OZDEMIR M.K.; ARSLAN, 2007). Uma vez que o canal PLC é variante no tempo, técnicas de estimação de canais supervisionadas são largamente utilizadas em sistemas baseados em OFDM para aplicações PLC (MUSOLINO; RAUGI; TUCCI, 2008). A técnica de estimação de canais supervisionada é normalmente subdividida em dois grupos: *block-type* e *comb-type*.

A inserção de tons de pilotos, em todas as subportadoras do símbolo OFDM, com um período específico, conhecido como *block-type*, é utilizado quando se assume que o canal sofre uma variação lenta de atenuação, e a função de transferência do canal não se altera rapidamente. A outra forma de se estimar o canal através de tons de pilotos é conhecida como *comb-type*. O *comb-type* foi introduzido para satisfazer a necessidade da equalização quando a alteração no canal acontece mesmo entre blocos OFDM adjacentes. A técnica de estimação *comb-type* consiste de algoritmos para estimar o canal na frequência dos pilotos e logo em seguida, através do processo de interpolação, obter a estimativa da resposta em frequência do canal de comunicação (COLIERI et al., 2002). Neste trabalho serão abordadas as técnicas de estimação de canais supervisionada.

Como discutido na seção 2.1, a resposta do canal PLC sofre constantes alterações mesmo entre blocos adjacentes de símbolos OFDM, o que sugere a utilização da técnica *comb-type* para estimar a resposta ao impulso do canal. Desta forma, nas seções seguintes são discutidas as técnicas usadas para estimação de canais PLC a partir do esquema

mostrado na Figura 10. Na seção 4.1 será introduzida a geometria utilizada para a formação dos símbolos OFDM com a introdução dos pilotos, nas seções 4.2, 4.3 e 4.4 serão abordadas as técnicas de estimação de  $\hat{\mathbf{C}}_p(n)$ ,  $\mathbf{C}(n)$  e finalmente as técnicas de equalização de  $\mathbf{Y}(n)$ , respectivamente.

#### 4.1 Pilotos e sua Geometria

A distribuição dos pilotos em sistemas baseados em OFDM pode ser vista como um problema de amostragem em 2D relacionado a resposta em frequência do canal. Dependendo das características do canal de comunicação, a disposição dos pilotos nos símbolos OFDM assume diversas geometrias. Respeitando-se o Teorema da Amostragem, o espaçamento entre os pilotos no domínio do tempo ( $D_t$ ) e frequência ( $D_f$ ) é escolhido de acordo com

$$D_t \leq \frac{1}{2f_{d_{max}}T} \quad (4.1)$$

$$D_f \leq \frac{1}{2F_s\tau_{max}} \quad (4.2)$$

em que  $f_{d_{max}}$  é a frequência Doppler máxima do canal,  $T$  é a duração do símbolo OFDM (incluído o PC),  $F_s$  é o espaçamento em frequência das subportadoras e  $\tau_{max}$  é o maior atraso esperado do canal (SAID; AGHVAMI, 1998). Baseado em (GARCIA; ZAZO; PAEZ-BORRHALLO, 2000), consideramos nesta dissertação as seguintes geometrias: varredura na frequência (G1) e retangular (G2) por suas simplicidades, pois permite que se utilize diretamente técnicas de interpolação (LI, 2006), hexagonal (G3) por ser apontada em (GARCIA; ZAZO; PAEZ-BORRHALLO, 2000) como a mais eficiente e retangular incrementalmente (G4) por ter sido adotada como padrão em DVB (*Digital Video Broadcasting*) (GARCIA; ZAZO; PAEZ-BORRHALLO, 2000). Segundo (GARCIA; ZAZO; PAEZ-BORRHALLO, 2000), a densidade de pilotos é proporcional a  $1/|\det(S_G)|$ , em que  $S_G$  é a matriz de amostragem da geometria  $G$ , dada por

$$S_{G1} = \begin{pmatrix} D_t & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (4.3)$$

$$S_{G2} = \begin{pmatrix} D_t & 0 \\ 0 & D_f \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

$$S_{G3} = \begin{pmatrix} D_t & -D_t \\ D_f & D_f \end{pmatrix} \quad (4.5)$$

$$S_{G4} = \begin{pmatrix} D_t & 0 \\ 1 & D_f \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

A Figura 11 exemplifica a alocação dos pilotos nos símbolos OFDM para cada geometria considerada.

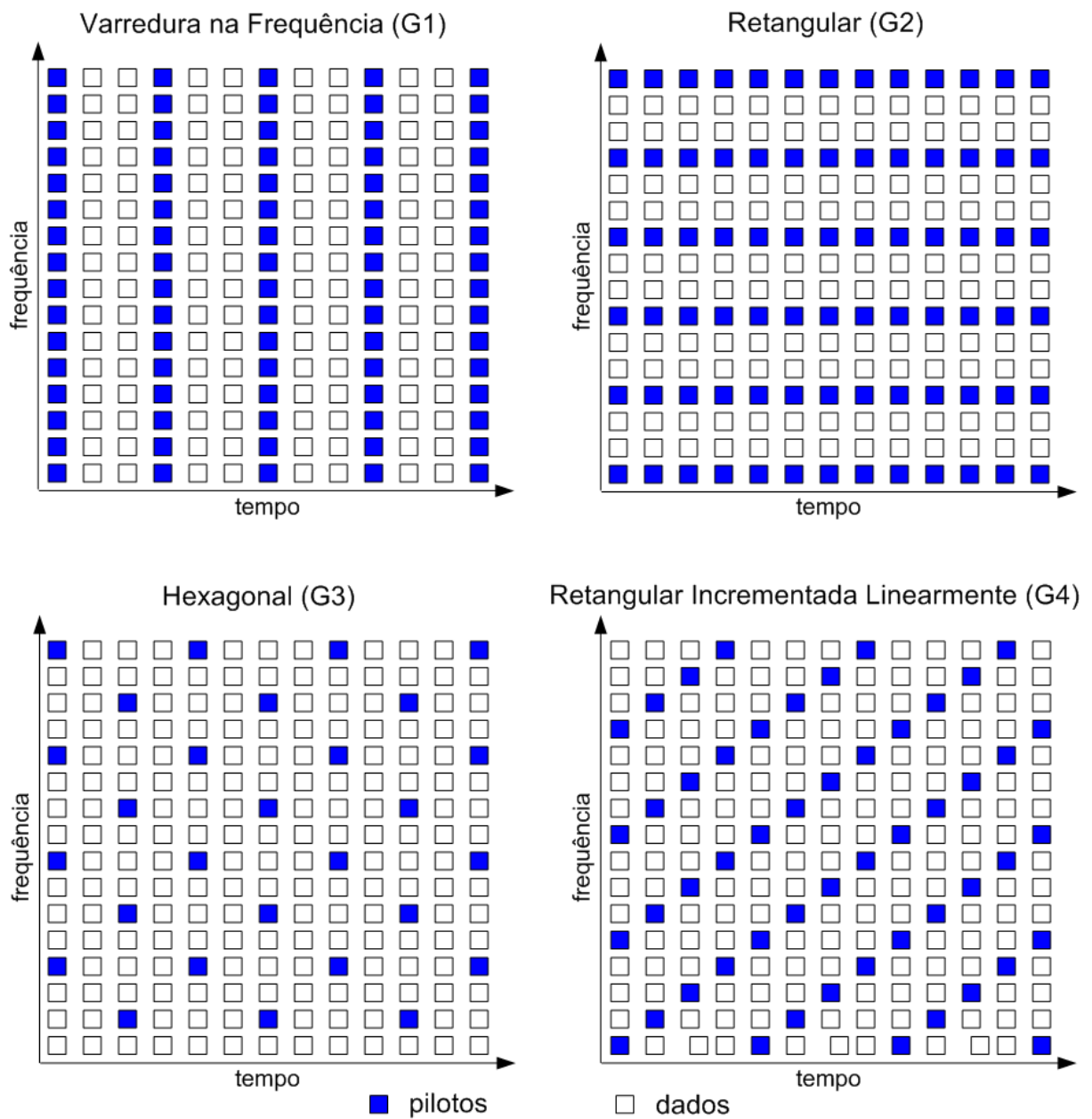


Figura 11: *Grid* frequência×tempo de pilotos nos símbolos OFDM

## 4.2 Estimação de $\mathbf{C}_p(n)$

Na técnica denominada *Data-Aided*, os  $N_p$  sinais piloto  $X_p(m)$ ,  $m = 0, 1, \dots, N_p - 1$  são uniformemente inseridos em  $\mathbf{X}(n)$ . Dessa forma as  $N$  subportadoras recebem os  $N_p$  sinais piloto espaçados de  $L = N/N_p$  subportadoras. A  $k$ -ésima subportadora do  $n$ -ésimo símbolo OFDM pode ser expressa como

$$\begin{aligned} X_n(k) &= X_n(mL + l) \\ &= \begin{cases} X_p(m), & l = 0, \\ \text{dados de informação}, & l = 1, 2, \dots, L - 1 \end{cases} \end{aligned} \quad (4.7)$$

Considerando a resposta em frequência do canal PLC nas subportadoras que carregam os sinais piloto dada por

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_p(n) &= \text{diag}\{C_{p,n}(0), C_{p,n}(1), \dots, C_{p,n}(N_p - 1)\} \\ &= \text{diag}\{C(0), C(L - 1), \dots, C((N_p - 1)L - 1)\}. \end{aligned} \quad (4.8)$$

Então, pode-se expressar o vetor recebido dos sinais pilotos como,

$$\mathbf{Y}_p(n) = [Y_{p,n}(0) \ Y_{p,n}(1) \ \dots \ Y_{p,n}(N_p - 1)]^T \quad (4.9)$$

$$\mathbf{Y}_p(n) = \mathbf{C}_p(n)\mathbf{X}_p(n) + \mathbf{V}_p(n) \quad (4.10)$$

em que  $\mathbf{V}_p(n)$  é um vetor representando o ruído em cada subportadora piloto.

Para a obtenção de  $\hat{\mathbf{C}}_p(n)$  a partir de  $\mathbf{Y}_p(n)$ , diversas técnicas de estimação podem ser aplicadas, dentre as quais destacam-se as baseadas na abordagem adaptativa e não-adaptativas. Dentre as várias, no presente trabalho foram analisadas as técnicas *i*) LS (*least square*) (OZDEMIR M.K.; ARSLAN, 2007), por ser uma técnica simples e tradicionalmente aplicada nos casos de estimador de canais, *ii*) LMS (*least mean square*) (DINIZ, 2002), pois também é uma técnica simples e faz uso da estimativa simples da correlação do canal, *iii*) LMS-TaG (*least mean square - modificado*), além de possuir as qualidades da LMS impõe uma restrição ao ruído impulsivo, *iv*) RLS (*recursive least square*) (SONG et al., 2002) por oferecer uma convergência teoricamente mais rápida além de fazer uso da estatística do canal de comunicação, *v*) RLS-VFF (*recursive least square - variable forgetting factor*) (SONG et al., 2002) que aproveita os benefícios da técnica RLS além de fazer uso de uma adaptação do fator de esquecimento e levar em consideração o efeito do ruído do canal, fatos que a faz, *a priori*, candidata favorita para canais PLC corrompidos pela presença de ruídos impulsivos, finalmente *vi*) TD (*Transform-Domain*) (ZHAO; HUANG,



1997) baseada DFT/IDFT que propõe uma redução significativa na influência da ICI e do ruído aditivo na estimativa do canal.

#### 4.2.1 Least Square - LS

O vetor de dimensão  $N_p \times 1$  das amostras da estimativa da resposta em frequência do equivalente discreto do canal PLC, quando se utiliza o estimador LS (OZDEMIR M.K.; ARSLAN, 2007) é dado por

$$\hat{\mathbf{C}}_p(n) = \mathbf{Y}_p(n) \odot \mathbf{X}_p^{-1}(n), \quad (4.11)$$

em que o símbolo  $\odot$  representa o operador de *Hadamard* dado por  $\mathbf{p} \odot \mathbf{q} = [p_0 q_0 \dots p_{L-1} q_{L-1}]^T$ .

#### 4.2.2 Least Mean Square - LMS

O algoritmo LMS é dado por (WIDROW; HOFF, 1960; DINIZ, 2002)

$$\begin{aligned} \mathbf{e}(n) &= \mathbf{Y}_p(n) - \hat{\mathbf{C}}_p(n-1) \odot \mathbf{X}_p(n) \\ \hat{\mathbf{C}}_p(n) &= \hat{\mathbf{C}}_p(n-1) + 2\mu \mathbf{e}(n) \odot \mathbf{X}_p(n) \end{aligned} \quad (4.12)$$

em que  $\mu$  é o passo de adaptação do algoritmo.

Uma variante do algoritmo LMS foi adotada neste trabalho, o LMS-TaG cuja função custo dada por  $J(\hat{\mathbf{C}}_p(n)) = \frac{1}{2} \tanh^2(\mathbf{e}(n))$  impõe uma limitação suave (*soft threshold*) para o erro  $\mathbf{e}(n)$  (SORIA-OLIVAS et al., 2007). A partir da função custo acima, obtém-se as seguintes equações de atualização do equalizador LMS-TaG:

$$\begin{aligned} \mathbf{e}(n) &= \tanh[\mathbf{Y}_p(n) - \hat{\mathbf{C}}_p(n-1) \odot \mathbf{X}_p(n)] \\ \hat{\mathbf{C}}_p(n) &= \hat{\mathbf{C}}_p(n-1) + 2\mu \mathbf{e}(n) \odot (\mathbf{1}_{N_p \times 1} - \mathbf{e}(n) \odot \mathbf{e}(n)) \odot \mathbf{X}_p(n), \end{aligned} \quad (4.13)$$

em que  $\mathbf{1}_{N_p \times 1}$  é um vetor coluna formado por  $N_p$  elementos iguais a um.

### 4.2.3 Recursive Least Square - RLS

O algoritmo RLS é dado por (SONG et al., 2002)

$$e_n(k) = Y_n(k) - \hat{C}_{p,n-1}(k)X_n(k) \quad (4.14)$$

$$q_n(k) = \frac{P_{n-1}(k)X_n(k)}{\lambda\sigma_{n,k}^2 + Y_n^*(k)P_{n-1}(k)Y_n(k)} \quad (4.15)$$

$$\hat{C}_{p,n}(k) = \hat{C}_{p,n-1}(k) + q_n(k)e_n^*(k) \quad (4.16)$$

$$P_n(k) = \frac{1}{\lambda}[P_{n-1}(k) - q_n(k)X_n^*(k)P_{n-1}(k)] \quad (4.17)$$

em que  $k$  é a  $k$ -ésima amostra do vetor  $\hat{\mathbf{C}}_p(n)$ ,  $\lambda$  é o fator de esquecimento,  $\sigma_{n,k}^2$  é a variância do ruído presente em cada subportadora e  $P_n(k)$  é o coeficiente da inversa da matriz de correlação dos dados observados.

A versão do algoritmo RLS quando o fator de esquecimento é variável é denominada de VFF (*variable forgetting factor*). O algoritmo RLS-VFF é dado por (SONG et al., 2002)

$$e_n(k) = Y_n(k) - \hat{C}_{p,n-1}(k)X_n(k) \quad (4.18)$$

$$q_n(k) = \frac{P_{n-1}(k)X_n(k)}{\lambda\sigma_{n,k}^2 + Y_n^*(k)P_{n-1}(k)Y_n(k)} \quad (4.19)$$

$$\hat{C}_{p,n}(k) = \hat{C}_{p,n-1}(k) + q_n(k)e_n^*(k) \quad (4.20)$$

$$P_n(k) = \frac{1}{\lambda}[P_{n-1}(k) - q_n(k)X_n^*(k)P_{n-1}(k)] \quad (4.21)$$

$$M_n(k) = \frac{1}{\lambda_n(k)}[1 - q_n(k)X_n^*(k)]M_{n-1}(k)[1 - X_n(k)q_n^*(k)] + \left(\frac{1}{\lambda_n(k)\sigma_{n,k}^2}\right)q_n(k)q_n^*(k) - \frac{1}{\lambda_n(k)P_n(k)} \quad (4.22)$$

$$D_n(k) = [1 - q_n(k)X_n^*(k)]D_{n-1}(k) + M_n(k)S_n(k)\frac{e_n^*(k)}{\sigma_{n,k}^2} \quad (4.23)$$

$$\lambda_n(k) = \left[ \lambda_n(n-1)\frac{\alpha}{\sigma_{n,k}^2}\mathbb{R}\{D_{n-1}^*(k)X_n(k)e_n^*(k)\} \right]_{\lambda_-}^{\lambda_+} \quad (4.24)$$

em que o coeficiente  $D_n(k)$  é o gradiente e o coeficiente  $M_n(k)$  é a inversa do coeficiente de correlação  $P_n(k)$ , o parâmetro  $\alpha$  é o passo de adaptação do fator de esquecimento e  $\lambda_-, \lambda_+$  delimitam o intervalo que contém os valores admissíveis para o fator de esquecimento. Nesse algoritmo, a atualização do fator de esquecimento contém o efeito do ruído ( $\sigma_{n,k}^2$ ) em cada subportadora, que contribui para o rastreamento das variações do canal. Diferentemente da proposta original, na equação (4.24) foi adotada a restrição de  $\lambda_n(k)$

como sendo

$$\lambda_n(k) = \begin{cases} \lambda_n(k), & \text{se } \lambda_- < \lambda_n(k) < \lambda_+ \\ \lambda_{n-1}(k), & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (4.25)$$

#### 4.2.4 Transform-Domain - TD

Finalmente, a última técnica de estimação analisada, TD (*Transform Domain*). Esse estimador foi analisado associado ao interpolador de alta resolução baseado na DFT/IDFT e realizado por *zero-padding*. O estimador TD é dada por (ZHAO; HUANG, 1997)

$$\mathcal{G}_M(d) = \sum_{m=0}^{N_p-1} Y_{p,n}(m) e^{-j2\pi md/N_p} \quad (4.26)$$

em que  $d$  é o índice do domínio transformado e  $d \in [0, N_p - 1]$ . Conforme (ZHAO; HUANG, 1997), as componentes do sinal desejado estão posicionadas nas amostras de baixa frequência enquanto as componentes do ruído estão espalhadas por todo o espectro do domínio transformado. A filtragem passa-baixa é então realizada configurando as amostras na região de alta frequência para zero, dado por

$$\hat{\mathcal{G}}_M(d) = \begin{cases} \mathcal{G}_M(d), & \text{se } 0 \leq d \leq d_c, \text{ ou, } N_p - d_c \leq d \leq N_p - 1 \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (4.27)$$

em que  $d_c$  é a “frequência de corte” do filtro no domínio transformado e é determinada pela relação

$$\frac{\left[ \sum_{d=0}^{d_c} |\bar{\mathcal{G}}_M(d)|^2 + \sum_{d=N_p-d_c}^{N_p-1} |\bar{\mathcal{G}}_M(d)|^2 \right]}{\sum_{d=0}^{N_p-1} |\bar{\mathcal{G}}_M(d)|^2} = R \quad (4.28)$$

em que o numerador é a energia na banda passante, o denominador é a energia total,  $R$  um valor entre 0.9 e 0.95, e  $\bar{\mathcal{G}}_M(d) = \frac{1}{N_p} \sum_{d=0}^{N_p-1} |\mathcal{G}_M(d)|^2$ .

Para não perder a sequência dos tópicos abordados nessa dissertação, o interpolador utilizado em conjunto com o estimador TD será descrito na seção 4.3, que trata dos interpoladores analisados.

### 4.3 Estimação de $\mathbf{C}(n)$

A estimativa de  $\mathbf{C}(n)$  é obtida interpolando-se os pontos entre os coeficientes de  $\hat{\mathbf{C}}_p(n)$ . Dentre várias técnicas de interpolação, as seguintes foram utilizadas no presente trabalho:

linear, cúbica, *spline*, *nearest* e uma técnica de interpolação no domínio transformado que é aplicada junto ao estimador que utiliza da DFT/IDFT denominado de (TD - *Transform-Domain*).

No método de interpolação LINEAR, duas sucessivas subportadoras piloto são utilizadas para determinar o coeficiente da resposta em frequência do canal nas subportadoras que estão localizadas entre os pilotos (HSIEH; WEI, 1998). Para a subportadora de dados  $k$ ,  $mL \leq k < (m+1)L$ , a resposta do canal estimado usando o método de interpolação linear é dado por (COLIERI et al., 2002)

$$\begin{aligned}\hat{C}_n(k) &= \hat{C}_n(mL + l) \\ &= \left(1 - \frac{l}{L}\right)\hat{C}_{p,n}(m) + \frac{l}{L}\hat{C}_{p,n}(m+1) \\ &= \hat{C}_{p,n}(m) + \frac{l}{L}(\hat{C}_{p,n}(m+1) - \hat{C}_{p,n}(m)) \\ &\quad , 0 \leq l < L,\end{aligned}\tag{4.29}$$

A interpolação baseada em SPLINE é dada por (COLIERI et al., 2002)

$$\hat{C}_n(k) = \hat{C}_n(mL + l)\tag{4.30}$$

$$= c_1\hat{C}_{p,n}(m-1) + c_0\hat{C}_{p,n}(m) + c_{-1}\hat{C}_{p,n}(m+1),\tag{4.31}$$

$$\text{em que, } \begin{cases} c_1 &= \frac{\xi(\xi-1)}{2} \\ c_0 &= -(\xi-1)(\xi+1) \\ c_{-1} &= \frac{\xi(\xi+1)}{2} \end{cases}$$

em que  $\xi = l/N$ .

Na interpolação CÚBICA o coeficiente da função de transferência do canal PLC em cada subportadora é aproximado por um polinômio de terceira ordem com respeito a  $l/L$ . A estimativa nas subportadoras é (KANG; HA; JOO, 2003):

$$\begin{aligned}\hat{C}_n(k) &= A\left(\frac{l}{L}\right)\hat{C}_{p,n}(m) + B\left(\frac{l}{L}\right)\left(\frac{l}{L}\right) + \hat{C}_{p,n}(m+1) \\ &\quad + C\left(\frac{l}{L}\right)z(m) + D\left(\frac{l}{L}\right)z(m+1)\end{aligned}\tag{4.32}$$

em que  $A\left(\frac{l}{L}\right)$ ,  $B\left(\frac{l}{L}\right)$ ,  $C\left(\frac{l}{L}\right)$  e  $D\left(\frac{l}{L}\right)$  são constantes determinadas por  $l/L$ .  $z(m) = C_p''(m)$  é a derivada de segunda ordem da função de transferência do  $m$ -ésimo sinal de referência.

A interpolação NEAREST é descrita como a técnica em que o coeficiente da resposta em frequência do canal é aproximado para o valor mais próximo dos sinais piloto. É o método mais rápido e simples, mas que usualmente fornece os piores resultados.

Finalmente, a última técnica de interpolação analisada faz parte do estimador denominado neste trabalho de (TD) (*Transform Domain*), seção 4.2.4. Esse interpolador de alta resolução, baseada na DFT/IDFT e realizado por *zero-padding* é dada por (ZHAO; HUANG, 1997)

$$\hat{G}_N(q) = \begin{cases} \hat{G}_M(q), & \text{se, } 0 \leq q \leq d_c, \\ 0, & \text{se, } d_c < q < N - d_c, \\ \hat{G}_M(q - N + N_p), & \text{se, } N - d_c \leq q \leq N - 1, \end{cases} \quad (4.33)$$

em que  $\hat{G}_N(q)$  pode ser visto como a sequência de  $N$  amostras da transformada de Fourier da estimativa da função de transferência desejada do canal. A estimativa do canal de comunicação na  $k$ -ésima subportadora é obtida por

$$\hat{C}_n(k) = a \sum_{q=0}^{N-1} \hat{G}_N(q) \exp(-j2\pi qk/N), \quad (4.34)$$

em que  $a$  é uma constante de calibração, proveniente do ajuste entre os  $N_p$  pontos da DFT e os  $N$  pontos da IDFT do domínio da frequência e do domínio transformado, respectivamente.

#### 4.4 Equalização de $\mathbf{Y}(n)$

Baseando-se no critério ZF, então o equalizador é dado por  $\mathcal{W}(n) = \hat{\mathbf{C}}^{-1}(n)$ . Por outro lado, a equalização a partir do critério MMSE fornece (TAJER; NOSRATINIA, 2007)

$$\mathcal{W}(n) = [\hat{\mathbf{C}}^H(n)\hat{\mathbf{C}}(n) + \mathbf{\Lambda}^{-1}(n)]^{-1}\hat{\mathbf{C}}^H(n) \quad (4.35)$$

em que  $\mathbf{\Lambda}(n) = \text{diag} \left\{ \frac{\sigma_{s,0}^2}{\sigma_{n,0}^2}, \frac{\sigma_{s,1}^2}{\sigma_{n,1}^2}, \dots, \frac{\sigma_{s,N-1}^2}{\sigma_{n,N-1}^2} \right\}$ ,  $(\cdot)^H$  é o operador Hermitiano,  $\sigma_{s,k}^2$  e  $\sigma_{n,k}^2$  são as variâncias do sinal transmitido e do ruído na  $k$ -ésima subportadora do receptor. Igualmente adotado em (LA-GATTA, 2009), foi assumido que o critério MMSE é aplicado individualmente em cada um dos subcanais. Embora essa estratégia não seja ótima, do ponto de vista do critério MMSE, posto que a matriz de autocorrelação do ruído na saída do canal PLC não é diagonal, simplifica sobremaneira o processo de obtenção do equalizador quando o ruído é AIGN.

A decisão de símbolos é dada por

$$Q(\hat{X}_n(k)) = \begin{cases} 1 & \text{se, } \hat{X}_n(k) \geq 0, \\ 0 & \text{se, caso contrário,} \end{cases} \quad (4.36)$$

em que  $Q(\cdot)$  é um decisor *hard* (duro) e  $k = 0, 1, \dots, N_p - 1$ .

#### 4.5 Sumário

Neste capítulo foram apresentadas as geometrias de alocação de pilotos denominadas de Varredura na Frequência, Retangular, Hexagonal e Retangular Incrementada Linearmente. Foram abordadas as técnicas adaptativas LMS (*least mean square*), LMS-TaG (*least mean square - modificado*), RLS (*recursive least square*) e RLS-VFF (*recursive least square - variable forgetting factor*) e a não-adaptativa LS (*least square*) para se estimar a resposta impulsiva do canal nas posições dos pilotos. Em seguida, as técnicas para estimar a resposta completa do canal de comunicação através das técnicas de interpolação linear, cúbica, *spline*, *nearest* foram apresentadas. Também foi apresentada uma técnica para estimar a resposta completa do canal utilizando a DFT/IDFT e interpolação em alta-resolução no domínio transformado, TD (*transform-domain*). Finalmente foram apresentadas as técnicas de equalização baseadas nos critérios ZF (*zero forcing*) e MMSE (*minimum mean square error*). No Capítulo 5 serão mostrados e analisados os resultados obtidos através de simulações computacionais dos estimadores de canais PLC descritos neste capítulo, aplicados a canais PLC modelados como LIT, LVT e LCVT, na presença de ruídos aditivos impulsivos e utilizando o sistema de modulação OFDM.

## 5 RESULTADOS

Nesta seção são apresentados e analisados os resultados obtidos através de simulações computacionais da modulação OFDM quando os estimadores de canais PLC são aqueles descritos no Capítulo 4, os canais PLC são modelados como LIT, LVT e LCVT, conforme seção 2.1, e os ruídos são o AWGN e o AIGN (Seção 2.2). A Figura 12 ilustra a resposta em frequência dos canais PLC adotados nas simulações computacionais quando  $\mathcal{P}_1$  é dado pela Tabela 2 e  $\mathcal{P}_2$  é dado pela Tabela 3.

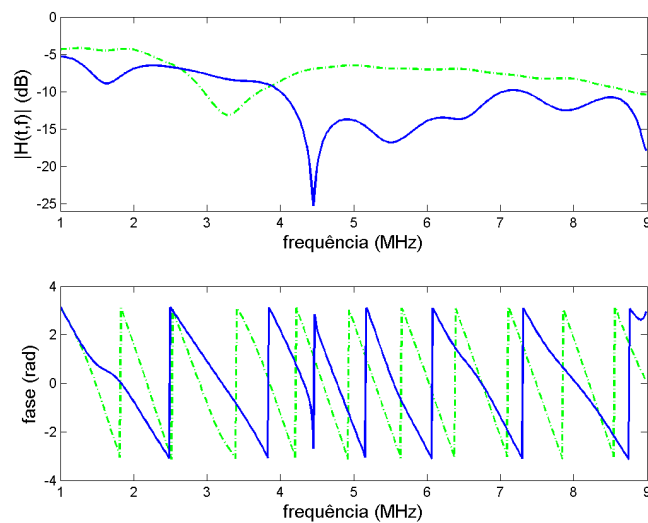


Figura 12:  $\mathcal{P}_1$  (— · —),  $\mathcal{P}_2$  (—). Resposta em frequência dos canais PLC utilizados nas simulações.

De uma forma geral, um sistema OFDM com  $N$  subportadoras e operando na banda-base gera símbolos OFDM cujo comprimento é igual a  $2N + L_{pc}$  amostras. Dessa forma, o tempo necessário para a transmissão de cada símbolo OFDM ( $t_{simb}$ ) pode ser expresso por

$$t_{simb} = (2N + L_{pc})/2B \quad (\text{segundos}), \quad (5.1)$$

em que  $B$  representa a largura de banda do canal de comunicação. Resultados obtidos em (CORRIPIO et al., 2006) revelam que o tempo de coerência ( $t_{coer}$ ) do canal PLC pode

atingir valores próximos de  $600\mu s$ , o que nos leva a considerar o comportamento do canal como invariante no tempo durante a transmissão de  $\lfloor t_{coer}/t_{simb} \rfloor$  símbolos OFDM, em que  $\lfloor x \rfloor = \max\{n \in \mathbb{Z} | n \leq x\}$ . Para analisar o comportamento das técnicas aplicadas para a estimação de canais PLC a partir de sinais pilotos em subportadoras da modulação OFDM, os parâmetros listados na tabela 4 foram adotados.

Usualmente, o desempenho das técnicas de estimação de canais é validado através do gráfico  $P_b \times E_b/N_0$ , em que  $P_b$  é a probabilidade de bit errado,  $E_b$  é a energia do bit e  $N_0$  é a densidade espectral de potência do ruído AWGN. Uma vez que o cálculo exato de  $P_b$  não é factível para ruído AIGN, então as curvas de desempenho baseiam-se na relação  $BER \times E_b/N_0$ , em que  $N_0$  é a densidade espectral de potência do ruído quando ele é AWGN ou do ruído de fundo se o modelo é AIGN. O cálculo da BER foi baseado no erro entre as sequências de bits transmitidas e detectadas. Nas simulações considera-se que  $E[|h(n)|^2] = 1$  e  $\sigma_x^2 = 1$ , em que  $\sigma_x^2$  é a variância do sinal transmitido.

Tabela 4: Parâmetros utilizados na simulação

Descrição	Valor
$N$	512
$L_{pc}$	32
$f_{min}$	1 MHz
$f_{max}$	9 MHz
Modulação	BPSK
$t_{coerr}$	$600\mu s$
Téc. de Estimação	LS, LMS, LMS-TaG, RLS, e RLS-VFF e TD
Téc. de Interpolação	linear, spline, cúbica, nearest
Téc. de Equalização	ZF e MMSE
Geometria do <i>grid</i>	varredura na frequência, retangular, hexagonal e retangular incrementada linearmente

Os parâmetros de inicialização dos algoritmos adaptativos são listados na tabela 5.

Tabela 5: Parâmetros de inicialização dos estimadores adaptativos

Estimador	Parâmetro	Valor
LMS, LMS-TaG	$\mu$	0,4
RLS	$\lambda$	0,99
RLS-VFF	$\lambda$	0,99
	$\alpha$	0,01
	$\lambda_+$	0,999
	$\lambda_-$	0,4

Os resultados apresentados foram obtidos durante o tempo de simulação equivalente a 12 ciclos da frequência fundamental da rede elétrica. Em todos os cenários simulados, o



---

cálculo das curvas de BER teve início após a transmissão de 100 símbolos OFDM. Com isso foi garantido que a medição do desempenho fosse realizada somente após a convergência dos algoritmos adaptativos.

A seguir são apresentados os resultados das simulações computacionais quando se considera o canal PLC LIT (Seção 5.1), LVT (Seção 5.2) e LCVT (Seção 5.3). Em seguida são discutidos os resultados obtidos considerando-se as geometrias de *grid* varredura na frequência, retangular, hexagonal e, finalmente, a retangular incrementada linearmente.

### 5.1 Canal PLC LIT

Nesta seção são apresentados os resultados computacionais obtidos quando o canal PLC é LIT, a geometria do *grid* é a retangular ( $G=2$ ) (Seção 4.1) com a o espaçamento na dimensão tempo,  $D_t = 1$ , e dimensão frequência,  $D_f = 2$ , entre os sinais piloto.

As curvas de BER obtidas quando se utiliza o estimador LS em conjunto com os interpoladores linear, cúbico, *spline* e o *nearest*, na presença de ruído AWGN, usando os equalizadores ZF e MMSE pode ser vista na Figura 13. Esse resultado sugere um melhor desempenho do interpolador linear, seguido pelo *spline*, no ambiente LTI, tanto para o equalizador ZF quanto para o equalizador MMSE. A curva de BER denominada por “canal ideal” representa o desempenho do sistema quando se admite o conhecimento completo da resposta em frequência do canal PLC. Os resultados de desempenho quando se utiliza o estimador LS no ambiente LIT, corrompido pelo ruído AIGN estão representados na Figura 14. Observa-se nesta figura uma estabilização da BER quando  $E_b/N_0$  é de aproximadamente 25 e 30 dB provocada pela presença do ruído AIGN.

Dado que a modulação é BPSK, os equalizadores baseados nos critérios MMSE e ZF fornecem o mesmo desempenho do ponto de vista de simulação, posto que ambos corrigem de forma apropriada a distorção de fase introduzida pelo canal PLC, fato que pode ser confirmado através das Figuras 13 e 14. Uma vez que não existe diferença no desempenho do sistema, do ponto de vista de simulação, quando se adota a modulação BPSK e o equalizador é baseado no critério ZF ou MMSE, apenas o equalizador baseado no critério MMSE é considerado, uma vez que esse é o mais indicado para os casos em que o canal de comunicação possui nulo espectral na sua resposta em frequência, situação possível em canais PLC.

A Figura 15 representa o desempenho do estimador LS, equalizador MMSE, ruídos AWGN e AIGN e interpoladores. Fica evidente nesta figura a degradação do desempenho dos estimadores LS imposta pelo ruído impulsivo.

O desempenho dos estimadores adaptativos na presença de ruído AWGN é mostrado na Figura 16. Embora o estimador TD não seja adaptativo, ele foi incluído nesta categoria por possuir um parâmetro ajustável. Dentre os estimadores adaptativos estudados, os algoritmos RLS e o RLS-VFF são os que apresentam os melhores desempenhos quando o canal PLC é LIT e corrompido com ruído AWGN. Quando se analisa o desempenho dos estimadores adaptativos na presença de ruído AIGN, além dos estimadores RLS e RLS-VFF, o estimador TD aparece com um bom desempenho. Entretanto, a escolha

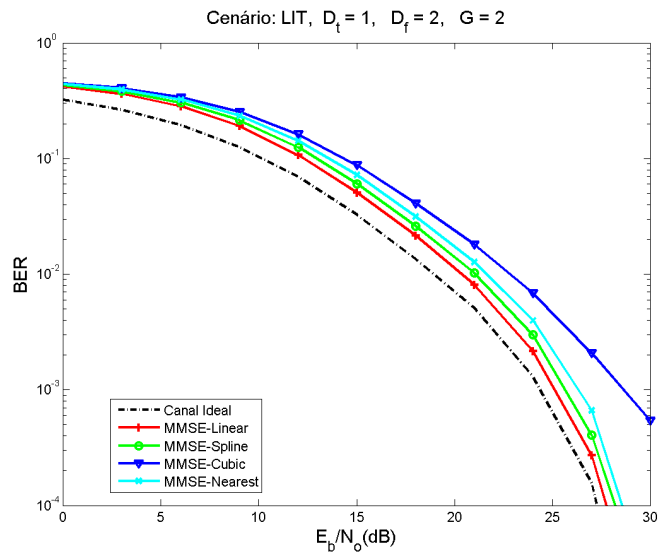
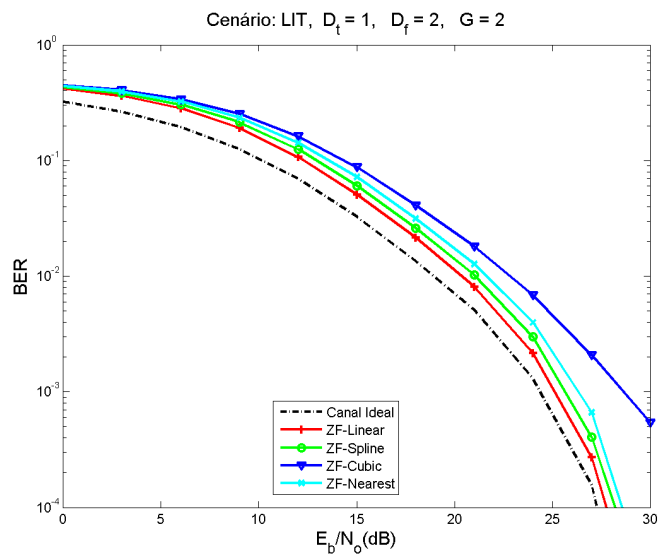


Figura 13: BER obtida com o estimador LS, ruído AWGN e diversos tipos de interpoladores quando (a) equalizador ZF e (b) equalizador MMSE.

adequada do parâmetro  $R$  na equação (4.28), associado ao estimador TD, é um fator crítico quando se deseja obter bom desempenho em um grande intervalo de valores de  $E_b/N_0$ . O valor adotado para  $R$  em (4.28) que resultou no melhor desempenho do algoritmo TD no

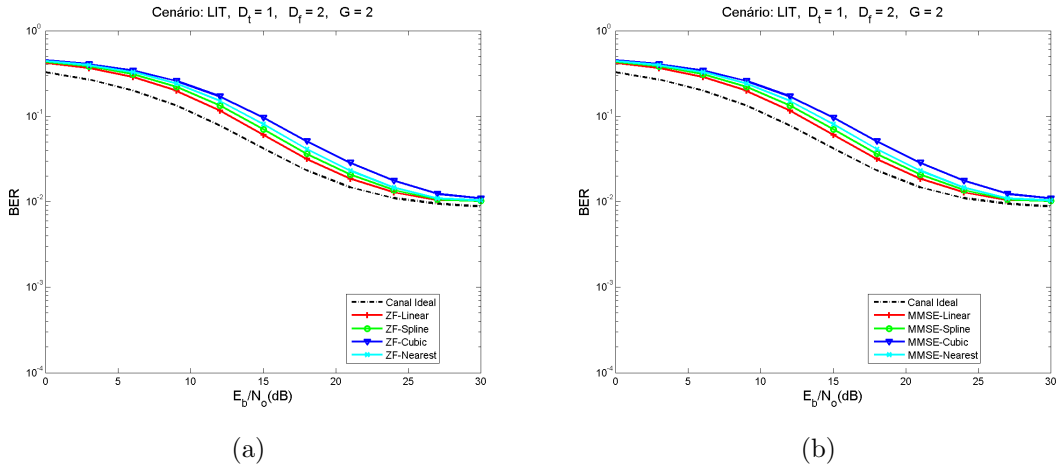


Figura 14: BER obtida com o estimador LS, ruído AIGN diversos tipos de interpoladores quando (a) equalizador ZF e (b) equalizador MMSE.

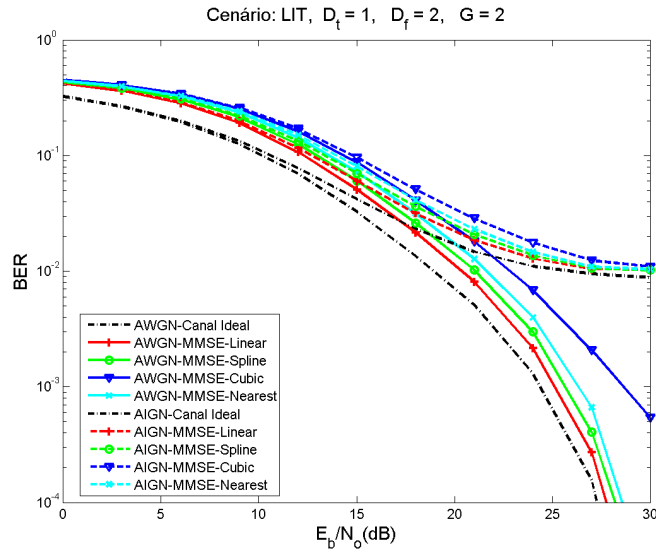


Figura 15: BER obtida com o estimador LS, equalizador MMSE, ruídos AWGN e AIGN e diversos tipos de interpoladores.

ambiente LIT é dado por

$$R = \begin{cases} 0.950, & \text{se } E_b/N_0 \leq 12\text{dB} \\ 0.970, & \text{se } 12 \text{ dB} < E_b/N_0 \leq 15 \text{ dB} \\ 0.990, & \text{se } 15 \text{ dB} < E_b/N_0 \leq 18 \text{ dB} \\ 0.992, & \text{se } 18 \text{ dB} < E_b/N_0 \leq 21 \text{ dB} \\ 0.996, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (5.2)$$

A Figura 16 exibe o resultado negativo no desempenho do estimador TD, comparado com os estimadores adaptativos, quando  $E_b/N_0 > 20$  dB devido a dificuldade em se

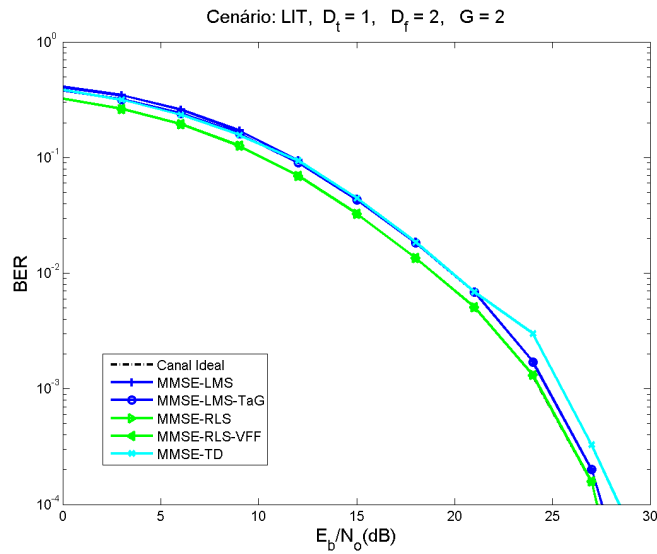


Figura 16: BER obtida com os estimadores adaptativos, interpolador linear, ruído AWGN e equalizador MMSE.

encontrar valores de  $R$  para este intervalo. Uma comparação entre o desempenho dos algoritmos adaptativos quando o canal LIT é corrompido pelo ruído AWGN e AIGN é mostrado na Figura 17. É possível confirmar nesta figura a degradação da BER, imposta pelo ruído impulsivo, quando a modulação OFDM é submetida ao canal LIT corrompido com o ruído AIGN. A figura também sugere o melhor desempenho do estimador LMS-TaG em comparação com o LMS, fato que se justifica pela inclusão da função tangente hiperbólica no LMS-TaG, com a finalidade de restringir a influência do ruído impulsivo na estimativa do canal PLC.

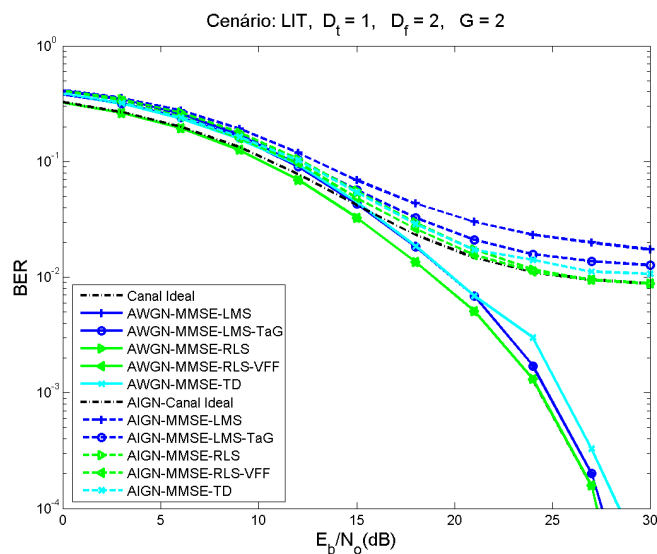


Figura 17: BER obtida com os estimadores adaptativos, interpolador linear, ruído AWGN e AIGN e equalizador MMSE.

A influência de ruídos impulsivos na estimativa de um dos coeficientes da resposta em frequência do canal pode ser observada na Figura 18, onde se percebe os picos atingidos pela estimativa do coeficiente devido ao ruído AIGN. A atuação do algoritmo limitador implementado no estimador LMS-TaG (4.13) pode ser confirmada nesta figura. A figura também sugere uma menor influência dos ruídos impulsivos quando se utiliza os estimadores RLS, RLS-VFF e TD. O erro cometido pelos estimadores adaptativos na es-

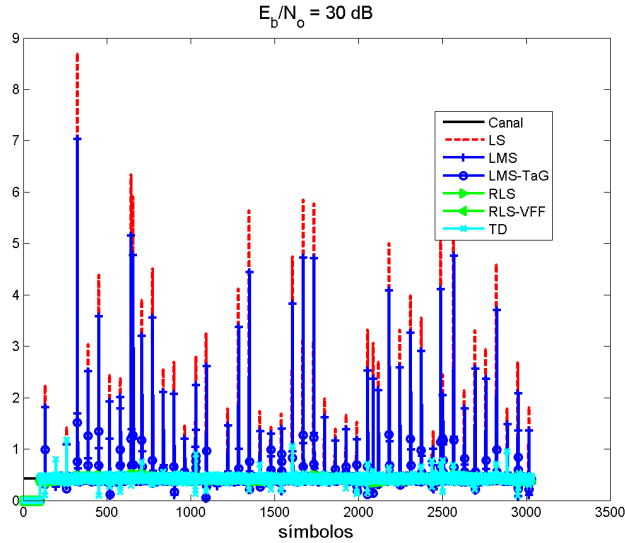


Figura 18: Rastreamento de um dos coeficientes da resposta em frequência do canal PLC (LIT), utilizando os estimadores adaptativos e não adaptativos e interpolador linear na presença de ruído AIGN.

timativa da resposta em frequência do canal PLC pode ser observado na Figura 19, em que é mostrado o desempenho dos estimadores em função do MSE (*mean squared error*),  $E[||\mathbf{C}(n) - \hat{\mathbf{C}}(n)||^2]$ , para cada símbolo OFDM estimado. Nessa figura, também se observa o melhor desempenho do algoritmo RLS-VFF devido sua capacidade de se adaptar melhor às condições do canal PLC. Dentre os estimadores tratados nesta dissertação, o RLS-VFF se mostrou com o melhor desempenho quando submetido ao canal PLC, linear e invariante no tempo, corrompido com ruído AWGN e AIGN associado ao equalizador baseado no critério MMSE conforme sugere a Figura 20. Uma estimativa da resposta em frequência do canal PLC LIT feita pelos estimadores adaptativos e não adaptativos está representada na Figura 21. Nesta figura pode-se observar que o maior erro na estimativa da resposta em frequência do canal PLC se encontra na região de vale, o que é de se esperar, pois nessa região observa-se a menor SNR.

Nesta seção, destinada a análise dos estimadores quando o canal PLC é LIT e a geometria dos pilotos é a retangular com  $D_t = 1$  e  $D_f = 2$ , os resultados obtidos através de

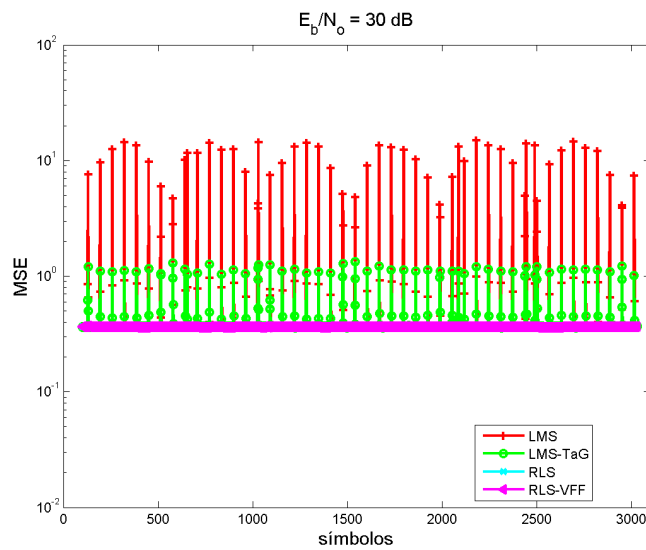


Figura 19: MSE dos estimadores adaptativos, interpolador linear na presença de ruído AIGN.

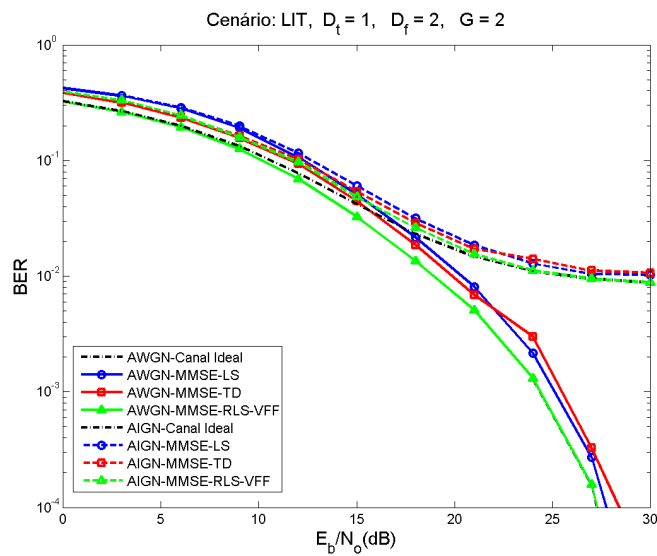


Figura 20: BER obtida com os estimadores adaptativos e não-adaptativos, interpolador linear, equalizador MMSE na presença de ruído AWGN e AIGN.

simulações computacionais sugerem o melhor desempenho da modulação OFDM quando o estimador RLS-VFF é escolhido associado ao interpolador linear, tanto para ambientes com ruído AWGN quanto ruído AIGN.

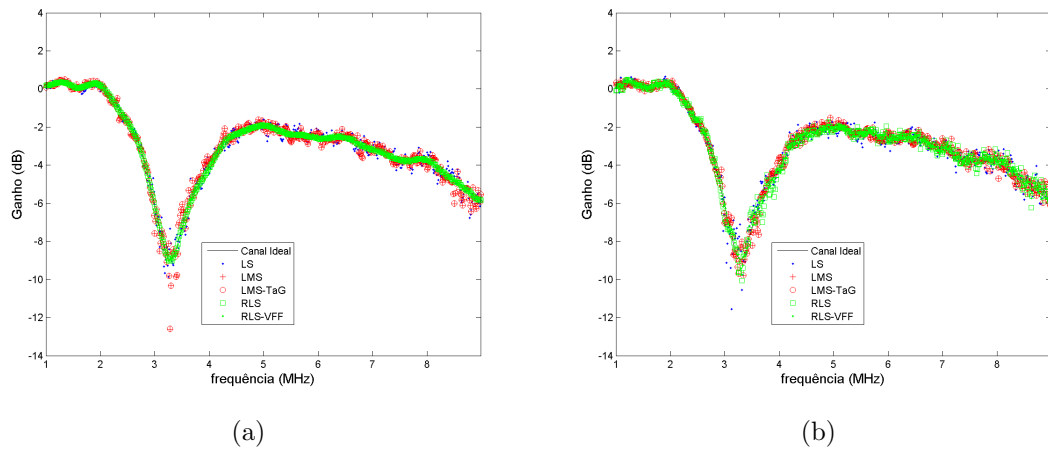


Figura 21: Estimativa de uma realização do canal PLC, utilizando estimadores adaptativos e não adaptativos, interpolador linear na presença de (a) ruído AWGN e (b) ruído AIGN.



## 5.2 Canal PLC LVT

Nesta seção serão apresentados os resultados computacionais obtidos quando o canal PLC é considerado linear e variante no tempo, a geometria do *grid* é a retangular ( $G=2$ ) (Seção 4.1) com a o espaçamento na dimensão tempo,  $D_t = 1$ , e dimensão frequência,  $D_f = 2$ , entre os sinais piloto.

A variação da resposta ao impulso do canal PLC LVT, para efeitos de simulação, foi modelada conforme a equação (2.2), ficando garantido que o intervalo entre variações da resposta ao impulso do canal PLC seja um múltiplo inteiro do tempo de transmissão do símbolo OFDM, em outras palavras, o canal PLC LVT não altera seus parâmetros durante a transmissão de um símbolo OFDM.

As curvas de BER obtidas pelo estimador LS, quando se utiliza os interpoladores linear, cúbico, *spline* e o *nearest*, na presença de ruído AWGN e usando o equalizador baseado no critério MMSE podem ser vistas na Figura 22. Esses resultados sugerem um melhor desempenho do interpolador linear, seguido pelo *spline*, no ambiente LVT, quando se escolhe o equalizador MMSE.

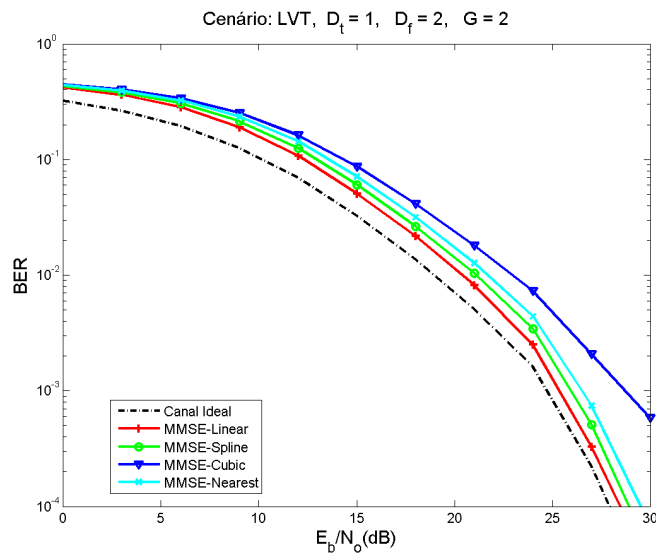


Figura 22: BER obtida com o estimador LS, ruído AWGN e diversos tipos de interpoladores e equalizador MMSE.

Os resultados de desempenho do estimador LS no ambiente LVT corrompido pelo ruído AWGN e AIGN estão representados na Figura 23, onde também pode ser verificada uma estabilização da BER quando  $E_b/N_0$  é de aproximadamente 25 e 30 dB provocada pela presença do ruído AIGN. Os resultados mostrados na figura indicam um melhor

desempenho do estimador LS quando associado ao interpolador linear seguido pela técnica de interpolação *spline*.

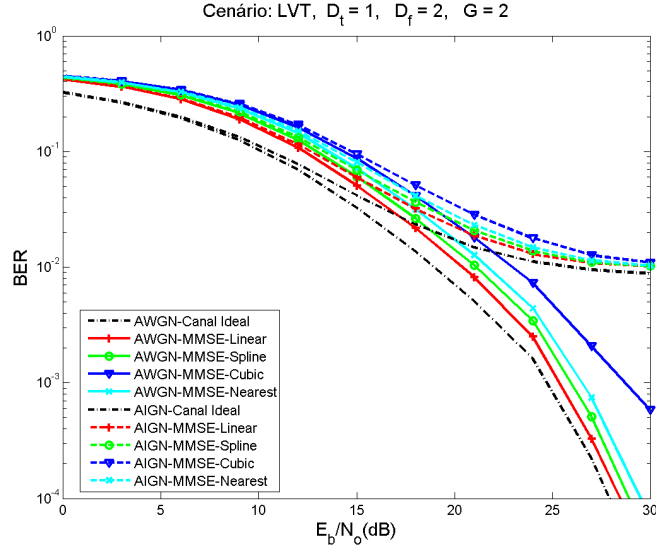


Figura 23: BER obtida com o estimador LS, equalizador MMSE, ruídos AWGN e AIGN e diversos tipos de interpoladores.

O desempenho dos estimadores adaptativos na presença de ruído AWGN e AIGN está representado na Figura 24. O conjunto de valores adotado para  $R$ , na equação (4.28), que resultou no melhor desempenho do algoritmo TD no ambiente LVT é o mesmo adotado quando o canal PLC é LIT, conforme equação (5.2). Dentre os estimadores adaptativos estudados, os algoritmos RLS e o RLS-VFF, assim como na seção anterior, são os que apresentam os melhores desempenhos quando o canal PLC é LVT. Conforme mencionado em relação aos canais PLC LIT, quando se analisa o desempenho dos estimadores adaptativos na presença de ruído AIGN, além dos estimadores RLS e RLS-VFF, o estimador TD aparece com um bom desempenho, porém, vale lembrar que a escolha de  $R$  na equação (4.28) desse estimador é um fator crítico.

A Figura 25 representa a convergência dos algoritmos adaptativos quando o canal PLC está corrompido com ruído AIGN. Nesse ambiente, os algoritmos RLS e o RLS-VFF se apresentam com os melhores desempenhos. A variabilidade adotada para o canal PLC na equação (2.2) não contribuiu de forma negativa para o desempenho do sistema. Entretanto, mais uma vez, pode-se observar que os maiores responsáveis pelo baixo desempenho do sistema são os ruídos impulsivos.

Uma estimativa da resposta em frequência do canal PLC LVT feita pelos estimadores adaptativos e não adaptativos está representada na Figura 26. Conforme mencionado

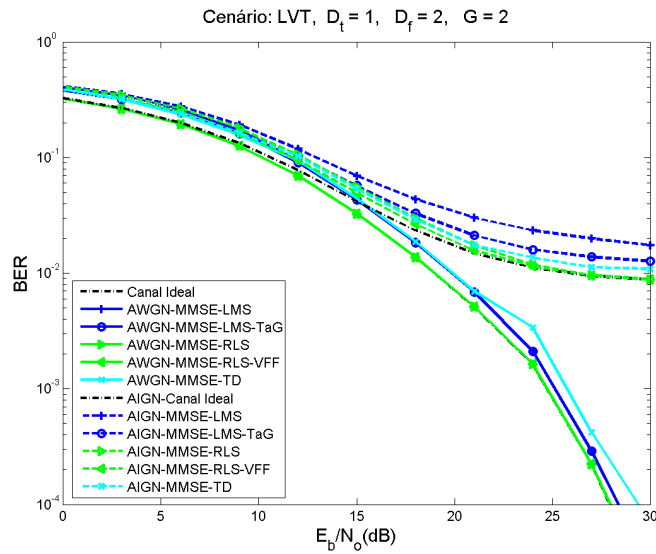


Figura 24: BER obtida com os estimadores adaptativos, interpolador linear, ruído AWGN e AIGN e equalizador MMSE.

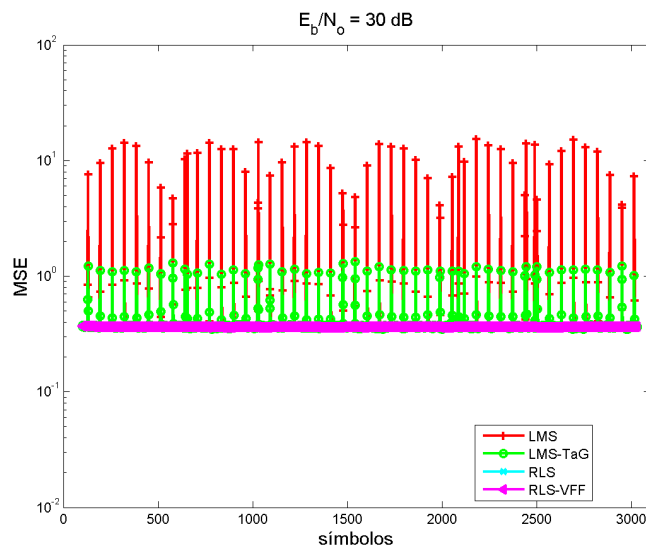


Figura 25: Convergência dos estimadores adaptativos, interpolador linear na presença de ruído AIGN.

anteriormente, nesta figura pode-se observar que o maior erro na estimativa se encontra na região de vale, pois nessa região acontece a menor SNR.

Nesta seção, destinada a análise dos estimadores quando o canal PLC é LVT e a geometria dos pilotos é a retangular com  $D_t = 1$  e  $D_f = 2$ , os resultados obtidos através de simulações computacionais sugerem o melhor desempenho da modulação OFDM quando o estimador RLS-VFF é escolhido associado ao interpolador linear, tanto para ambientes com ruído AWGN quanto ruído AIGN.

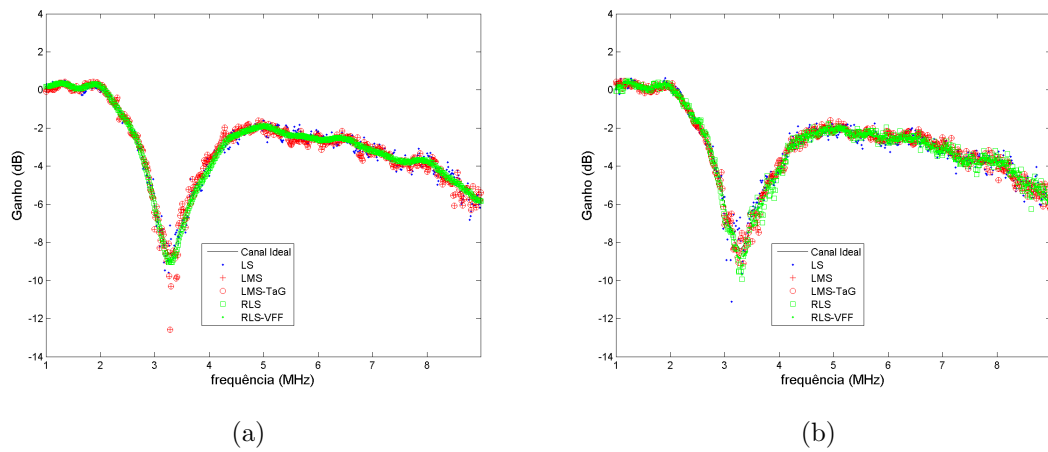


Figura 26: Estimativa de uma realização do canal PLC, utilizando estimadores adaptativos, interpolador linear na presença de (a) ruído AWGN e (b) ruído AIGN.

### 5.3 Canal PLC LCVT

Nesta seção são apresentados os resultados computacionais obtidos quando o canal PLC é considerado linear e ciclicamente variante no tempo. A geometria do *grid* é a retangular (Seção 4.1) com  $D_t = 1$  e  $D_f = 2$ .

Assim como no ambiente LVT, para efeitos de simulação, a variação da resposta ao impulso do canal PLC LCVT foi modelada conforme as equações (2.2) e (??) e o instante de comutação da resposta ao impulso do canal PLC LCVT conforme a equação (2.3). Desta forma, também fica garantido que o intervalo entre variações da resposta ao impulso do canal PLC seja um múltiplo inteiro do tempo de transmissão do símbolo OFDM, em outras palavras, o canal PLC LCVT pode ser considerado invariante durante a transmissão de um símbolo OFDM.

A BER obtida pelo estimador LS, quando se utiliza os interpoladores linear, cúbico, *spline* e o *nearest*, na presença de ruído AWGN, usando o equalizador baseado no critério MMSE pode ser visto na Figura 27(a). Esse resultado sugere um melhor desempenho do interpolador linear, seguido pelo *spline*, no ambiente LCVT, quando se escolhe o equalizador MMSE.

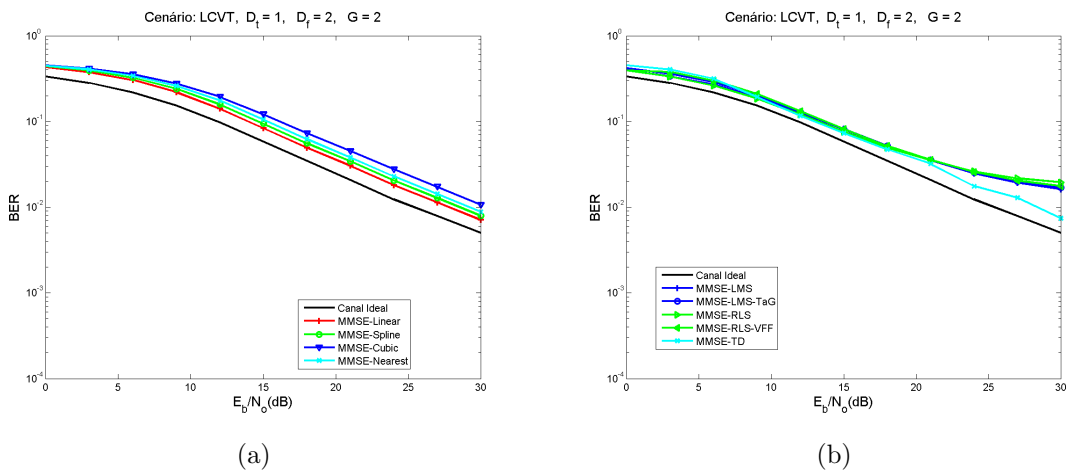


Figura 27: BER obtida com o (a) estimador LS e (b) estimadores adaptativos, diversos tipos de interpoladores e equalizador MMSE na presença de ruído AWGN.

Entretanto, o desempenho do sistema é afetado de forma drástica quando o canal PLC é LCVT. A Figura 23 e a Figura 27(a) sugerem, através das curvas de BER, que a influência do comportamento cicloestacionário do canal PLC no desempenho do sistema se assemelha a influência do ruído impulsivo no ambiente LVT.

Quando se considera o canal PLC LCVT, torna-se necessário uma alteração na confi-

guração do fator de esquecimento dos algoritmos adaptativos recursivos. Os novos parâmetros introduzidos nos algoritmos RLS e RLS-VFF, quando o canal PLC é LCVT estão listados na tabela 6. No ambiente LCVT todos os estimadores adaptativos LMS, LMS-TaG, RLS

Tabela 6: Parâmetros de inicialização dos estimadores adaptativos

Estimador	Parâmetro	Valor
RLS	$\lambda$	0,5
RLS-VFF	$\lambda$	0,5
	$\alpha$	0,01
	$\lambda_+$	0,6
	$\lambda_-$	0,2

e RLS-VFF mostraram possuir o mesmo desempenho quando o ruído é AWGN. O estimador TD mostrou-se mais adequado nesse ambiente, conforme sugere a Figura 27(b). O valor adotado para  $R$  em (4.28) que resultou no melhor desempenho do algoritmo TD no ambiente LCVT é dado por

$$R = \begin{cases} 0.970, & \text{se } E_b/N_0 \leq 21 \text{ dB} \\ 0.985, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (5.3)$$

Assim como o estimador LS, o estimador TD também realiza a estimativa do canal, baseada em sinais pilotos, de um único símbolo, enquanto os algoritmos adaptativos dependem de informações dos sinais pilotos dos símbolos anteriores. Uma vez que a alteração dos parâmetros da resposta em frequência do canal PLC LCVT acontece de forma abrupta, a resposta a essa mudança pelos estimadores LS e TD é mais rápida. Com isso, quando a resposta ao impulso do canal PLC muda abruptamente, os algoritmos LS e TD tentam acompanhar essa alteração, enquanto os demais estimadores levam um intervalo de tempo maior para se adaptar às mudanças bruscas das características do canal PLC. Esse fato pode ser confirmado através da Figura 28, onde pode-se observar a mudança da resposta em frequência do canal de comunicação PLC e a tentativa de rastreamento pelos estimadores LS e TD, enquanto os demais estimadores permanecem indiferentes à mudança brusca das características do canal PLC. Consequentemente, o estimador LS e TD se apresentam com um desempenho melhor comparado com os demais estimadores adaptativos analisados nesse ambiente, conforme sugere a Figura 29.

Quando se trata de canal PLC LCVT corrompido por ruído AIGN, assim como para os canais PLC LIT e LVT, o estimador de canal LS associado com interpolador linear mostrou-se com o melhor desempenho entre os estimadores não adaptativos, vide Figura 30(a).

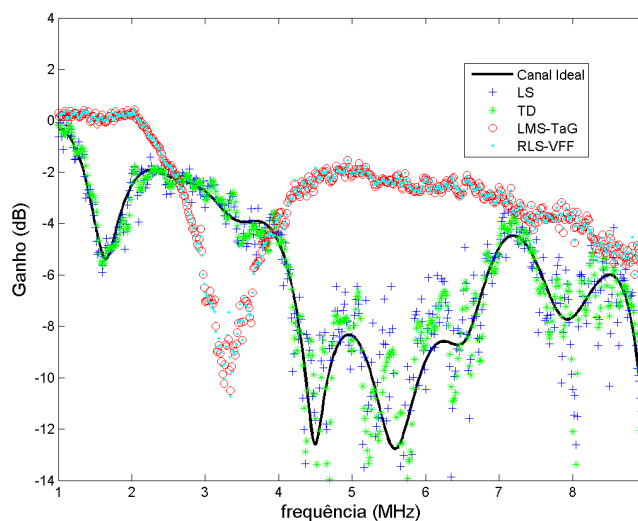


Figura 28: Estimativa de uma realização do canal PLC, utilizando estimadores adaptativos e não adaptativos, interpolador linear na presença de ruído AIGN.

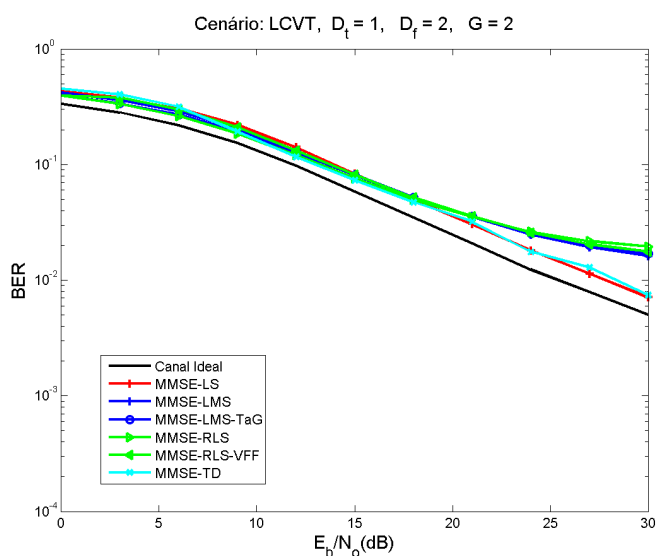


Figura 29: BER obtida com os estimadores adaptativos e não-adaptativos, interpolador linear, equalizador MMSE na presença de ruído AWGN.

Diferentemente dos resultados obtidos até agora para canais LIT e LVT, quando o canal PLC é LCVT e corrompido pelo ruído impulsivo, o melhor desempenho entre os estimadores adaptativos foi conseguido com o estimador TD, seguido pelo LMS-TaG, que conforme discutido no Capítulo 4, impõe uma restrição ao ruído através de uma função não linear. A Figura 30(b) ilustra o desempenho desses estimadores nesse ambiente.

O desempenho dos estimadores com melhores indicações quando o canal PLC é LCVT e corrompido com ruído AIGN está ilustrado na Figura 31.

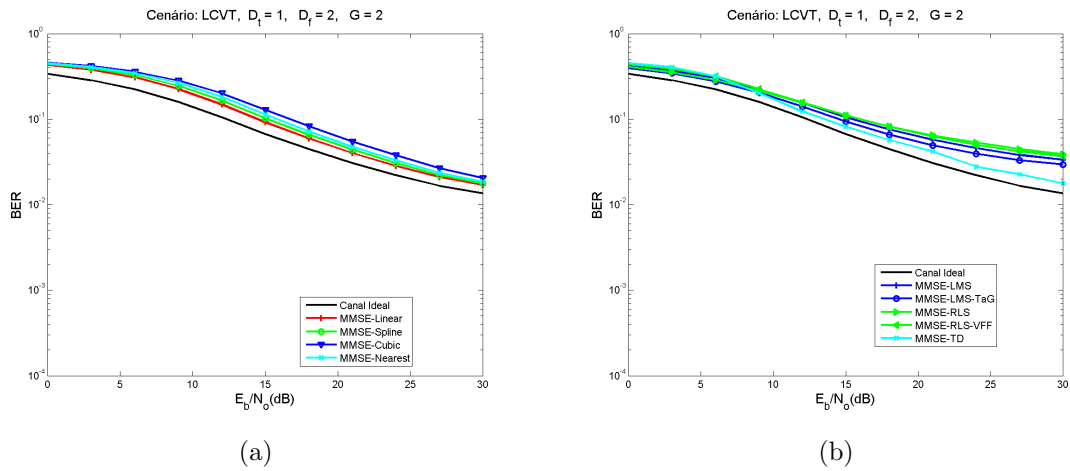


Figura 30: BER obtida com o ruído AIGN, diversos tipos de interpoladores, equalizador MMSE e com o (a) estimador LS e (b) estimadores adaptativos.

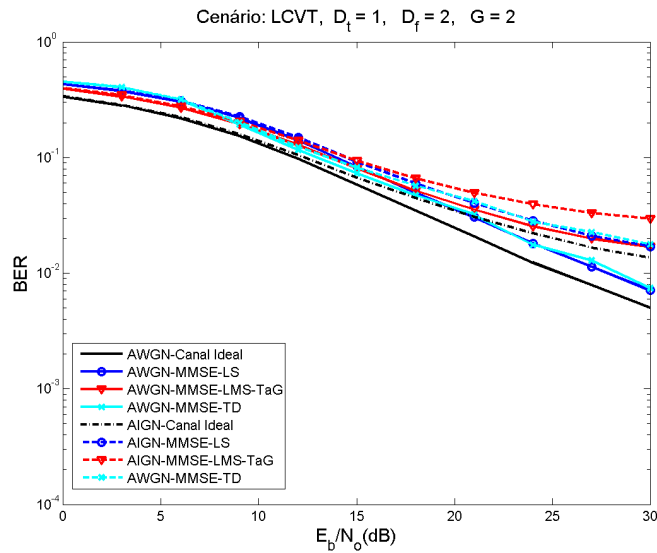


Figura 31: BER obtida com os estimadores adaptativos e não adaptativos, ruído AWGN e AIGN, interpolador linear e equalizador MMSE.

A convergência dos estimadores adaptativos está representada na Figura 32, onde observa-se a variação cíclica do MSE devido a comutação abrupta entre as características da resposta em frequência do canal. Na Figura 32(b), também é possível verificar a atuação da função tangente hiperbólica utilizada no estimador LMS-TaG, Equação (4.13), que limita a influência do ruído impulsivo na estimativa da resposta em frequência do canal PLC.

Nesta seção, quando se analisa os estimadores de canal PLC considerando-o LCTV, a geometria dos pilotos retangular com  $D_t = 1$  e  $D_f = 2$  e o ruído AWGN, as simulações computacionais apontam o melhor desempenho da modulação OFDM quando se escolhe



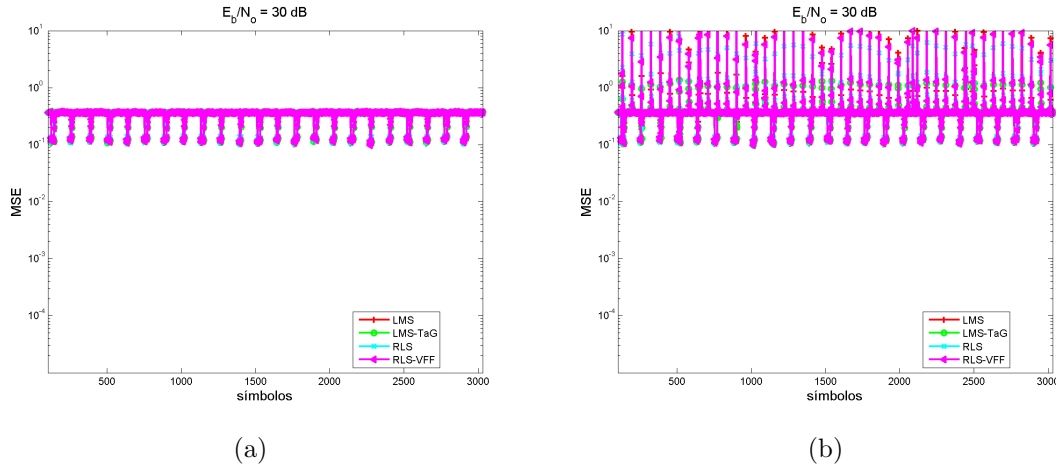


Figura 32: MSE dos estimadores adaptativos, interpolador linear na presença de (a) ruído AWGN e (b) ruído AIGN.

o estimador TD ou o LS. Quando o mesmo ambiente é analisado, porém corrompido com o ruído AIGN, os resultados também sugerem uma semelhança entre o desempenho do estimador TD e do estimador LS associado ao interpolador linear.

De uma forma geral, os estimadores que apresentaram os melhores desempenhos, para cada tipo de canal PLC analisado, quando se adota a geometria dos pilotos retangular com  $D_t = 1$  e  $D_f = 2$  e para cada tipo de ruído pode ser resumido na tabela 7. Finalmente,

Tabela 7: Sugestões de técnicas de estimação de canais PLC apontadas por simulação computacional..

Canal PLC	Estimador	Interpolador
LIT	RLS-VFF	linear
LVT	RLS-VFF	linear
LCVT	TD	-
	LS	linear

uma ilustração do comportamento dos estimadores de canal PLC adaptativos pode ser vista na Figura 33 para um intervalo maior de  $E_b/N_0$ . Nesta figura, observa-se com maior clareza o desempenho dos algoritmos influenciado pelo ruído AIGN. O algoritmo TD não foi representado na figura devido a dificuldade de se encontrar valores para  $R$  em (4.28) que atendam a ampla faixa da  $E_b/N_0$ .

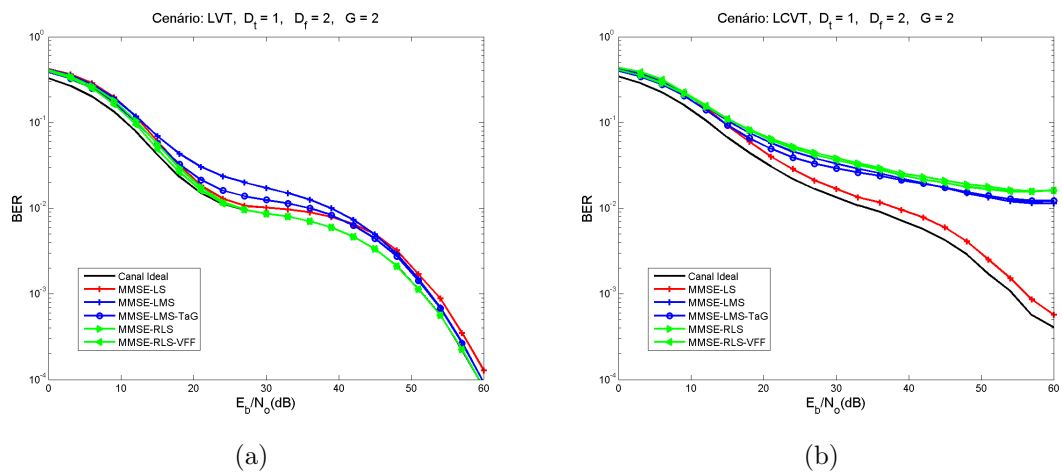


Figura 33: BER obtida com os estimadores adaptativos e não adaptativos, interpolador linear, ruído AIGN e equalizador MMSE quando o canal PLC é (a) LVT e (b) LCVT.

### 5.4 Desempenho baseado na geometria dos pilotos

Nesta seção são apresentados os resultados computacionais de desempenho dos algoritmos de estimação de canais adaptativos RLS-VFF associado ao interpolador linear e TD além do estimador não adaptativo LS associado ao interpolador linear, obtidos quando se altera as geometrias dos sinais pilotos inseridos no símbolo OFDM, conforme as estratégias de alocação de sinais pilotos discutidas na Seção 4.1. A escolha dos algoritmos de estimação supracitados, baseia-se no fato desses terem sido apontados através de simulações computacionais, como os de melhores desempenhos nos ambientes analisados, conforme listados na tabela 7. Neste contexto, os resultados numéricos quando se adota a geometria varredura na frequência (G1), retangular (G2), hexagonal (G3) e a geometria retangular incrementada linearmente (G4), considerando o canal PLC LIT, LVT e LCVT corrompido com o ruído AWGN e o ruído AIGN são discutidos nesta seção. Os resultados numéricos nessa seção foram obtidos considerando a  $E_b/N_0$  constante e igual a 15 dB.

#### 5.4.1 Geometrias de pilotos em canal PLC LIT e LVT

A geometria Varredura na Frequência (G1) é indicada quando o canal de comunicação PLC é considerado LIT durante a transmissão de vários símbolos OFDM. Nesta geometria não se faz necessária a utilização de técnicas de interpolação, posto que todas as subportadoras de alguns símbolos são utilizadas como sinais pilotos. Aplicando-se esta estratégia de alocação de pilotos no esquema de modulação OFDM descrito na seção 2.3, obteve-se os resultados de desempenho mostrados na Figura 34. Esta figura sugere um melhor desempenho do estimador adaptativo RLS-VFF quando o canal PLC é LIT ou LVT, o ruído é o AWGN e a geometria varredura na frequência é adotada. Vale lembrar que nessa geometria de *grid* não existe qualquer influência do parâmetro  $D_f$ , conforme descrito na Seção 4.1 e ilustrado nessa mesma figura.

Uma vez que a variância do canal PLC LVT adotada neste trabalho, seção 2.1.2, é cerca de 1000 vezes menor do que a variância do ruído gaussiano de fundo,  $v_{fundo}(n)$ , quando  $E_b/N_0 = 15$  dB, o desempenho da modulação OFDM ao ser submetido ao canal PLC LIT e ao LVT é semelhante em termos de simulação computacional, conforme sugerido na Figura 34(a) e Figura 34(b). Um exemplo do desempenho dos estimadores de canal quando se considera a variância do canal PLC LVT bem maior do que o valor adotado neste trabalho está representado na Figura 34(c), em que foi considerado  $g_{i,t} \sim \mathcal{N}(\mu_i, .01)$  na equação (2.2). Nessa figura, pode-se observar a queda do desempenho dos estimadores

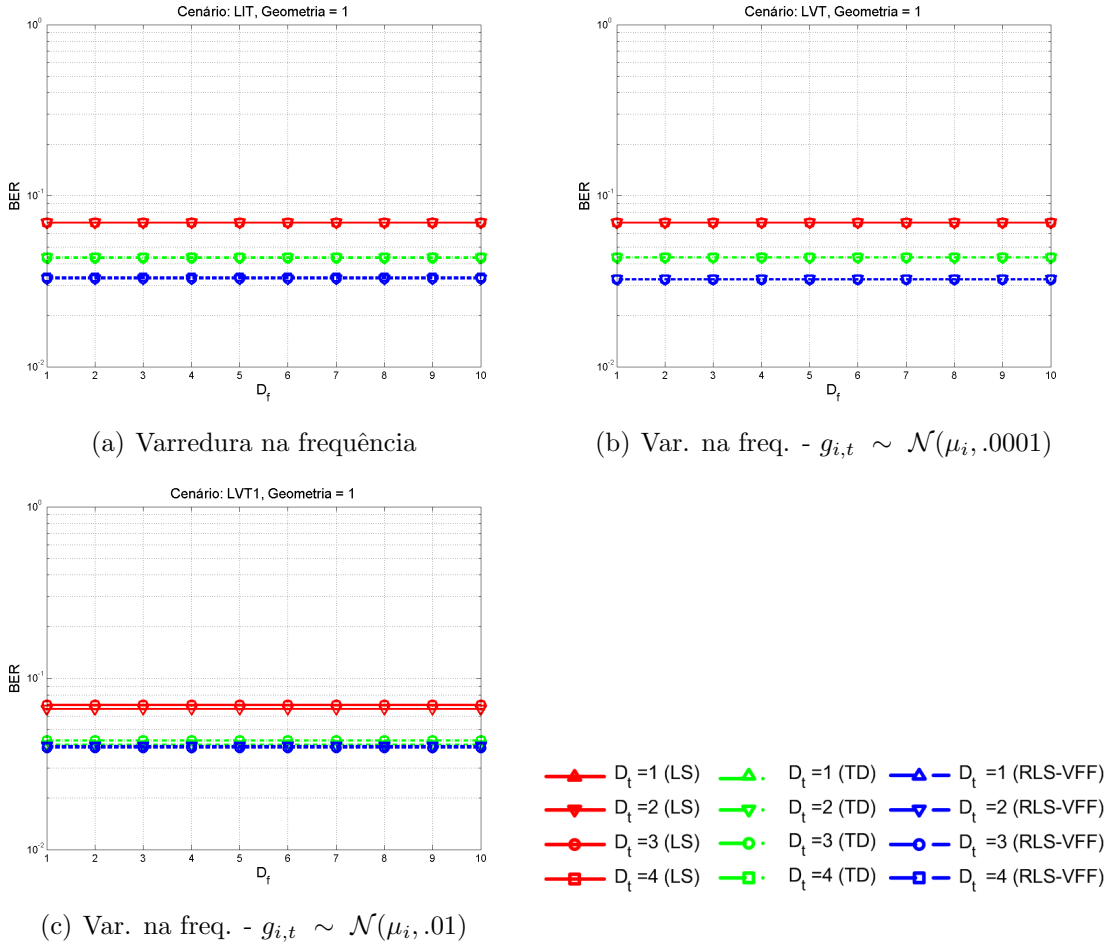


Figura 34: BER obtida quando o ruído é AWGN, geometria varredura na frequência,  $E_b/N_0 = 15$  dB e o (a) canal PLC LIT (b) canal PLC LVT (c) canal LVT com maior variabilidade.

de canal PLC imposta pela variação da resposta em frequência do mesmo, o que nesse caso difere do desempenho em canais LIT. Uma vez que adotamos nessa dissertação a variabilidade do canal PLC LVT e LCVT dada por  $g_{i,t} \sim \mathcal{N}(\mu_i, .0001)$ , equação (2.2), foi considerado para as análises dos desempenhos dos estimadores de canal, quando se adota as diversas geometrias para o sinal piloto, que a maior influência no desempenho do sistema é devido ao tipo de ruído presente e as variações bruscas na resposta em frequência do canal PLC.

A Figura 35 ilustra o desempenho dos estimadores selecionados (LS, TD e RLS-VFF) submetidos aos canais PLC LVT e LIT corrompidos com ruído AIGN. Pode-se verificar nessa figura o melhor desempenho dos estimadores RLS-VFF e TD quando se adota  $D_t = 2$  ou 3, com uma pequena vantagem para o estimador TD quando o canal PLC é LIT.

O resultado das simulações computacionais quando se utiliza o canal PLC LVT, geometrias de pilotos retangular, hexagonal e retangular incrementada linearmente, quando

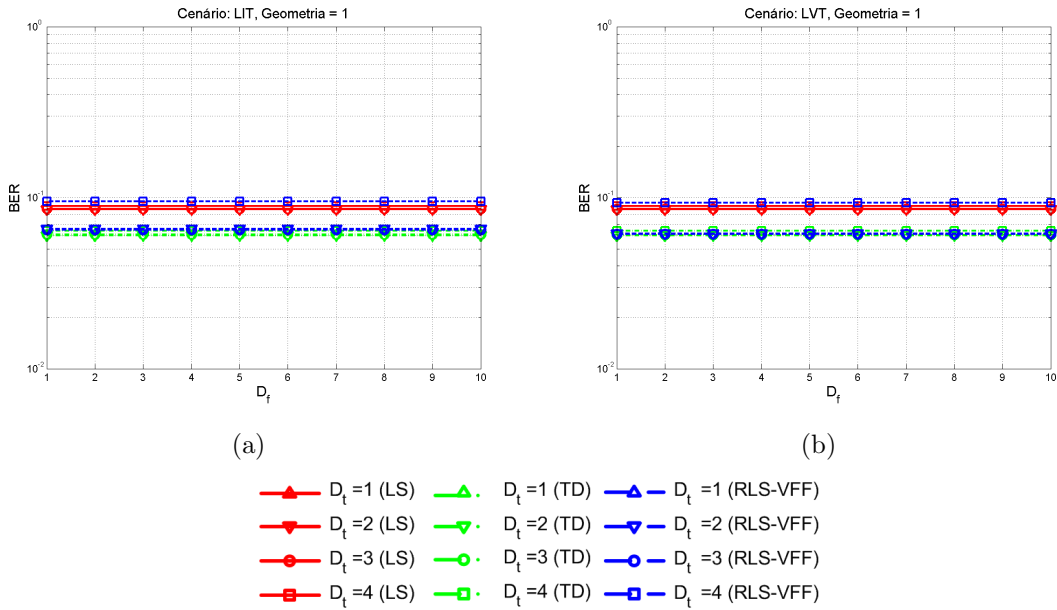


Figura 35: BER obtida quando o ruído é AIGN, geometria varredura na frequência,  $E_b/N_0 = 15$  e dB e o (a) canal PLC LIT (b) canal PLC LVT.

o canal é corrompido com o ruído AWGN e AIGN está representado na Figura 36. Um melhor desempenho do estimador RLS-VFF é sugerido pela Figura 36 quando o canal PLC LVT está corrompido por ruído AWGN em todas as geometrias analisadas. Quando se analisa o mesmo canal PLC LVT no ambiente com ruído AIGN, o estimador RLS-VFF se mostra com o melhor desempenho quando se adota alguns parâmetros específicos. Buscando o melhor desempenho da modulação OFDM, baseado na densidade de subportadoras piloto utilizados nos símbolos OFDM, de forma a obter a melhor curva de BER quando o canal PLC é LIT ou LVT, os resultados sugerem os conjuntos de parâmetros relacionados na Tabela 8, em que  $\mu_p = 1/|\det(S_G)|$  e é proporcional a densidade de pilotos

Tabela 8: Sugestões de parâmetros para os *grids* de pilotos quando o ruído é AIGN, o canal PLC é LIT ou LVT e o estimador é o RLS-VFF

Geometria	$D_t$	$D_f$	$\mu_p$
2	1	4	1:4
3	1	2	1:4
4	1	2	1:2

nos blocos de símbolos OFDM e  $S_G$  é a matriz de amostragem da geometria  $G$  discutida na Seção 4.1.

Nesta seção, destinada a análise do desempenho dos estimadores aplicados a canal PLC LIT, LVT quando corrompidos com ruído AWGN e AIGN e é adotada como geometria dos pilotos a varredura na frequência (G1), retangular (G2), hexagonal (G3) e

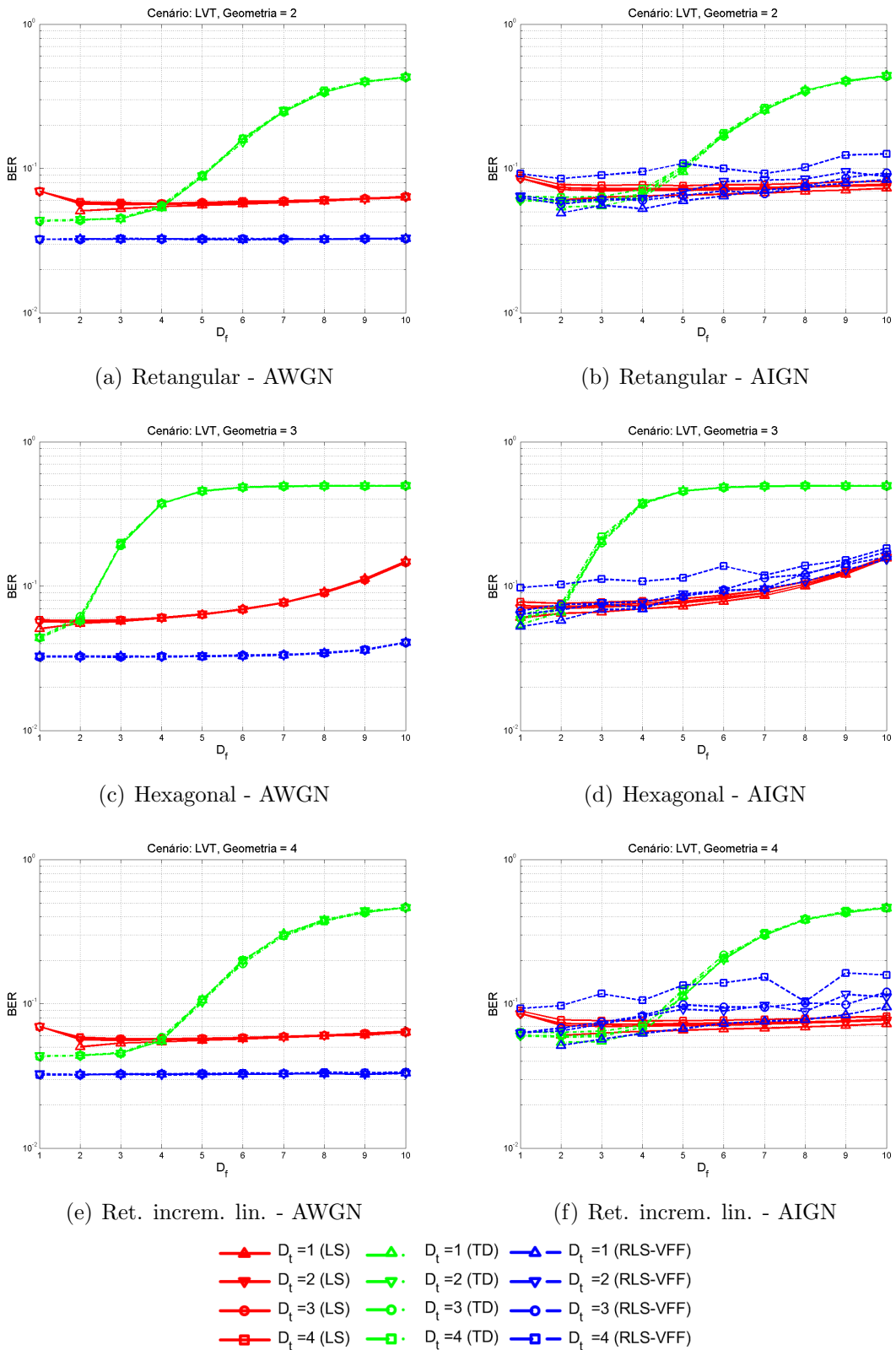


Figura 36: BER obtida quando a  $E_b/N_0 = 15$  dB, o canal PLC LVT, o ruído é AWGN e AIGN e geometrias retangular, hexagonal e retangular incrementada linearmente.

retangular incrementada linearmente (G4), os resultados obtidos através de simulações

computacionais sugerem o melhor desempenho da modulação OFDM quando o estimador RLS-VFF é escolhido, tanto para ambientes com ruído AWGN quanto ruído AIGN e a densidade de pilotos mínima conseguida é de 1:4.

### 5.4.2 Geometrias de pilotos em canal PLC LCVT

O desempenho dos estimadores LS, TD e RLS-VFF quando o canal PLC é LCVT e a geometria é a varredura na frequência, para o ruído AWGN e AIGN, está representado na Figura 37. Observa-se nesta figura o melhor desempenho quando o estimador escolhido é

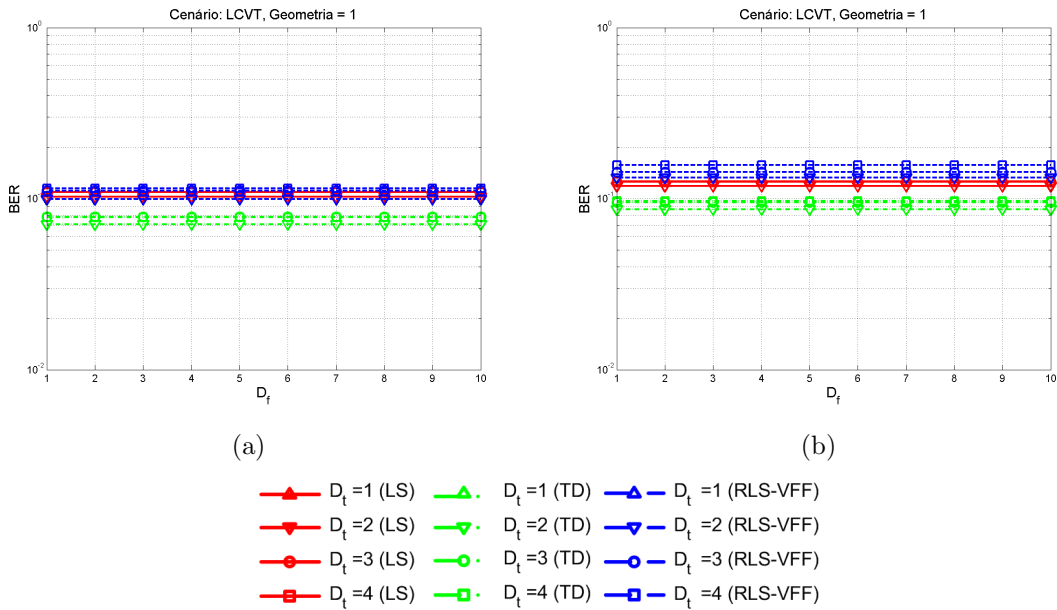


Figura 37: BER obtida quando a geometria é a varredura na frequência,  $E_b/N_0 = 15$  dB, o canal PLC LCVT e o ruído é (a) AWGN e (b) AIGN.

o TD e, como era de se esperar, quando  $D_t = 2$ , pois dessa forma é realizada a estimação do canal PLC antes de cada símbolo OFDM, além de se utilizar todas as subportadoras para essa estimativa.

Os resultados referentes ao desempenho dos estimadores LS, TD e RLS-VFF, canal PLC LCVT, ruído AWGN e AIGN, utilizando a geometria de pilotos retangular, hexagonal e retangular incrementada linearmente estão representados na Figura 38. Buscando o melhor desempenho da modulação OFDM, baseado na densidade de subportadoras piloto utilizados nos símbolos OFDM, de forma a obter a melhor curva de BER quando o canal PLC é LCVT, os resultados sugerem o conjunto de parâmetros descritos na Tabela 9, em que  $\mu_p = 1/|\det(S_G)|$  e é proporcional a densidade de pilotos nos blocos de símbolos OFDM e  $S_G$  é a matriz de amostragem da geometria  $G$  discutida na Seção 4.1.

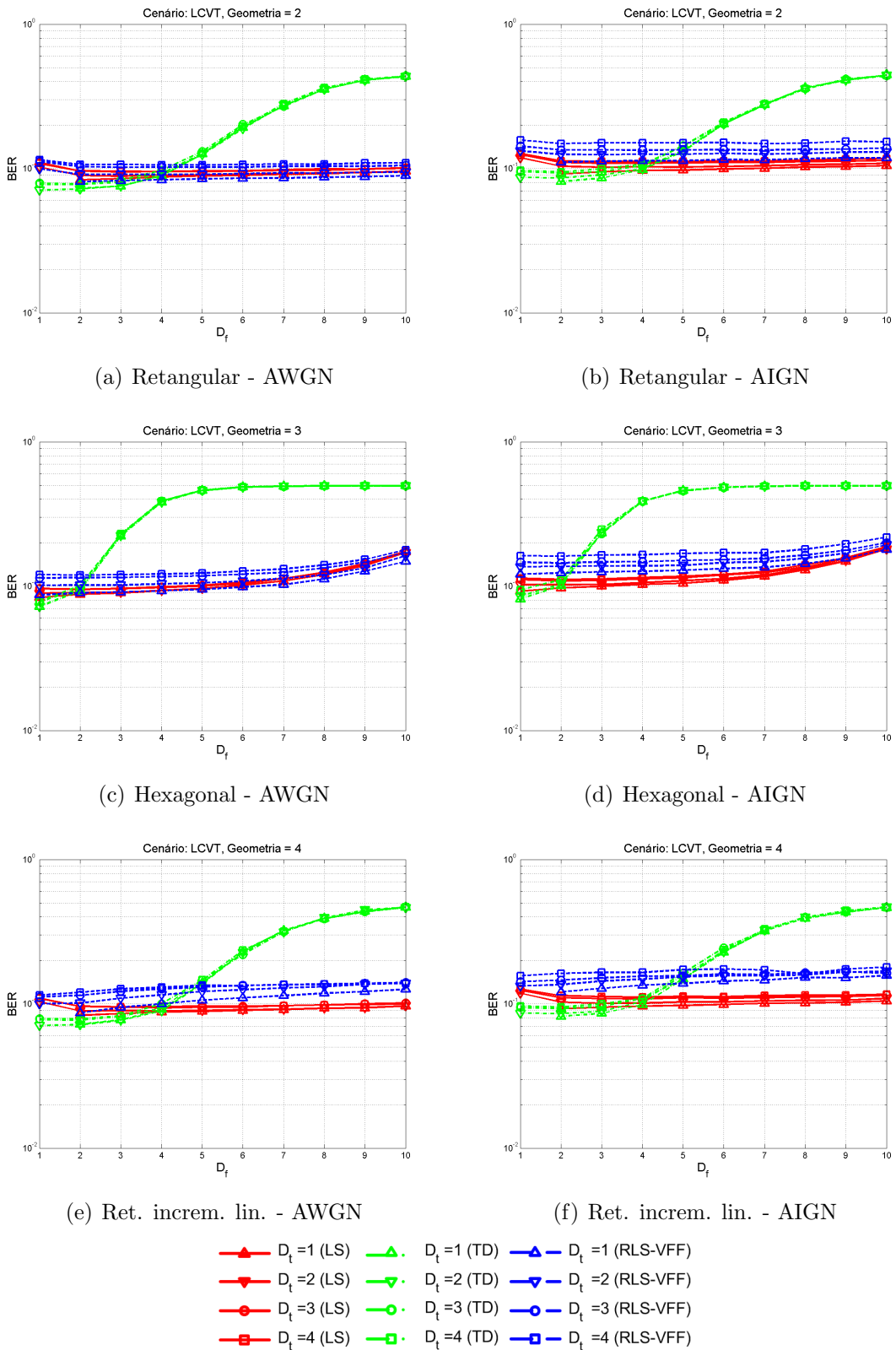


Figura 38: BER obtida quando a  $E_b/N_0 = 15$  dB, o canal PLC LCVT, o ruído é AWGN e AIGN e geometrias retangular, hexagonal e retangular incrementada linearmente.

Nesta seção, destinada a análise do desempenho dos estimadores aplicados a canal



Tabela 9: Sugestões de parâmetros para os *grids* de pilotos quando o ruído é AIGN, o canal PLC é LCVT e o estimador é o TD

Geometria	$D_t$	$D_f$	$\mu_p$
2	1	2	1:2
3	1	1	1:2
4	1	2	1:2

PLC LCVT quando corrompidos com ruído AWGN e AIGN e é adotada como geometria dos pilotos a varredura na frequência (G1), retangular (G2), hexagonal (G3) e retangular incrementada linearmente (G4), os resultados obtidos através de simulações computacionais sugerem o melhor desempenho da modulação OFDM quando o estimador TD é escolhido e  $D_f \leq 2$ , tanto para ambientes com ruído AWGN quanto ruído AIGN e o espaçamento na dimensão tempo é o menor possível e a densidade de pilotos mínima é de 1:2.

## 6 CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS FUTURAS

Esta dissertação investigou o uso das técnicas LS, TD, LMS, LMS-TaG, RLS e RLS-VFF de estimação de canais baseadas em sinais piloto em modulações OFDM quando os meios de comunicação de dados são canais PLC LIT, LVT e LCVT corrompidos pela presença de ruído AWGN e AIGN. Também foi analisado o desempenho da modulação OFDM quando se adota diferentes estratégias de alocação dos sinais pilotos no símbolo OFDM. As geometrias de alocação de pilotos analisadas foram a retangular, varredura na frequência, hexagonal e retangular incrementada linearmente. O desempenho, em termos de curvas de BER *versus*  $E_b/N_0$ , das técnicas acima mencionadas, foi analisado quando se utiliza os equalizadores ZF e MMSE.

Além disso, duas contribuições foram derivadas quanto à modelagem de canais PLC: *i*) adaptação do modelo de canal PLC LIT para LVT e *ii*) adaptação do modelo de canal PLC LIT para LCVT.

Finalmente, a derivação de um modelo de ruído impulsivo, AIGN, que se aproxima do cenário de pior caso encontrado em canais PLC foi introduzido.

Os resultados obtidos a partir de simulações computacionais, quando se adota a técnica de estimação de canais baseada em sinais pilotos e utilizando a modulação OFDM aplicados a canais PLC, indicam que:

*i*) **quando o canal PLC é LIT ou LVT** um melhor desempenho do sistema PLC é conseguido quando a estimação do canal PLC é baseada no algoritmo adaptativo RLS-VFF, o interpolador é o linear e o equalizador é o MMSE. O melhor desempenho é obtido quando se adota a densidade mínima de pilotos igual a 1:4 e utilizando as geometrias retangular ou hexagonal. Tais resultados indicam que estimadores adaptativos são capazes de fornecer melhores estimativas dos canais PLC LIT e LVT;

*ii*) **quando o canal PLC é LCVT** um melhor desempenho é conseguido quando os algoritmos não adaptativos TD e o LS, associado com o interpolador linear, e o equalizador MMSE são escolhidos. O melhor desempenho é obtido quando se adota a densidade

mínima de pilotos igual a 1:2 e utilizando as geometrias retangular, hexagonal ou retangular incrementada linearmente. Além disso, os resultados indicam que a degradação do desempenho dos algoritmos adaptativos quando o canal PLC é LCVT se deve ao fato deles possuírem uma baixa velocidade de adaptação à mudanças bruscas na resposta em frequência do canal PLC. Dessa forma, tais resultados indicam que estimadores adaptativos com maiores velocidades de adaptação devem ser investigados.

A constatação de que o interpolador linear é o mais adequado e que o desempenho é praticamente o mesmo, do ponto de vista de simulação, quando os equalizadores são baseados nos critérios MMSE e ZF e a modulação é BPSK vai ao encontro do que tem sido apresentado na literatura.

Finalmente, os resultados computacionais apontam que a redução considerável do desempenho do sistema PLC, baseado na modulação OFDM, é devida à presença de ruídos impulsivos. Tal constatação indica que uma estratégia adequada para estimação confiável dos canais PLC é predizer os intervalos de tempo em que os ruídos impulsivos periódicos ocorrem e utilizar técnicas que possam minimizar a influência dos mesmos. Além disso, uma outra estratégia adequada para a estimação de canais PLC LCVT é adotar técnicas que possibilitam os estimadores adaptativos rastrear as mudanças bruscas do canal PLC mais rapidamente.

As possíveis questões futuras de pesquisa, resultantes do trabalho desenvolvido, são listadas a seguir:

*i)* Estudar, analisar e propor outros algoritmos de estimação e equalização de canais, baseando-se naqueles encontrados na literatura, quando submetidos aos diversos cenários encontrados em comunicação PLC;

*ii)* Estender e aprofundar o estudo das técnicas de estimação e equalização de canais PLC para a abordagem MIMO-multiportadoras;

*iii)* Levantar as respostas em frequência dos canais PLC LIT, LVT e LCVT e dos ruídos presentes neste meio de comunicação das redes de energia elétrica de baixa e média tensão, na faixa de 9 kHz a 100 MHz, para análise das técnicas propostas;

*iv)* Implementar as técnicas desenvolvidas em plataforma de desenvolvimento baseadas em dispositivos FPGA (*Flexible Programmable Gate Array*).

## REFERÊNCIAS

- LI, Y. G.; STUBER, G. L. (Ed.). *Orthogonal frequency division multiplexing for wireless communications*. Atlanta, GA: Springer Science, 2006.
- CIOFFI, J. M. *A multicarrier primer*. [S.l.]. Disponível em: <<http://www-isl.stanford.edu/people/cioffi/pdf/multicarrier.pdf>>. Acesso em: 10 de fev. 2008.
- RIBEIRO, M. V. Power line communications: a promising communication system's paradigm for last miles and last meters applications. In: CAVALCANTE, C. C.; COLARES, R. F.; BARBOZA, P. C. (Ed.). *Telecommunications: Advances and Trends in Transmission, Networking and Applications*. Fortaleza: University of Fortaleza Press, 2006. p. 133–156. ISBN 85-98876-18-6.
- GAULT, S.; CIBLAT, P.; HACHEM, W. An OFDMA based modem for powerline communications over the low voltage distribution network. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 42–46.
- CAMPOS, F. de; RIBEIRO, M. Performance analysis of clustered-OFDM system with bitloading algorithm for broadband PLC. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 345–350.
- MOROSI, S. et al. A rate adaptive bit-loading algorithm for a DMT modulation system for in-building power-line communications. In: *IEEE Global Telecommunications Conference*. [S.l.: s.n.], 2005. v. 1, p. 5pp.
- OZDEMIR M.K.; ARSLAN, H. Channel estimation for wireless OFDM systems. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, v. 9, n. 2, p. 18–48, 2007. ISSN 1553-877X.
- CORTES, J.; TONELLO, A.; DIEZ, L. Comparative analysis of pilot-based channel estimators for DMT systems over indoor power-line channels. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 372–377.
- MUSOLINO, A.; RAUGI, M.; TUCCI, M. Cyclic short-time varying channel estimation in OFDM power-line communication. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 23, n. 1, p. 157–163, Jan. 2008. ISSN 0885-8977.
- BUECHE, D. et al. Analysis of the power line channel estimation error based on comb-type pilot arrangement. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 290–295.
- COSTA, R. B. F. da. *Estimação de canal em sistemas de comunicação sobre linhas de potência*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2007.

- BUECHE, D. et al. Pilot symbol assisted modulation for powerline communications. In: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 717–720.
- HSIEH, M.-H.; WEI, C.-H. Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels. *IEEE Transactions Consumer Electronics*, v. 44, n. 1, p. 217–225, Feb 1998. ISSN 0098-3063.
- SONG, S. et al. Variable forgetting factor linear least squares algorithm for frequency selective fading channel estimation. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 51, n. 3, p. 613–616, May 2002. ISSN 0018-9545.
- KANG, S. G.; HA, Y. M.; JOO, E. K. A comparative investigation on channel estimation algorithms for OFDM in mobile communications. *IEEE Transactions on Broadcasting*, v. 49, n. 2, p. 142–149, June 2003. ISSN 0018-9316.
- COLIERI, S. et al. A study of channel estimation in OFDM systems. In: *IEEE Conference Proceedings Vehicular Technology*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 894–898.
- GARCIA, M.-G.; ZAZO, S.; PAEZ-BORRHALLO, J. Pilot patterns for channel estimation in OFDM. *Electronics Letters*, v. 36, n. 12, p. 1049–1050, June 2000. ISSN 0013-5194.
- KHANSHAN, A.; AMINDAVAR, H. Performance evaluation of two-dimensional interpolations on OFDM channel estimation. In: *IEEE Conference Telecommunication Networks and Applications*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 460–464.
- SAID, F.; AGHVAMI, H. Linear two dimensional pilot assisted channel estimation for OFDM systems. *IEE Conference on Telecommunications (Conf. Publ. No. 451)*, p. 32–36, Mar-1 Apr 1998. ISSN 0537-9989.
- HRASNICA, H.; HAIDINE, A.; LEHNERT, R. *Broadband Powerline Communications-Network Design*. 1. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2004.
- WILLIE, T. Broadband over power lines. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–1.
- DOSTERT, K. *Powerline Communications*. 1. ed. New York: Prentice Hall, 2001.
- IEEE-P1901. *Draft Standard of Broadband Over Power Line Networks: Medium Access Control and Physical Layer Specifications*. [S.l.], 2005. Disponível em: <<http://grouper.ieee.org/groups/1901/>>. Acesso em: 20 de jan. 2008.
- DS2. Disponível em: <<http://www.ds2.es/>>. Acesso em: 14 de mar. 2009.
- PANASONIC. Disponível em: <<http://www.panasonic.net/>>. Acesso em: 14 de mar. 2009.
- SPIDCOM. Disponível em: <<http://www.spidcom.com/en>>. Acesso em: 14 de mar. 2009.
- LIU, E. et al. Broadband powerline channel and capacity analysis. In: *International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 7–11.

- ZIMMERMANN, M.; DOSTERT, K. A multipath model for the powerline channel. *IEEE Transactions on Communications*, v. 50, n. 4, p. 553–559, Apr 2002. ISSN 0090-6778.
- CORRIPIO, F. et al. 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, July 2006. ISSN 0733-8716.
- 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.
- HAYKIN, S. *Sistemas de Comunicação: analógicos e digitais*. 4. ed. Porto Alegre: Bookman, 2004.
- WANG, X.; LIU, K. Performance analysis for adaptive channel estimation exploiting cyclic prefix in multicarrier modulation systems. *IEEE Transactions on Communications*, v. 51, n. 1, p. 94–105, Jan 2003. ISSN 0090-6778.
- HAYKIN, S.; MOHER, M. *Sistemas Modernos de Comunicações Wireless*. 1. ed. Porto Alegre: Bookman, 2008.
- LI, Y. G. Channel Estimation. In: LI, Y. G.; STUBER, G. L. (Ed.). *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications*. Atlanta, GA: Springer Science, 2006. p. 145–198.
- DINIZ, P. S. R. *Adaptive Filtering: Algorithms and Practical Implementations*. 2. ed. [S.l.]: Kluwer Academic Publishers, 2002.
- ZHAO, Y.; HUANG, A. A novel channel estimation method for OFDM mobile communication systems based on pilot signals and transform-domain processing. In: *IEEE Conference Vehicular Technology*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 3, p. 2089–2093 vol.3.
- WIDROW, B.; HOFF, M. Adaptive switching circuits. *Institute of Radio Engineers (agora IEEE)*, v. 4, p. 96–104, 1960.
- SORIA-OLIVAS, 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. ISSN 0165-1684. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/B6V18-4KXWG7J-1/2/a935b789243b6410664baec93f6f118f>>. Acesso em: 17 de jun. 2008.
- TAJER, A.; NOSRATINIA, A. Diversity order of MMSE single-carrier frequency domain linear equalization. In: *IEEE Global Telecommunications Conference*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1524–1528.
- LA-GATTA, F. A. *Sistema mono-portadora com equalização no domínio da frequência codificado para canais PLC*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2009.

## ***APÊNDICE A - PRODUÇÃO CIENTÍFICA***

Picorone, Antônio Ângelo Missiaggia ; Ribeiro, Moisés Vidal; Cerqueira , Augusto Santiago. Estimação de Canais PLC Variante no Tempo na Presença de Ruído Impulsivo Aplicado a Sistemas OFDM. In: XXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBrT, 2009, Blumenau.