

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

Antonio Angelo Missiaggia Picorone

**COMUNICAÇÃO DIGITAL EM CANAIS PLC: TÉCNICAS DE  
TRANSMISSÃO, DETECÇÃO E CARACTERIZAÇÃO DE CANAIS PLC  
*OUTDOOR* BRASILEIROS**

Tese de Doutorado

Juiz de Fora  
2014



Antonio Angelo Missiaggia Picorone

**COMUNICAÇÃO DIGITAL EM CANAIS PLC: TÉCNICAS DE  
TRANSMISSÃO, DETECÇÃO E CARACTERIZAÇÃO DE CANAIS PLC  
*OUTDOOR* BRASILEIROS**

Tese de Doutorado 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 título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Moisés Vidal Ribeiro

Co-orientador: Prof. PhD. Raimundo Sampaio Neto

Juiz de Fora

2014



Antonio Angelo Missiaggia Picorone

**COMUNICAÇÃO DIGITAL EM CANAIS PLC: TÉCNICAS DE  
TRANSMISSÃO, DETECÇÃO E CARACTERIZAÇÃO DE CANAIS PLC  
OUTDOOR BRASILEIROS**

Tese de Doutorado 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 título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 22 de Agosto de 2014.

**BANCA EXAMINADORA**

---

Prof. Dr. Moisés Vidal Ribeiro (UFJF)  
Orientador

---

Prof. PhD. Raimundo S. Neto (PUC-Rio)  
Co-orientador

---

Prof. PhD. Eduardo A. B. da Silva (UFRJ)

---

Prof. Dr. Paulo A. N. Garcia (UFJF)

---

Prof. PhD. Rafael A. Nóbrega (UFJF)

---

Prof. Dr. Juraci Ferreira Galdino (IME)

*À minha esposa Tina e  
aos meus filhos  
Theo e Clara*

## *Agradecimentos*

A Deus, por ter me dado saúde, persistência e ter colocado em minha vida as pessoas certas. Sem Ele, eu nada teria.

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

Aos meus filhos Theo (10 anos) e Clara (4 anos), por ter entendido, na maioria das vezes, que minha ausência devido aos estudos era necessária.

Aos meus pais Ângelo e Edna, meus heróis, meus exemplos.

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

Aos meus sogros queridos, pelo carinho, confiança e por estarem sempre presentes em minha vida.

Ao tio Antônio Dárcio, por ter acreditado e previsto que a engenharia faria parte da minha vida, mesmo quando eu ainda estava apreendendo a ler.

Ao professor Moisés Vidal Ribeiro, pela orientação, paciência, amizade e sempre com uma palavra de incentivo.

Ao professor Raimundo Sampaio Neto, pela disponibilidade em orientar-me e pelas contribuições sempre muito pertinentes nos trabalhos.

Aos amigos do LABCOM da UFJF, em especial ao Prof. Thiago Oliveira e Prof. Filipe La-Gatta, companheiros de graduação, mestrado e doutorado.

À CEMIG, na pessoa do Eng. Daniel Senna, cujo apoio, confiança e orientação foram imprescindíveis para que os objetivos do P&D D420, conseqüentemente, da campanha de medição fossem alcançados.

À ANEEL, FINEP e UFJF, que através de recursos financeiros, juntamente com a CEMIG, custearam a campanha de medição.

Aos técnicos, eletricitas e pesquisadores que participaram da campanha de medição.

*“Sem sacrifício não há vitória!”*

Archibald Witwicky

## *Resumo*

Esta tese discute a medição e a caracterização das redes de distribuição de energia elétrica de baixa tensão (RDE-BT) e externa (*outdoor*) como meio de comunicação de dados para sistemas *power line communication* (PLC). São apresentados e discutidos diversos parâmetros obtidos a partir de uma campanha de medição realizada na RDE-BT de uma concessionária brasileira. Dentre os parâmetros analisados destacam-se o tempo de coerência, banda de coerência, espalhamento do atraso, comprimento da resposta ao impulso do canal e capacidade do canal, quando se considera as bandas de frequências de 1,7 a 30 MHz, 1,7 a 50 MHz e 1,7 a 100 MHz. As análises estatísticas evidenciam o potencial da rede de energia elétrica como meio de comunicação e discute os limites dessa potencialidade. Além disso, são propostos modelos de densidade espectral de potência dos ruídos, caracterização esparsa de canais PLC e proposto um modelo para geração de canais PLC variantes no tempo, cujo tempo de coerência entre as realizações dos canais é controlado. A estimação de canais PLC é apresentada como uma oportunidade de aplicação das técnicas de amostragem compressiva. Os resultados relacionados com as modelagens propostas constituem um ferramental de grande utilidade para projetar e analisar o desempenho de sistemas PLC.

Palavras-chave: Medição de canal, Caracterização de canal, Estimação de canal, Rede de Distribuição de Energia Elétrica, PLC, OFDM, Amostragem compressiva.

## *Abstract*

This dissertation aims at discussing the measurement and characterization of outdoor electric power grid of low voltage as communication medium (power line communication - PLC). Statistical analyses carried out on several parameters such as average channel gain, coherence time, coherence bandwidth, delay spread, length of the channel impulse response, and channel capacity, when it is considered the frequency bands from 1.7 to 30 MHz, from 1.7 up to 50 MHz, and from 1.7 up to 100 MHz, are presented. These analyses reveal the circumstances in which outdoor and low-voltage electric power grids can be advantageous to support a reliable and efficient PLC system operation. Moreover, power spectral density models of additive noise and sparse representation of PLC channels are proposed. Also, a PLC time-varying channels model generator that makes use of coherence time is introduced. The proposed model generator, which is validated with measured PLC channels, is an effective tool to carry out performance analysis of PLC systems. Finally, PLC channel estimation is highlighted as an opportunity for the application of compressive sampling-based techniques. The use of traditional OFDM - based channel estimation techniques and the ones based on compressive sensing gives some directions for advancing channel estimation techniques for PLC channels.

Keywords: channel measurement, channel characterization, channel estimation, power line communication, and electric power distribution network.

## *Lista de Figuras*

1	Módulo da resposta em frequência de um canal PLC LIT. ....	28
2	Módulo da resposta em frequência de um canal PLC LVT. ....	30
3	Módulo da resposta em frequência de um canal PLC LPVT. ....	31
4	Evolução do procedimento de geração do canal PLC e CFR final baseado no domínio do tempo - $g_{\text{cdt}}(5, 0, 5\mu\text{s}, 0, 05, 0, 005, 0, 2\mu\text{s}, 0, 9)$ . ....	34
5	Características do envelope do ruído impulsivo na saída do canal PLC. ....	35
6	Diagrama em blocos do sistema SC-CP. ....	45
7	Transmissão de um símbolo OFDM (fig. superior) e SC (fig. inferior) sobre um canal com a mesma largura de banda. ....	47
8	Diagrama em blocos do sistema OFDM-CP. ....	53
9	Processo de medição linear de um vetor $\mathbf{s}$ com esparsidade $S = 4$ (BARANIUK, 2007). ....	67
10	Processo de medição linear com as quatro colunas correspondentes aos $s_i$ não nulos. O vetor de medida $\mathbf{y}$ é uma combinação linear dessas quatro colunas (BARANIUK, 2007). ....	68
11	Coerência entre bases (PEREIRA, 2010). ....	72
12	(a) Um vetor $\mathbf{s}$ sobre o hiperplano $S$ -dimensional alinhado com os eixos coordenados no $\mathbb{R}^N$ . (b) Recuperação do sinal $\mathbf{s}$ via minimização da norma- $\ell_2$ . (c) Recuperação exata do sinal $\mathbf{s}$ via minimização da norma- $\ell_1$ (BARANIUK, 2007). ....	74
13	Planta representando parte da área em que foi realizada a campanha de medição. ....	79
14	<i>Setup</i> RX instalado em poste sem trafo. ....	80
15	<i>Setup</i> TX instalado próximo ao medidor de energia elétrica do consumidor. ....	80
16	Equipamentos utilizados no <i>Setup</i> de Medição. ....	83

17	Diagrama em blocos do <i>Setup</i> TX.....	84
18	Diagrama em blocos do <i>Setup</i> RX.....	84
19	Classificação dos canais com desvanecimentos (adaptado de (CHO et al., 2011)). .....	87
20	Ganho médio observado na campanha de medição.....	99
21	Janela temporal contendo a alteração brusca do ganho médio do canal PLC <i>outdoor</i> supostamente devido à passagem por zero da frequência fundamental da RDE-BT. ....	101
22	Evolução do ganho médio de um canal PLC <i>outdoor</i> da classe $BF_{01}-D2$ . ...	102
23	Evolução do ganho médio de um canal PLC <i>outdoor</i> da classe $BF_{01}-D2$ . ...	102
24	Evolução do ganho médio de um canal PLC <i>outdoor</i> da classe $BF_{03}-D2$ . ...	103
25	Evolução do ganho médio de um canal PLC <i>outdoor</i> da classe $BF_{03}-D2$ . ...	103
26	Gráfico de caixas do tempo de duração da CIR dos canais PLC <i>outdoor</i> baseada no SEE para a banda de frequência 1,7-30 MHz. ....	104
27	Gráfico de caixas do tempo de duração da CIR dos canais PLC <i>outdoor</i> baseada no SEE para a banda de frequência 1,7-50 MHz. ....	104
28	Gráfico de caixas do tempo de duração da CIR dos canais PLC <i>outdoor</i> baseada no SEE para a banda de frequência 1,7-100 MHz. ....	105
29	Pontos indicados para truncar a CIR dos canais PLC <i>outdoor</i> baseados no SEE adotando diferentes valores para $\tau_{\kappa} (BF_{03})$ .....	106
30	Gráfico de caixas do RMS-DS dos canais PLC <i>outdoor</i> para as diversas bandas de frequências. ....	107
31	Função distribuição cumulativa do RMS-DS da CIR dos canais PLC <i>outdoor</i> .	108
32	RMS-DS <i>versus</i> ganho médio do canal PLC <i>outdoor</i> . ....	109
33	Estatística da Banda de Coerência dos canais PLC <i>outdoor</i> para $BF_{01}$ . O índice de coerência com o asterisco subscrito refere-se a estimativa realizada em $W^{120}$ . ....	110

34	Estatística da Banda de Coerência dos canais PLC <i>outdoor</i> para $BF_{02}$ . O índice de coerência com o asterisco subscrito refere-se a estimativa realizada em $W^{120}$ .....	110
35	Estatística da Banda de Coerência dos canais PLC <i>outdoor</i> para $BF_{03}$ . O índice de coerência com o asterisco subscrito refere-se a estimativa realizada em $W^{120}$ .....	111
36	Coerência típica entre canais PLC <i>outdoor</i> (1,7 a 100 MHz).....	114
37	Coerência típica e atípica entre canais PLC <i>outdoor</i> em função da banda de frequência.....	114
38	Função distribuição cumulativa do tempo de coerência da CIR dos canais PLC <i>outdoor</i> para diversos índices de coerência. ....	115
39	Tipos de ruídos encontrados na campanha de medição no canal PLC <i>outdoor</i> .....	117
40	Amostra de uma perturbação devido ao ruído de fundo do canal PLC <i>outdoor</i> durante o tempo de transmissão de um símbolo OFDM e sua PSD. ...	118
41	Amostra de uma perturbação devido ao ruído impulsivo do canal PLC <i>outdoor</i> durante o tempo de transmissão de um símbolo OFDM e sua PSD. ...	119
42	Classificação do ruído medido em função da amplitude de pico do grupo de amostras de ruído e do limite de decisão adotado. ....	120
43	PSD máxima e média do ruído de fundo observado no canal PLC <i>outdoor</i> e seus modelos aproximados. ....	121
44	PSD máxima e média do ruído impulsivo observado no canal PLC <i>outdoor</i> e seus modelos aproximados. ....	121
45	PSD máxima e média do ruído impulsivo observado no canal PLC <i>outdoor</i> e seus modelos aproximados. ....	122
46	Capacidade teórica do canal PLC <i>outdoor</i> médio na presença de ruído de fundo para diferentes classes de distância. ....	124
47	Capacidade teórica do canal PLC <i>outdoor</i> médio na presença de ruído impulsivo e de fundo para diferentes classes de distância ( $BF_{03}$ ). ....	125
48	Capacidade teórica do canal PLC <i>outdoor</i> médio na presença de ruído impulsivo e de fundo para diferentes bandas de frequências. ....	126

49	Função distribuição cumulativa complementar da correlação entre a CIR medida e sua representação esparsa quando se adora diferentes valores de $K_s$ .....	129
50	CIR do canal PLC <i>outdoor</i> medida e sua representação esparsa .....	130
51	CFR do canal PLC <i>outdoor</i> medida e sua representação esparsa .....	130
52	CIR obtida na campanha de medição dos canais PLC <i>outdoor</i> e sua representação esparsa ( $K_s = 0,05$ ).....	137
53	CIR obtida pela aplicação do vetor aleatório $\mathbf{a}$ e sua representação esparsa ( $K_s = 0,05$ ).....	137
54	Realizações adotando limites diferentes de excursionamento do índice de coerência entre os modelos de canais PLC gerados .....	138
55	Evolução do índice de coerência de alguns canais PLC <i>outdoor</i> (1,7 a 100 MHz), conforme discutido na Seq. 3.3.5.....	138
56	Variação do índice de coerência das realizações dos modelos de canais PLC em função da escolha de $\gamma_p$ .....	140
57	Variação do índice de coerência das realizações dos modelos de canais PLC para 4 ciclos da frequência fundamental da RDE (modelo m00).....	141
58	Diagrama tempo-frequência das realizações dos modelos de canais PLC para 4 ciclos da frequência fundamental da RDE (modelo m00).....	141
59	Coerência mútua da matriz de medição $\mu(\Theta)$ . .....	142
60	MSE entre a CIR esparsa e as estimativas obtidas pelos estimadores analisados. ....	143
61	Esparsidades dos modelos de canais gerados e da estimativa realizada pelos algoritmos de reconstrução esparsa. ....	145
62	BER dos estimadores LS e mCoSaMP para diferentes quantidades de pilotos.	146

## *Lista de Tabelas*

1	Parâmetros do modelo do canal PLC em rede de baixa tensão externa ( $\mathcal{P}_1$ ).	28
2	Parâmetros do modelo do canal PLC em rede de baixa tensão externa ( $\mathcal{P}_2$ ).	31
3	Parâmetros principais adotados na medição .....	98
4	Denominação das bandas de frequências analisadas em MHz .....	99
5	Denominação das classes e distâncias entre o transmissor e o receptor analisadas em metros.....	99
6	Estatísticas do ganho médio da CFR do canal PLC <i>outdoor</i> em dB .....	100
7	Estatísticas da janela temporal formada pela variação do ganho médio da CIR do canal PLC <i>outdoor</i> ( $W^{120}$ ) em ms .....	101
8	Valores limites da variação do ganho médio da CFR do canal PLC <i>outdoor</i> dentro de um ciclo da RDE-BT em dB. ....	102
9	Estatísticas dos tempos de duração da CIR do canal PLC <i>outdoor</i> em $\mu s$ ...	105
10	Valores considerados nesse trabalho para a duração da CIR do canal PLC <i>outdoor</i> em $\mu s$ . ....	106
11	Estatísticas do RMS-DS do canal PLC <i>outdoor</i> em $\mu s$ .....	108
12	Estatísticas da Banda de Coerência do canal PLC <i>outdoor</i> em kHz.....	112
13	Estatísticas da Banda de Coerência do canal PLC <i>outdoor</i> na fração de tempo em que o canal muda bruscamente ( $W^{120}$ ) em kHz .....	112
14	Estatísticas do Tempo de Coerência do canal PLC <i>outdoor</i> em milissegundos.	115
15	Aproximação do espalhamento Doppler médio do canal PLC <i>outdoor</i> . ....	116
16	Estimativa dos parâmetros para o modelo da PSD dos ruídos da RDE-BT <i>outdoor</i> brasileira para a banda de frequência de 1,7-100 MHz.....	120
17	Estimativa da PSD dos ruídos típicos do canal PLC <i>outdoor</i> em $dBV^2/Hz$ ..	123

18	Estatísticas do índice de esparsidade da CIR do canal PLC <i>outdoor</i> ( $S$ ) quando $\rho = 0,90$ . . . . .	131
19	Combinação das sementes para gerar os modelos de canais PLC <i>outdoor</i> . . .	138
20	Sementes para a geração dos modelos de referência de canal PLC <i>outdoor</i> . . .	139
21	Parâmetros utilizados na simulação . . . . .	142

## *Lista de Símbolos*

$B$	Largura de banda do canal PLC
$B_c^\varphi$	Banda de coerência da CFR em kHz
$B_D(f)$	Espalhamento Doppler do canal PLC em kHz
$BF_{01}$	Largura de banda 1,7 a 30 MHz
$BF_{02}$	Largura de banda 1,7 a 50 MHz
$BF_{03}$	Largura de banda 1,7 a 100 MHz
$C$	Capacidade do canal em Mbps
$D1$	Distância média entre transmissor e receptor de 15 m
$D2$	Distância média entre transmissor e receptor de 50 m
$D3$	Distância média entre transmissor e receptor de 85 m
$F_s$	Frequência de amostragem
$\mathcal{F}_{N,L}$	Matriz contendo as primeiras $L$ colunas da matriz da DFT $\mathcal{F}_{N,N}$
$\mathcal{F}_{N,L_G}$	Matriz contendo as primeiras $L_G$ colunas da matriz da DFT $\mathcal{F}_{N,N}$
$\mathcal{F}_{N,N}$	Matriz da DFT de lado $N$
$\bar{G}_n$	Ganho médio de potência do $n$ -ésimo canal PLC em dB
$\mathbf{h}_n$	$n$ -ésima CIR PLC no tempo discreto
$\hat{\mathbf{H}}_n$	$n$ -ésima CFR medida na campanha de medição
$K_s$	Fator de peso para considerar os coeficientes significativos da CIR
$L$	Tamanho da CIR
$L_{cp}$	Tamanho do prefixo cíclico
$L_G$	Tamanho do intervalo de guarda
$L_w$	Tamanho da janela temporal $W^{120}$
$L_\rho$	Distância de correlação
$M_f$	Quantidade de CFR consecutivas considerada para o cálculo da CFR média
$N$	Quantidade de subportadoras no símbolo OFDM
$N_p$	Quantidade de pilotos no símbolo OFDM
$\hat{M}_{SEE}$	Comprimento efetivo estimado da CIR medida após ser truncada
$P_x$	Potência de transmissão

$S$	Índice de esparsidade do canal PLC
$S_n(f)$	PSD do ruído do canal PLC
$S_x(f)$	PSD do sinal transmitido
$T_0$	Período da frequência fundamental da RDE-BT
$T_c$	Tempo de coerência
$T_s$	Período amostral
$T_{ofdm}$	Duração do símbolo OFDM
$T_{W^{120}}$	Comprimento da janela temporal do canal PLC em ms
$\mathbf{v}_n$	$n$ -ésimo grupo de ruídos medidos na campanha de medição
$\alpha_l(t)$	Fator de atenuação e desvio de fase do $l$ -ésimo percurso do canal PLC
$\beta$	Índice de correlação para caracterizar o canal como invariante no tempo
$\kappa$	Percentual de energia considerado da CIR do canal PLC
$\rho$	Índice de correlação entre $\mathbf{h}_n$ e $\mathbf{h}_{n,s}$ desejado
$\rho_{\alpha_l}$	Índice de correlação de $\alpha_l$
$\rho_h$	Índice de coerência do canal PLC
$\rho_s$	Índice de correlação entre $\mathbf{h}_n$ e $\mathbf{h}_{n,s}$
$\sigma_\tau$	Valor do espalhamento de atraso médio quadrático (RMS-DS) em $\mu s$
$\delta(\cdot)$	Impulso unitário
$\varphi$	Índice de correlação para caracterizar a largura de banda $\Delta f$ como plana
$\Delta f$	Resolução na frequência
$\Delta p_f$	Espaçamento entre os pilotos no domínio da frequência
$\gamma$	Parâmetro de relação entre $B_c^\varphi$ e $\sigma_\tau$
$\gamma_p$	Parâmetro que controla a profundidade do vale em $W^{120}$
$\tau_\kappa$	Comprimento da CIR truncada em $\mu s$
$\xi_l$	Atraso temporal individual do $l$ -ésimo percurso do canal PLC
$[\cdot]^T$	Operador de transposto
$E\{\cdot\}$	Operador esperança

## *Lista de Siglas*

<b>AM</b>	Amplitude modulada
<b>ANEEL</b>	Agência Nacional de Energia Elétrica
<b>AIGN</b>	<i>Additive impulsive gaussian noise</i>
<b>BER</b>	<i>Bit erro rate</i>
<b>BT</b>	Baixa tensão
<b>CAZAC</b>	<i>Constant amplitude zero autocorrelation</i>
<b>CFR</b>	<i>Channel frequency response</i>
<b>CoSaMP</b>	<i>Compressive sampling matching pursuit</i>
<b>CP</b>	<i>Cyclic prefix</i>
<b>CS</b>	<i>Compressive sensing</i>
<b>CSI</b>	<i>channel state information</i>
<b>DFT</b>	<i>Discrete Fourier transform</i>
<b>DS</b>	<i>Delay spread</i>
<b>EM</b>	Estimativa melhorada
<b>FDE</b>	<i>Frequency domain equalization</i>
<b>FM</b>	Frequência modulada
<b>FINEP</b>	Financiadora de Estudos e Projetos
<b>FRI</b>	<i>Finite rate innovation</i>
<b>FSK</b>	<i>Frequency shift keying</i>
<b>HS</b>	<i>Hermitian symmetric</i>
<b>ICC</b>	Interferência co-canal
<b>IDFT</b>	<i>Inverse discrete Fourier transform</i>
<b>IIS</b>	Interferência intersimbólica
<b>IP</b>	<i>Internet protocol</i>
<b>LABCOM</b>	Laboratório de Comunicações
<b>LIT</b>	Linear e invariante no tempo
<b>LMS</b>	<i>Least mean square</i>
<b>LPVT</b>	Linear e periodicamente variante no tempo
<b>LS</b>	<i>Least square</i>
<b>LVT</b>	Linear e variante no tempo

<b>mCoSaMP</b>	<i>Modified compressive sampling matching pursuit</i>
<b>MM</b>	Estimativa baseada na média das CFR medidas
<b>MMSE</b>	<i>Minimum mean square erro</i>
<b>MSE</b>	<i>Mean square erro</i>
<b>OMP</b>	<i>Orthogonal matching pursuit</i>
<b>OFDM</b>	<i>Orthogonal frequency division multiplexing</i>
<b>PAPR</b>	<i>Peak to average power ration</i>
<b>PSAM</b>	<i>Pilot-symbol-aided modulation</i>
<b>PSD</b>	<i>Power spectral density</i>
<b>PSK</b>	<i>Phase shift keying</i>
<b>PLC</b>	<i>Power line communication</i>
<b>P&amp;D</b>	Pesquisa e desenvolvimento
<b>QAM</b>	<i>Quadrature amplitude modulation</i>
<b>QoS</b>	<i>Quality of service</i>
<b>RMS</b>	<i>Root mean square</i>
<b>RDE</b>	Rede de distribuição de energia elétrica
<b>RLS</b>	<i>Recursive least square</i>
<b>RIP</b>	<i>Restricted isometry property</i>
<b>SEE</b>	<i>Signal energy estimation</i>
<b>SC</b>	<i>Single carrier</i>
<b>SNR</b>	<i>Signal to noise ratio</i>
<b>ST</b>	<i>Superimposed training</i>
<b>WSSUS</b>	<i>Wide-sense stationary uncorrelated scattering</i>
<b>UFJF</b>	Universidade Federal de Juiz de Fora
<b>UWB</b>	<i>Ultra-wide band</i>
<b>VFF</b>	<i>Variable forgetting factor</i>
<b>ZF</b>	<i>Zero forcing</i>

## Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>19</b>
1.1	Objetivos	23
1.2	Organização do trabalho	24
<b>2</b>	<b>Revisão teórica</b>	<b>25</b>
2.1	Meio de Comunicação PLC	25
2.1.1	<i>Modelo do Canal PLC</i>	25
2.1.2	<i>Ruído na Rede de Energia Elétrica</i>	34
2.2	Sistemas de Comunicação PLC	36
2.2.1	<i>Modulação monoportadora em sistemas PLC</i>	36
2.2.2	<i>Modulação multiportadora em sistemas PLC</i>	46
2.3	Estimadores de canais PLC	54
2.3.1	<i>Estimadores de canal PLC não-supervisionados</i>	54
2.3.2	<i>Estimadores de canal PLC supervisionados</i>	54
2.4	Amostragem Compressiva	64
2.4.1	<i>Processo de medição linear</i>	66
2.4.2	<i>Amostragem compressiva</i>	68
	<i>Resumo do capítulo</i>	75
<b>3</b>	<b>Caracterização do canal PLC <i>outdoor</i> em RDE-BT brasileira</b>	<b>77</b>
3.1	Campanha de medição	78
3.1.1	<i>Composição do Setup de Medição</i>	81
3.2	Parâmetros característicos do canal PLC	86

3.2.1	<i>Tempo de coerência</i> .....	94
3.2.2	<i>Banda de coerência</i> .....	96
3.3	Características do canal PLC <i>outdoor</i> .....	98
3.3.1	<i>Ganho médio</i> .....	98
3.3.2	<i>Duração da resposta ao impulso</i> .....	103
3.3.3	<i>Dispersão temporal</i> .....	106
3.3.4	<i>Banda de coerência</i> .....	109
3.3.5	<i>Tempo de coerência</i> .....	113
3.3.6	<i>Ruído</i> .....	116
3.3.7	<i>Capacidade teórica do canal médio</i> .....	122
	<i>Resumo do capítulo</i> .....	125
<b>4</b>	<b>Esparsidade dos canais PLC <i>outdoor</i> em RDE-BT brasileira</b> .....	<b>127</b>
4.1	Representação esparsa do canal PLC .....	127
4.2	Equacionamento para estimação de canais PLC esparsos .....	131
4.3	Gerador de canais PLC variantes no tempo .....	133
4.4	Modelo de canais PLC com tempo de coerência controlado .....	135
4.5	Estimação de canais PLC esparsos.....	141
	<i>Resumo do capítulo</i> .....	145
<b>5</b>	<b>Conclusão</b> .....	<b>147</b>
5.1	Trabalhos futuros .....	149
	<b>Referências</b> .....	<b>150</b>
	<b>ANEXO A</b> .....	<b>161</b>
	<b>ANEXO B</b> .....	<b>164</b>

## 1 Introdução

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 (do inglês, *internet protocol*), serviços de monitoração e vigilância, automação residencial e acesso à internet são exemplos que exigem cada vez mais capacidade das redes de telecomunicações. Com os avanços na área de microeletrônica e a diminuição dos custos de produção dos processadores digitais de sinais, somados à desregulamentação das telecomunicações, meios para comunicação de dados inovadores e tecnologias para telecomunicações passaram a ser investigados com maior intensidade. Uma dessas tecnologias que se apresenta como promissora é a PLC (do inglês, *Power line Communication*), a qual utiliza a rede de energia elétrica como meio de comunicação de dados.

Diversos fatores estimulam o estudo e o desenvolvimento da tecnologia PLC, dentre os quais destacam-se os custos envolvidos na instalação e manutenção de redes de acesso, normalmente denominadas de última milha ou de últimos metros (do inglês, *last mile* ou *last meters*), que representam aproximadamente 50% de todo o investimento necessário com infraestrutura e possui um retorno de investimento a longo prazo, pois depende do número de assinantes atendidos (HRASNICA ABDEL FATTEH HAIDINE, 2004). Essa constatação se torna uma das grandes motivações para o uso da tecnologia PLC, pois as redes de distribuição de energia elétrica (RDE) possuem uma grande penetração (acima de 95% da população mundial), o que as torna uma solução com custos menores, uma vez que a infraestrutura já está disponível. Outro motivador para se utilizar a tecnologia PLC está no seu grande potencial para convergência de redes. De fato, os sistemas PLC também servem para provimento de serviços de telecomunicações sobre a rede de energia elétrica, para, por exemplo, atender às demandas dos serviços de telecomunicações das redes elétricas inteligentes (*smart grids*) (WILLIE, 2006).

Embora seja potencialmente conveniente para a transmissão de dados, e um meio de comunicação de dados de baixo custo para medição e controle do fornecimento de energia

elétrica, consumo de água, gás em residências e indústrias, além de transmissão de dados em altas taxas, o uso das redes de energia elétrica como meio de comunicação de dados é um difícil desafio. A rede de energia elétrica não foi projetada para transmissão de dados e, embora o custo de implementação da comunicação de dados não seja elevado, existe uma forte concorrência com as soluções sem fio disponíveis (BIGLIERI, 2003).

Nas últimas décadas, diversas técnicas de modulação digital de dados monoportadoras foram utilizadas, tais como M-PSK (do inglês, *M-ary phase shift keying*), M-FSK (do inglês, *M-ary frequency shift keying*) e M-QAM (do inglês, *M-ary quadrature amplitude modulation*), chegando às técnicas mais eficientes e robustas, como a técnica de modulação por espalhamento espectral e aquelas baseadas em multiportadoras, como a OFDM (do inglês, *orthogonal frequency division multiplexing*) ou a HS-OFDM (do inglês, *hermitian symmetric OFDM*) (RIBEIRO et al., 2014).

A técnica OFDM, introduzida no início da década de 70 (SALTZBERG, 1967; CHANG; GIBBY, 1968; WEINSTEIN; EBERT, 1971), oferece uma transmissão flexível e de elevada eficiência espectral, principalmente quando o canal exhibe seletividade na frequência e variação temporal se o transmissor dispõe, *a priori*, de informações do canal. Essa técnica tem sido aplicada em sistemas de comunicação de dados pela rede de energia elétrica, cujo canal é o cabo de distribuição de energia elétrica, de forma a maximizar a vazão (RIBEIRO, 2005; GAULT; CIBLAT; HACHEM, 2005; MOROSI et al., 2005; CAMPOS; RIBEIRO, 2008; SANCHEZ-MARTINEZ et al., 2010; FERREIRA et al., 2010).

A principal característica da OFDM que justifica sua rápida disseminação está no fato de que cada subportadora pode ser considerada livre de interferência intersimbólica (IIS) com o uso do prefixo cíclico (CP, do inglês, *cyclic prefix*) de tamanho apropriado. Outro motivador do uso da OFDM reside na aplicação de estratégias de alocação de potência e bits eficiente, caso se possua a informação sobre o estado do canal (CSI, do inglês, *channel state information*) no transmissor. Essa estratégia melhora consideravelmente a vazão do sistema de comunicação de dados.

Por outro lado, a OFDM apresenta alguns inconvenientes, como: elevada flutuação do envelope do sinal devido a transmissão de muitas subportadoras, o que requer o uso de amplificadores de potência lineares numa ampla faixa, sensibilidade as variações de frequências dos osciladores, entre outras. Tais inconvenientes resultaram na introdução do sistema de comunicação monoportadora com prefixo cíclico (SC-CP, do inglês, *single carrier - cyclic prefix*) (FALCONER et al., 2002).

O SC-CP tem sido proposto utilizando o prefixo cíclico que permite a equalização

linear do sinal no domínio da frequência (FDE, do inglês, *frequency domain equalization*), igualmente ao realizado na OFDM. O SC-CP possui uma similaridade muito grande com a OFDM, o que resultou em uma série de trabalhos visando obter comparações de desempenho entre esses sistemas.

A maioria dos trabalhos comparando o desempenho entre SC e OFDM considera que o canal de comunicação é conhecido no transmissor e no receptor. Apenas em (LA-GATTA et al., 2010) e (LA-GATTA; FINAMORE; RIBEIRO, 2013) tem-se uma análise comparativa entre SC-CP e OFDM para sistemas PLC quando o transmissor não dispõe da CSI. No caso de sistemas SC-CP, pouca atenção tem sido dada ao problema de se estimar o canal de comunicação. Por outro lado, esse assunto é bem explorado quando se considera a modulação OFDM.

O desempenho dos sistemas de comunicação OFDM e SC-CP tem forte dependência com o processo de estimação do canal. Este fato é ainda mais evidente nos canais PLC, posto que são seletivos na frequência e no tempo. Diversos trabalhos têm endereçado o estudo das técnicas de estimação de canais PLC aplicadas à OFDM. Alguns desses trabalhos são baseados em técnicas não supervisionadas para a obtenção da resposta em frequência do canal (CFR, do inglês, *channel frequency response*) (RAUGI; TUCCI, 2006; TUCCI et al., 2007, 2008; MUSOLINO; RAUGI; TUCCI, 2008; LAGUNA-SANCHEZ; BARRON-FERNANDEZ, 2009; DIAS et al., 2010), outros exploram técnicas supervisionadas, principalmente as conhecidas como PSAM (do inglês, *pilot-symbol-aided modulation*) (BUECHE et al., 2004; CORLAY et al., 2007; CORTES; TONELLO; DIEZ, 2007; MO et al., 2009; BUECHE et al., 2009).

Mais recentemente, uma nova abordagem para a estimação de canais de comunicação tem sido discutida. Trata-se da emergente técnica de amostragem compressiva (CS, do inglês, *compressive sensing, compressed sensing* ou, *compressive sampling*) aplicadas ao problema de se obter a CSI com o objetivo de estimar de forma eficiente a CFR para aplicar ao OFDM (TAUBOCK; HLAWATSCH, 2008; HAUPT et al., 2010; BAJWA et al., 2010; MENG et al., 2011). Nessa abordagem, a disponibilidade da CSI no receptor permite que se explore as informações dos efeitos de atraso, Doppler e/ou diversidade espacial para se combater o desvanecimento do canal de comunicação (BAJWA et al., 2010).

Entretanto, para que as estratégias utilizadas para minimizar os efeitos de distorção do sinal, causados pelo meio de comunicação, forneçam elevado desempenho do sistema de comunicação de dados PLC, é de vital importância conhecer a dinâmica do meio utilizado, que no presente trabalho é a rede de distribuição de energia elétrica em baixa tensão (RDE-BT). Porém, o comportamento da RDE-BT quando utilizada como meio de

comunicação de dados é pouco conhecida.

No Brasil, diversos projetos de P&D apoiados por concessionárias de energia elétrica têm sido desenvolvidos para verificar a viabilidade técnica das tecnologias PLC disponíveis no mercado. Tais projetos têm contemplado a análise de desempenho das tecnologias PLC banda larga e banda estreita em ambientes externos (*outdoor*) (redes de distribuição de baixa e média tensões), assim como em ambientes internos (*indoor*) (subestações e residências). Atualmente, as soluções de medição eletrônica comercial disponibilizam interfaces de comunicação baseadas na tecnologia PLC. Analisando a grande maioria dos projetos de P&D relacionados à tecnologia PLC, constata-se que os mesmos privilegiam o desenvolvimento e o emprego de soluções de comunicação baseadas em tecnologias desenvolvidas no exterior para a solução de diversos problemas de telecomunicações das concessionárias de energia elétrica. Na quase totalidade desses projetos de P&D é reportado que o emprego da tecnologia PLC não é confiável, devido às características inerentes das redes de energia elétrica (COLEN et al., 2014).

De uma forma geral, nesses projetos de P&D, o foco é a análise da tecnologia PLC previamente escolhida no mercado, ou a adaptação dela para a solução de um problema de comunicação de dados num dado contexto. Apesar da aplicabilidade dos resultados de tais projetos de P&D, constata-se que em nenhum deles foi proposto a análise da viabilidade técnica das RDE-BT brasileiras como meio de transmissão de dados. Do ponto de vista de telecomunicações, o emprego de uma tecnologia de telecomunicação pressupõe o conhecimento das informações do meio de comunicação de dados. Noutras palavras, conhecer o meio de comunicação de dados é condição *sine qua non* para desenvolver e empregar sistemas de comunicação de dados que maximizem a utilização dos recursos disponíveis. Esse conhecimento é de suma importância para indicar aos fabricantes os requisitos mínimos que as tecnologias PLC devem atender para funcionar com garantia de serviço (QoS, do inglês, *quality of service*) nas RDE brasileiras, bem como subsidiar novos desenvolvimentos. Sem esse tipo de informação as concessionárias continuarão realizando novos projetos de P&D para verificar o desempenho de novas tecnologias PLC baseando-se sempre em tentativa e erro. Além disso, esse conhecimento fornece subsídios para o desenvolvimento de novas tecnologias PLC ou modificações nas tecnologias existentes de forma a garantir o uso efetivo e eficiente das mesmas nas RDE brasileiras. Entretanto, o conhecimento do meio de comunicação de dados requer o emprego de sistemas de medição em conjunto com ferramentas avançadas de processamento de sinal (OLIVEIRA; FINAMORE; RIBEIRO, 2013) para medir e caracterizar a resposta em frequência do canal, o ruído aditivo, a impedância de acesso e os sinais interferentes (rádio, por exemplo) (COLEN et al., 2014), o que é uma

tarefa árdua, complexa e de elevado custo.

A falta de informações na literatura sobre o comportamento da RDE-BT como meio de comunicação de dados para a faixa de frequência entre 1,7 e 100 MHz foi a principal motivação para o desenvolvimento do presente trabalho. Nesse contexto, destaca-se uma parceria em P&D entre a Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), CEMIG Distribuição S.A. e a Financiadora de Estudos e Projetos (FINEP) firmada em 2010. O objetivo dessa parceria era o projeto de P&D D420, cujo escopo era o desenvolvimento de um sistema PLC para aplicações de telecomunicações e Smart Grids para as RDE-BT brasileiras. Para esse projeto, o conhecimento do canal PLC era de extrema importância, motivando ainda mais as pesquisas e a caracterização da RDE-BT brasileira.

Além disso, resultados computacionais obtidos em (PICORONE, 2009) sugeriram a necessidade de se estudar e propor outros algoritmos de estimação de canais para OFDM, pois os estimadores adaptativos e não adaptativos testados resultaram em baixo desempenho do sistema de comunicação quando esses eram submetidos às variações bruscas da CFR do canal PLC. Uma estratégia que pode se mostrar adequada para esses casos é a aplicação da técnica CS com a finalidade de se obter a CFR. Entretanto, uma vez que a técnica CS é emergente, ainda não se tem resultados sobre a esparsidade dos canais PLC e nem do desempenho em estimação de canais quando se considera canais PLC. Como resultado, fica uma lacuna no que diz respeito à representação de canais PLC de forma esparsa e a viabilidade do uso da técnica CS para estimação de canais PLC quando se utiliza a modulação OFDM. Porém, o estudo de diversas técnicas aplicadas ao sistema PLC, sobretudo de estimação de canais PLC, requer um sintetizador de modelos de canais que retratam mais fidedignamente o ambiente estudado, no nosso caso a RDE-BT. Tais sintetizadores de canais PLC *outdoor*, cuja variação temporal é controlada pelo tempo de coerência do canal são, também, de grande importância, posto que não são encontrados na literatura.

## 1.1 *Objetivos*

Considerando o contexto supracitado, os objetivos desta tese de doutorado são os seguintes:

i) estudar, através de uma revisão bibliográfica, o canal PLC, os sistemas de comunicação PLC, as técnicas tradicionais de estimação de canais PLC e a técnica de

amostragem compressiva com foco na estimação de canais esparsos;

ii) analisar os dados provenientes de uma campanha de medição de canais PLC *outdoor*, ou seja, medição da RDE-BT da cidade de Juiz de Fora;

iii) caracterizar as RDE-BT como meio de comunicação de dados para as bandas de frequências de 1,7-30 MHz, 1,7-50 MHz e 1,7-100 MHz;

iv) propor modelos matemáticos para representar as densidades espectrais de potência dos ruídos típicos encontrados nas RDE-BT usadas como meio de comunicação de dados;

v) propor uma metodologia para representar de forma esparsa os canais PLC obtidos por meio de medições;

vi) conceber um sintetizador de canais PLC aderente às RDE-BT, cujo tempo de coerência entre as realizações de canais é controlado.

## 1.2 Organização do trabalho

Esta tese de doutorado está organizada da seguinte forma: no Capítulo 2 são apresentadas as revisões bibliográficas referentes aos canais PLC, OFDM, estimadores de canais PLC e amostragem compressiva.

No Capítulo 3 é discutida a caracterização do canal PLC *outdoor* brasileiro, ou seja, a RDE-BT. A campanha de medição desses canais PLC é apresentada, composta pelos equipamentos utilizados e a metodologia aplicada para medição e caracterização da rede de energia elétrica como meio de comunicação PLC.

O Capítulo 4 discorre sobre a representação esparsa de canais PLC. Nesse capítulo, é apresentada uma proposta para a representação dos canais PLC de forma esparsa, obtidos através de um processo de medição, tal como discutido no Capítulo 3. Também é analisado, através de simulações computacionais, o problema de estimação de canais PLC como uma oportunidade de uso das técnicas de amostragem compressiva, ainda incipientes em sistemas PLC. A aplicação de tais técnicas em estimação de canais é vista como uma oportunidade de se aumentar a vazão do sistema PLC. O Capítulo 4 finaliza com a apresentação de uma nova estratégia para gerar modelos de canais PLC linear e variante no tempo, além de modelos lineares e periodicamente variantes no tempo.

Finalmente as conclusões e sugestões para trabalhos futuros são apresentadas no Cap. 5.

## 2 *Revisão teórica*

O presente capítulo apresenta as revisões bibliográficas referentes aos canais PLC, OFDM, estimadores de canais PLC e amostragem compressiva, tópicos essenciais para o entendimento dos capítulos subsequentes.

### 2.1 *Meio de Comunicação PLC*

A seguir são apresentados os modelos de canais PLC, partindo-se do mais conhecido (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002a) e utilizado, chegando a outros que se propõem a uma melhor representação dos canais PLC reais, isto é, modelos linear e variante no tempo e linear e periodicamente variante no tempo. Entretanto, vale ressaltar que ainda não existe um consenso sobre qual modelo de canal de comunicação é mais representativo para o meio de comunicação, rede de energia elétrica, o que é confirmado pelo número de trabalhos publicados sobre o tema nos dias de hoje.

#### 2.1.1 *Modelo do Canal PLC*

O canal PLC é tido como seletivo em frequência, variante no tempo, corrompido por ruídos de fundo colorido e por ruído impulsivo. Além disso, a topologia da rede de energia elétrica, as características dos condutores, isoladores, conectores, carga, casamento de impedância, além de outros componentes utilizados nessas redes influenciam na propagação dos sinais. Por tudo isso, o canal PLC é muito difícil de ser modelado (BIGLIERI, 2003).

Devido às dificuldades supracitadas, as primeiras propostas para modelagem de canais PLC foram baseadas em análises estatísticas dos resultados de diversas medições realizadas. A caracterização do canal PLC baseada em medidas é denominada de *top-down*. Em seguida, modelos que buscavam descrever o comportamento do canal PLC através de equações de propagação de sinais em condutores não ideais baseado na teoria de linhas de transmissão foram apresentados. Essa abordagem determinística é denominada de *bottom-up*. Os resultados obtidos com a abordagem *bottom-up* confirmaram várias carac-

terísticas do canal PLC descritas na abordagem *top-down*, como a natureza multipercorso da propagação do sinal pela rede de energia elétrica. Como exemplo de caracterizações baseadas em análises estatísticas pode-se consultar (HOOIJEN, 1998; ASSIMAKOPOULOS; PAVLIDOU, 2001), enquanto caracterizações determinísticas são discutidas em (BOSTOEN; WIEL, 2000; ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002a; GALLI; BANWELL, 2006).

Embora este canal de comunicação utilize um fio metálico como meio de propagação (*wireline*), as características de propagação se assemelham em muito às características encontradas em canais sem fio, tais como desvanecimentos seletivos em frequência e no tempo além da presença de ruídos de fundo e impulsivos devido, sobretudo, ao descasamento de impedância e conexão e desconexão de cargas elétricas de comportamento não linear.

É importante ressaltar que o canal PLC não fornece uma conexão ponto a ponto entre o transmissor e o receptor, mas um barramento composto de diversas derivações, com cargas que introduzem alterações no meio de comunicação, principalmente quando estas variam com o tempo. Os estados das cargas conectadas a esse barramento possuem uma variação dinâmica, algumas sendo conectadas e desconectadas aleatoriamente ao barramento, outras comutando em sincronismo com a frequência fundamental da rede de energia elétrica. Essa dinâmica das cargas gera uma variação na impedância de acesso no ponto de conexão à rede de energia elétrica. Com isso, não somente o sinal se propaga diretamente do transmissor ao receptor, como também surgem reflexões do sinal nos pontos onde houver descasamentos de impedâncias (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002a; GALLI; BANWELL, 2006).

Devido à variabilidade temporal, espectral e espacial apresentada pelo canal PLC, a análise de desempenho de sistemas PLC, sobretudo de técnicas de estimação de canais PLC, demandam o uso de modelos que representem estas dinâmicas. O modelo de canal PLC mais simples e amplamente utilizado é o modelo de canal PLC linear e invariante no tempo (LIT) introduzido em (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002a), proposto para redes de energia elétrica externa (*outdoor*) e de baixa tensão com banda de frequência de 500 kHz à 20 MHz, embora também seja utilizado para frequências maiores por falta de modelos específicos para essas frequências. Algumas modificações neste modelo são realizadas para contemplar o comportamento de canais LVT, além daqueles ditos LPVT, conforme é descrito na Seç. 2.1.1.1.

### 2.1.1.1 Canal PLC Linear e Invariante no Tempo (LIT)

Devido às várias reflexões do sinal sobre a rede de energia elétrica, o sinal transmitido aparece muitas vezes no receptor com diferentes amplitudes e fases. Essa constatação sugere o modelo de canal baseado em ecos. Considerando que existem efetivamente  $P$  ecos do sinal transmitido chegando ao receptor, a resposta ao impulso do canal (CIR, do inglês, *channel impulse response*) pode ser considerada como:

$$h(t) = \sum_{i=1}^P k_i \delta(t - \tau_i), \quad (2.1)$$

em que  $\tau_i$  e  $k_i$  representam o atraso individual de cada eco e sua atenuação, respectivamente. O atraso individual de cada eco pode também ser representado por  $\tau_i = d_i/v_p$ , em que  $d_i$  é o comprimento do cabo e  $v_p$  é a velocidade de propagação do sinal pelo cabo de energia elétrica considerado. Aplicando-se a transformada de Fourier na eq. (2.1) obtém-se a resposta em frequência do canal PLC:

$$H(f) = \sum_{i=1}^P k_i e^{-j2\pi f \tau_i}. \quad (2.2)$$

Na prática,  $k_i$  depende do comprimento do cabo de energia elétrica e também da frequência. Baseados em diversas medições em diferentes canais PLC, chegou-se a uma aproximação de  $k_i$  como:

$$k_i \implies k(f, d_i) = g_i e^{-\alpha(f)d_i}, \quad (2.3)$$

em que  $g_i$  é um fator de peso que inclui detalhes da topologia da RDE e  $\alpha(f)$  representa o coeficiente de atenuação dependente da frequência. Substituindo a eq. (2.3) na eq. (2.2), a resposta em frequência assume a forma de:

$$H(f) = \sum_{i=1}^P g_i e^{-\alpha(f)d_i} e^{-j2\pi f \tau_i}. \quad (2.4)$$

Dos resultados obtidos com os estudos baseados em linhas de transmissão, o modelo proposto na eq. (2.4) para canais PLC LIT foi refinado e, finalmente, apresentado como

(ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002a):

$$H(f) = \sum_{i=1}^P g_i e^{-[\alpha(f)+j\beta]d_i} \quad (2.5)$$

$$= \sum_{i=1}^P g_i e^{-\alpha(f)d_i} e^{-j\beta d_i} \quad (2.6)$$

$$= \sum_{i=1}^P g_i e^{-(a_0+a_1 f^r)d_i} e^{-j2\pi f\tau_i}, \quad (2.7)$$

em que  $a_0, a_1 \in \mathbb{R}$  são os parâmetros de atenuação,  $r \in \mathbb{R}$  é o expoente do fator de atenuação e  $\beta = 2\pi f/v_p$  é a constante de fase.

O espectro de amplitude da resposta em frequência de um canal PLC LIT, cujos parâmetros são listados na Tab. 1 (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002a), pode ser visualizado na Fig. 1.

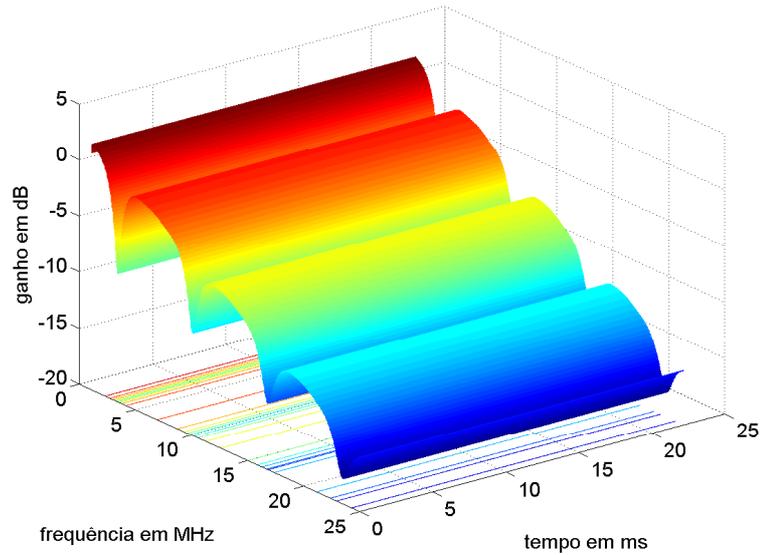


Figura 1: Módulo da resposta em frequência de um canal PLC LIT.

Tabela 1: Parâmetros do modelo do canal PLC em rede de baixa tensão externa ( $\mathcal{P}_1$ ).

$i$	1	2	3	4
$g_i$	0,64	0,38	-0,15	0,05
$d_i(m)$	200,00	222,40	224,80	267,50
$r = 1$	$a_0 = 0$	$a_1 = 7,8 \cdot 10^{-10}$		

Essa modelagem, amplamente discutida na literatura, baseia-se na multipropagação do sinal elétrico através da rede de energia elétrica. Ela é apropriada quando se considera que as cargas conectadas ao barramento de energia elétrica não alteram seu estado no

decorrer do tempo, ou seja, não existe variação de impedância nos nós da rede de energia elétrica.

Entretanto, conforme observado em (CORRIPIO et al., 2006; MUSOLINO; RAUGI; TUCCI, 2008), devido à dinâmica dos equipamentos elétricos conectados à rede elétrica, para uma modelagem mais adequada deve-se considerar as suas variações temporais.

### 2.1.1.2 Canal PLC Linear e Variante no Tempo (LVT)

Baseado no modelo proposto em (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002a) e nos resultados apresentados em (CORRIPIO et al., 2006) referentes à taxa de variação temporal do canal PLC, o modelo proposto na eq. (2.7), canal LIT, foi adaptado de forma a representar um canal linear e variante no tempo (PICORONE; RIBEIRO; CERQUEIRA, 2009). A resposta em frequência do canal (CFR, do inglês, *channel frequency response*) PLC LVT é dada por

$$H(f, t) = \sum_{i=1}^P g_i(t) e^{-(a_0 + a_1 f^r) d_i} e^{-j2\pi f \tau_i} \quad (2.8)$$

em que o ganho  $g_i(t)$  do  $i$ -ésimo caminho está relacionado com os coeficientes de transmissão e reflexão de cada terminação e, conseqüentemente, às cargas conectadas na rede de energia elétrica. Dependendo da variação do comportamento destas cargas,  $g_i(t)$  pode ser variante com o tempo. Nesse modelo,  $g_i(t)$  assume a forma de um processo estocástico com o objetivo de impor ao modelo uma variabilidade temporal na resposta em frequência do canal PLC. Quando se analisa o canal PLC, os múltiplos percursos são causados por um descasamento de impedância gerando sucessivas reflexões entre descontinuidades específicas ao longo da linha (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002a; GALLI; WARING; MEMBER, 2002; GALLI; BANWELL, 2006; MORENO-RODRIGUEZ; BERGER, 2008). Com isso, diferentemente do caso da comunicação sem fio, a característica de múltiplos percursos nas redes de energia elétrica se assemelha a uma distribuição lognormal (GALLI, 2009).

Em (PICORONE; RIBEIRO; CERQUEIRA, 2009),  $g_i(t)$  é uma variável aleatória cuja distribuição de probabilidade é normal, com média igual a  $g_i$  do modelo de canal PLC LIT discutido e variância  $\sigma_{g_i}^2$ , que determina o grau de variabilidade do canal PLC, ou seja,  $g_i(t) \sim \mathcal{N}(g_i, \sigma_{g_i}^2)$ . A Fig. 2 ilustra várias realizações do módulo da resposta em frequência desse modelo, considerando  $g_i(t) \sim \mathcal{N}(g_i, 10^{-4})$ .

É de se esperar que a variação temporal representada pela variância  $\sigma_{g_i}^2$  seja altamente dependente das características dinâmicas das cargas conectadas ao barramento de energia

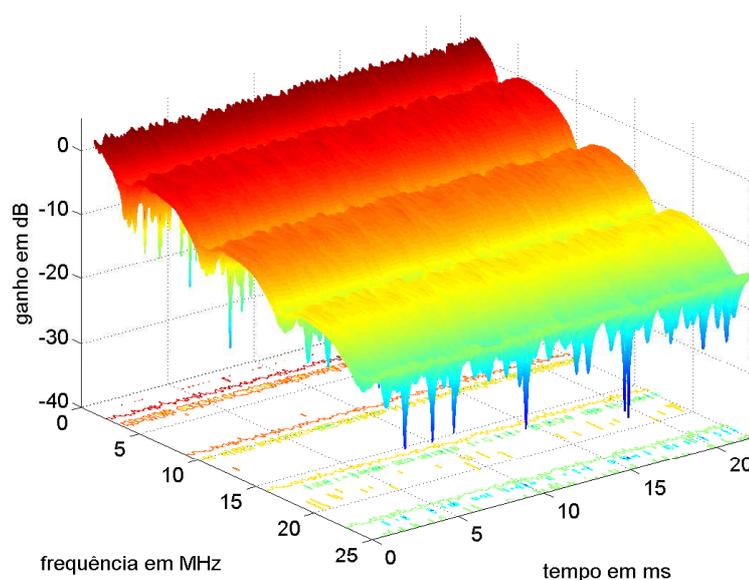


Figura 2: Módulo da resposta em frequência de um canal PLC LVT.

elétrica. Desta forma, seu conhecimento depende basicamente de medidas realizadas nesses barramentos.

Estudos como em (CORRIPIO et al., 2006) mostram que canais PLC, além de variarem com o tempo, podem possuir também variações abruptas de sua resposta em frequência de modo sincronizado com a frequência fundamental dos sistemas de potência (50 ou 60 Hz), em função das características de algumas cargas conectadas na rede elétrica, conforme também verificado em (OLIVEIRA, 2010). Portanto, há necessidade de um modelo que represente tal variação periódica no tempo, como mostrado na Seç. 2.1.1.3.

### 2.1.1.3 Canal PLC Linear e Periodicamente Variante no Tempo (LPVT)

Os canais LPVT exibem uma variação abrupta ciclo-estacionária sincronizada com a frequência fundamental (50 Hz ou 60 Hz) da rede de energia elétrica. Esta variação tem como origem a mudança de estado das cargas conectadas à rede elétrica quando a tensão fundamental está próxima do cruzamento por zero (conversores AC-DC baseados em retificadores, etc). Dessa forma, a resposta ao impulso do canal PLC sofre uma variação ciclo-estacionária, sincronizada com meio período da componente fundamental em sistemas de potência ( $1/2f_o$ ).

Pode-se introduzir o efeito da variação cíclica do canal PLC considerando  $\mathcal{P}_1$  e  $\mathcal{P}_2$  como conjuntos de parâmetros de dois modelos LIT distintos de canais PLC. O canal LPVT é obtido fazendo-se com que  $\mathcal{P}_1$  e  $\mathcal{P}_2$  sejam ciclicamente permutados na eq. (2.8). Dessa forma, o modelo de canal LPVT gera a resposta em frequência de dois canais PLC

LVT distintos,  $H_{LVT,1}(f,t)$  e  $H_{LVT,2}(f,t)$ , 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 LPVT,  $H(f,t)$ , seja ora  $H_{LVT,1}(f,t)$  e ora  $H_{LVT,2}(f,t)$ , ou seja,

$$H(f,t) = \begin{cases} H_{LVT,1}(f,t), & \text{se } \left(\frac{k}{2f_o} - \frac{\varrho}{2}\right) < t < \left(\frac{k}{2f_o} + \frac{\varrho}{2}\right) \\ H_{LVT,2}(f,t), & \text{caso contrário,} \end{cases} \quad (2.9)$$

em que  $k \in \mathbb{N}$  e  $\varrho$  é o intervalo de tempo em que a resposta do canal permanece com os mesmos parâmetros perto da tensão nula da rede elétrica. A Fig. 3 ilustra o comportamento do canal, quando  $\mathcal{P}_1$  é dado pela Tab. 1,  $\mathcal{P}_2$  é dado pela Tab. 2 originada de (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002a), considerando-se a frequência fundamental da rede elétrica  $f_o = 60$  Hz e  $\varrho = 2$  ms.

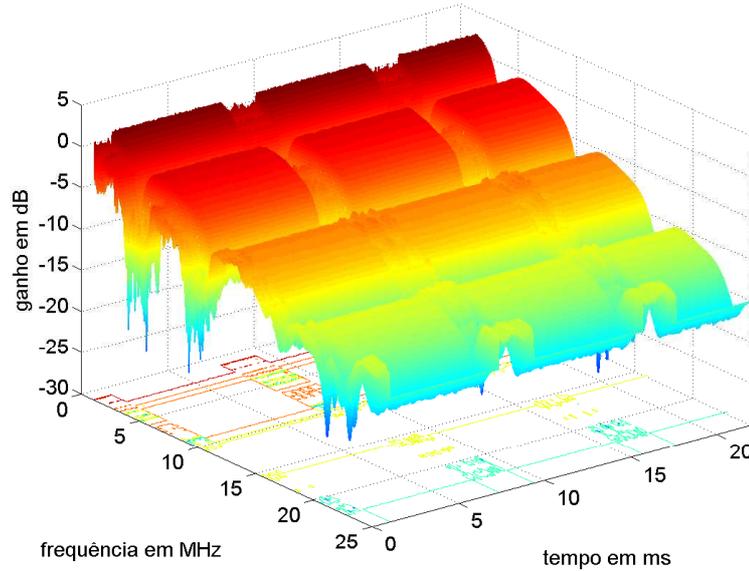


Figura 3: Módulo da resposta em frequência de um canal PLC LPVT.

Tabela 2: Parâmetros do modelo do canal PLC em rede de baixa tensão externa ( $\mathcal{P}_2$ ).

$i$	1	2	3	4	5
$g_i$	0,029	0,043	0,103	-0,058	-0,045
$d_i(m)$	90	102	113	143	148
$i$	6	7	8	9	10
$g_i$	-0,040	0,038	-0,038	0,071	-0,035
$d_i(m)$	200	260	322	411	490
$i$	11	12	13	14	15
$g_i$	0,065	-0,055	0,042	-0,059	0,049
$d_i(m)$	567	740	960	1130	1250
$r = 1$	$a_0 = 0$		$a_1 = 7,8 \cdot 10^{-10}$		

Por fim, pode-se definir  $0 \leq t \leq T_c$  em que  $T_c$  é o tempo de coerência do canal PLC, ou seja, o intervalo de tempo em que sua resposta ao impulso é considerada constante, o que de acordo com (CORRIPIO et al., 2006) não é inferior a  $600 \mu s$  para canais PLC *indoor*. Entretanto, valores de  $\rho$  e  $T_c$  também são altamente relacionados com o canal PLC, o que pode nos levar a valores diferentes para diferentes tipos de ambientes (externos, internos, embarcados, etc).

Em (CAÑETE et al., 2011), além da forma comutada para representar a variação cíclica dos canais PLC, semelhante a supracitada, foi discutido o caso em que essa variação cíclica se dá de forma harmônica, ambas para o ambiente *indoor* e para a banda de frequência de até 30 MHz.

Uma modelagem para canais PLC *indoor* foi proposta em (BABIC M. HAGENAU; BAUSCH, 2005). Essa modelagem considera o comprimento do condutor relativamente curto, assim não considera a característica de atenuação passa-baixa imposta pelo meio. Além disso, difere da anteriormente apresentada por ser desenvolvida no domínio do tempo. Essa modelagem é apresentada na Seç. 2.1.1.4.

#### 2.1.1.4 Modelo de canal PLC indoor

Para a geração dos modelos de CIR em redes de energia elétrica *indoor* é considerada a existência de  $P$  percursos para o sinal. Inicialmente é considerado que cada um desses percursos são representados por impulsos de Dirac, igualmente espaçados, sobre a duração  $T_h$  da CIR, ou seja, considera-se que o  $i$ -ésimo impulso de Dirac esteja localizado no tempo

$$t_i = \frac{T_h}{P-1}i, \quad i = 0, 1, \dots, P-1 \quad (2.10)$$

O modelo assume que as amplitudes dos impulsos decaem exponencialmente da maior amplitude  $b_0$  até o valor mínimo  $b_1$ . Dessa forma, no primeiro passo do procedimento de geração do modelo de canal no domínio do tempo, tem-se

$$h_1[t_i] = b_0 \left( \frac{b_1}{b_0} \right)^{\frac{t_i}{T_h}}, \quad (2.11)$$

O segundo passo é obter  $h_2[t_i]$ , escolhendo de forma aleatória a polaridade dos valores

não nulos de  $h_1[t_i]$ , exceto o primeiro e o último, ou seja,

$$h_2[t_i] = \begin{cases} b_0, & t_i = 0 \\ B_i h_1[t_i], & \text{para } i = 1, \dots, P - 2 \\ b_1, & t_i = T_h \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (2.12)$$

em que  $B_i \in [-1, 1]$  é uma variável aleatória uniformemente distribuída. Essa aleatoriedade das fases dos impulsos imposta pelo modelo busca representar a situação momentânea das cargas no barramento, ou seja, o estado ligado ou desligado dos equipamentos elétricos ligados na rede de energia elétrica.

No terceiro passo, aplica-se um deslocamento no tempo, também de forma aleatória, dos impulsos  $2, 3, \dots, P - 1$  de  $h_2$ . O intervalo temporal de deslocamento permitido para os impulsos é dado por

$$\Delta t = \pm \frac{1}{2} \frac{T_h}{P - 1} k_s, \quad (2.13)$$

em que o fator  $0 < k_s < 1$  indica o valor absoluto da máxima variação admitida. Consequentemente, no terceiro passo é obtido a CIR dada por

$$h_3[t_i] = \begin{cases} h_2[0], & t_i = 0 \\ h_2[t_j], & t_i = K_j + t_j, \quad j = 1, 2, \dots, P - 2 \\ h_2[T_h], & t_i = P - 1 \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (2.14)$$

em que  $K_j \in [-\Delta t, +\Delta t]$  é uma variável aleatória uniformemente distribuída.

Finalmente, toda a resposta ao impulso obtida no passo anterior é atrasada de  $t_0$ , representando o atraso do menor percurso, ou seja,

$$h_4[t_i] = h_3[t_i - t_0]. \quad (2.15)$$

O procedimento descrito para gerar os canais no domínio do tempo é denominado nesse trabalho de  $\text{gcdt}(N_p, T_h, b_0, b_1, t_0, k_s)$ , no qual são explicitados os seis graus de liberdades do modelo.

Aplicando-se a transformada de Fourier na eq. (2.15) obtém-se  $H_4(f)$ , ou seja, o modelo da resposta em frequência do canal de comunicação PLC *indoor*.

A Fig. 4 retrata as saídas obtidas durante uma realização do procedimento para gerar

o modelo de canal PLC quando se adota os valores referentes ao modelo 1 de (BABIC M. HAGENAU; BAUSCH, 2005).

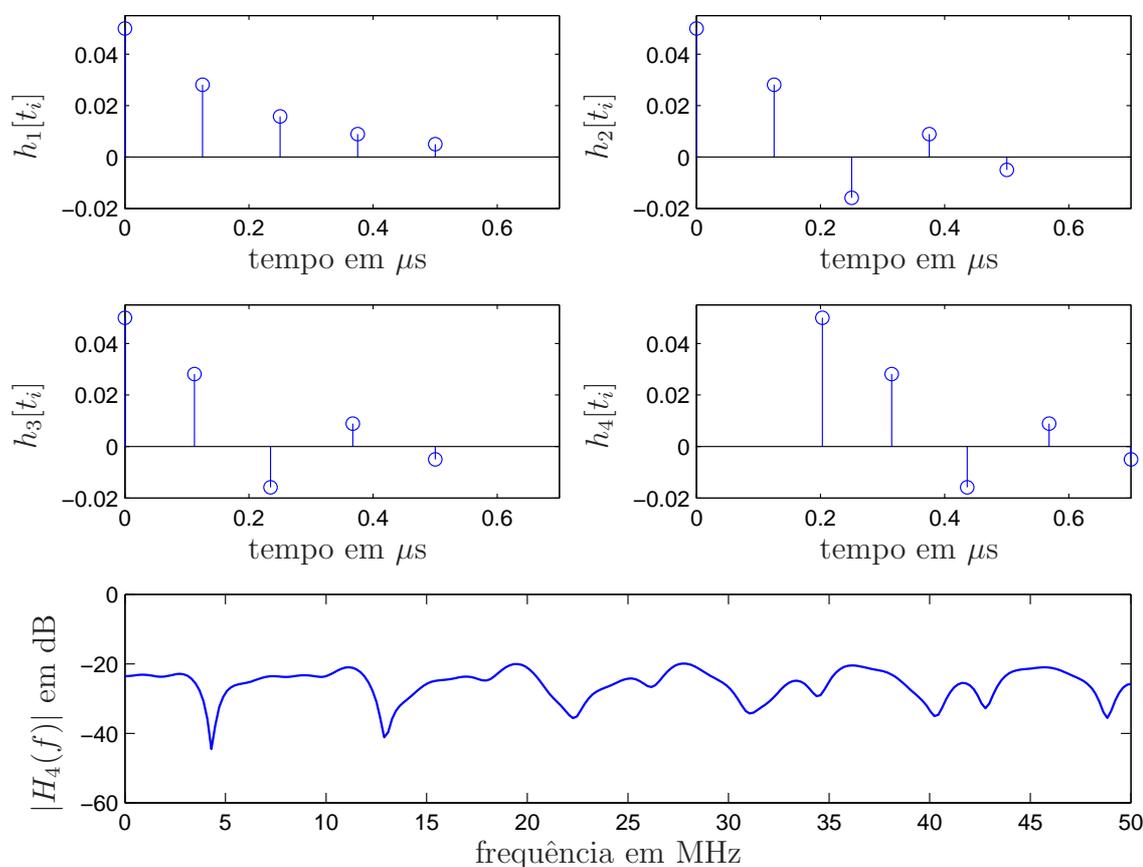


Figura 4: Evolução do procedimento de geração do canal PLC e CFR final baseado no domínio do tempo -  $\text{gcdt}(5, 0, 5\mu s, 0, 05, 0, 005, 0, 2\mu s, 0, 9)$ .

Esse modelo, embora seja adequado para representar o canal PLC *indoor*, não é apropriado para canais PLC *outdoor*, pois não considera a características de filtragem passa-baixa imposta pelos elementos da rede de energia elétrica nesse ambiente.

Na Seç. 2.1.2 é apresentado o modelo de ruído presente no ambiente PLC.

### 2.1.2 Ruído na Rede de Energia Elétrica

Assim como no caso dos canais PLC, diversos trabalhos foram conduzidos com objetivo de analisar e classificar o ruído presente na rede de energia elétrica (TANAKA, 1988; BROWN, 1998; BURR; REED; BROWN, 1998; HOOLJEN, 1998; NGUIMBIS; JIANG; CHENG, 2000; ZIMMERMANN; DOSTERT, 2000; DOSTERT, 2001; ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002b; HORMIS; BERENQUER; WANG, 2006). Há um consenso que os ruídos aditivos presentes na rede de energia elétrica podem ser classificados em (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002a):

- 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 de tempo de microssegundos. Em (PHILIPPS, 1999) a densidade espectral de potência (PSD, do inglês, *power spectral density*) do ruído colorido presente nas redes de energia elétrica *indoor*, considerando a banda de frequência de até 30 MHz, foi aproximada por uma função linear por partes e cada parte (sub-banda) foi modelada como um ruído branco e Gaussiano, cuja variância é igual aquela medida.

O ruído impulsivo presente no canal PLC é caracterizado pela envoltória que delimita a sua ocorrência. A Fig. 5 mostra a envoltória do ruído impulsivo em que  $t_{arr,r} = 1/2f_o$  é o tempo de chegada dos impulsos sincronizados com a rede de energia elétrica ( $f_o = 60$  Hz),  $t_{arr,s}$  é uma variável aleatória que representa o tempo de chegada do ruído impulsivo aperiódico e  $t_{w,s}$  é a duração de cada rajada de ruído impulsivo periódico síncrono e aperiódico.

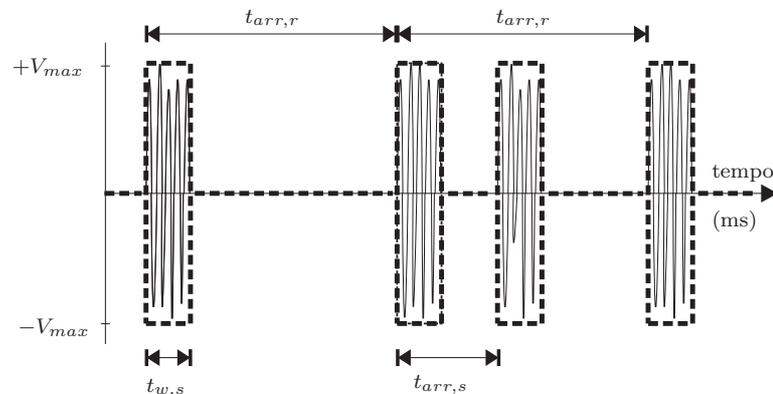


Figura 5: Características do envelope do ruído impulsivo na saída do canal PLC.

Segundo (HORMIS; BERENQUER; WANG, 2006),  $t_{w,s} = 100 \mu s$  e  $t_{arr,s}$  é uma variável aleatória exponencial com  $\mu = 100$  ms. Para os canais PLC, um modelo simplificado do

ruído aditivo e impulsivo na saída do canal, no domínio do tempo discreto, baseado em (HORMIS; BERENQUER; WANG, 2006) e em (PICORONE, 2009) é dado por

$$v[n] = v_{fundo}[n] + v_{ps}[n] + v_{imp}[n], \quad (2.16)$$

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.  $v_{fundo}[n] \sim \mathcal{N}(0, \sigma_v^2)$  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 de energia elétrica. Finalmente,  $v_{imp}[n] \sim \mathcal{N}(0, 100\sigma_v^2)$  representa o ruído impulsivo assíncrono, que pode ser considerado como a soma de todos os ruídos assíncronos com a fundamental da rede de energia elétrica. Esta modelagem para o ruído aditivo é adequada para ilustrar o pior caso, visto que o ruído aditivo impulsivo é modelado como ruído branco. Este modelo é denominado de ruído Gaussiano impulsivo aditivo (AIGN, do inglês, *additive impulsive gaussian noise*) (PICORONE, 2009).

## 2.2 Sistemas de Comunicação PLC

Os sistemas de comunicação PLC frequentemente estudados fazem uso de técnicas de transmissão em blocos. Essa técnica é utilizada com a finalidade de segmentar os dados em blocos antes de enviá-los ao canal de comunicação. Esses blocos segmentados são enviados ao receptor de forma contínua, bloco a bloco, o que denominamos de transmissão em blocos, ou por blocos. Duas estratégias largamente utilizadas que fazem uso da transmissão em blocos são apresentadas: modulação monoportadora e modulação multiportadora.

A modulação monoportadora apresentada, denominada nesse trabalho de SC-CP, é considerada como sendo um sistema de transmissão por blocos serial, enquanto a modulação multiportadora analisada, OFDM, é considerada como sendo um sistema de transmissão por blocos paralela.

### 2.2.1 Modulação monoportadora em sistemas PLC

Na modulação monoportadora, os dados binários que compõem a informação são agrupados de forma a se obter a cada  $T_s$  segundos um subsímbolo de informação. A transmissão de cada um desses subsímbolos é realizada por meio da modulação de uma

única portadora. O sinal transmitido na banda passante pode ser representado por:

$$s_{sc}(t) = \text{Re}\{m(t)e^{j2\pi f_c t}\}, \quad (2.17)$$

em que  $f_c$  representa a frequência da portadora para a transmissão,  $\text{Re}\{\cdot\}$  denota a parte real do argumento e  $m(t)$  representa a envoltória complexa de  $s_{sc}(t)$ , que pode ser expressa por:

$$m(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_i p(t - nT_s), \quad (2.18)$$

em que  $T_s$  é o período do subsímbolo,  $d_i \in \{a_i + jb_i\}_{i=1}^{\mathcal{M}}$ ,  $a_i \in \mathbb{R}$  e  $b_i \in \mathbb{R}$  representam o ponto na constelação do sistema de modulação transmitido no  $i$ -ésimo intervalo de sinalização do canal de comunicação;  $p(t)$  denota o pulso formatador do sinal na transmissão. Por outro lado, se a transmissão dá-se na banda base, como é o caso em PLC, então o sinal transmitido é  $m(t)$ . Considerando o uso de formatadores de pulsos de Nyquist, a largura de banda ocupada por esse sistema de transmissão monoportadora pode ser considerada como (HAYKIN, 2004):

$$B_{sc} = \frac{1}{2T_s}. \quad (2.19)$$

Consideremos um sistema de transmissão em banda base no domínio do tempo discreto que transmite um símbolo a cada  $T_b$  segundos. Nesse sistema, cada símbolo é composto por  $K$  subsímbolos, espaçados de  $T_s$  segundos, e pertencentes a uma constelação cuja cardinalidade é  $\mathcal{M}$ . Nesse símbolo,  $M \leq K$  subsímbolos são responsáveis por transportar os dados binários que compõem a informação, carregando cada um  $\log_2 \mathcal{M}$  bits de dados. Pode-se representar o  $i$ -ésimo vetor de informação a ser transmitida por:

$$\mathbf{x}_i = [x_i(0) \ x_i(1) \ \dots \ x_i(M-1)]^T, \quad (2.20)$$

em que cada elemento deste vetor representa um subsímbolo mapeado na constelação do esquema de modulação escolhido e  $(\cdot)^T$  representa o operador transposto.

Para a informação ser transmitida, um intervalo de guarda de comprimento  $L_{cp}$  é adicionado ao vetor  $\mathbf{x}_i$  com a finalidade de eliminar a interferência entre blocos (IBI, do inglês, *inter block interference*) (HAYKIN, 2004). Para que essas interferências sejam eliminadas adota-se  $L_{cp} \geq L - 1$ , em que  $L$  representa o comprimento efetivo da resposta ao impulso do canal de comunicação PLC. O intervalo de guarda pode ser formado pelo preenchimento de zeros (*zero padding*) ou pela extensão cíclica do símbolo. No primeiro

caso, a inserção de zeros é feita no final de cada símbolo. No segundo caso, o intervalo de guarda é acrescentado no início de cada símbolo (prefixo cíclico) ou no final de cada símbolo (sufixo cíclico). Nesse trabalho foi utilizado como intervalo de guarda o prefixo cíclico (*cyclic prefix*). Dessa forma, o sistema monoportadora estudado recebeu a denominação de monoportadora com prefixo cíclico (SC-CP). Conseqüentemente, o vetor representando o  $i$ -ésimo símbolo SC-CP pode ser dado:

$$\mathbf{x}_i^{cp} = [x_i(M - L_{cp}), x_i(M - L_{cp} + 1), \dots, x_i(M - 1), \mathbf{x}_i^T]^T, \quad (2.21)$$

em que o  $x_i(j)$  é o  $j$ -ésimo coeficiente do vetor  $\mathbf{x}_i \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ . O símbolo SC-CP também pode ser representado por (DAVID, 2007):

$$\mathbf{x}_i^{cp} = \mathbf{M}_{cp} \mathbf{x}_i, \quad (2.22)$$

em que  $\mathbf{M}_{cp}$  é a matriz que insere o prefixo cíclico definida por:

$$\mathbf{M}_{cp} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{L_{cp} \times (M - L_{cp})} & \mathbf{I}_{L_{cp}} \\ & \mathbf{I}_M \end{bmatrix}, \quad (2.23)$$

em que  $\mathbf{0}_{a \times b}$  é uma matriz de zeros com as dimensões dadas pelo subscrito e  $\mathbf{I}_a$  é uma matriz identidade de dimensão  $a$ .

Para o SC-CP, a matriz de transmissão (MARTINS, 2011) pode ser definida como:

$$\mathbf{T}_{cp}^{sc} \triangleq \mathbf{M}_{cp}. \quad (2.24)$$

Então, pode-se equacionar a transmissão do SC-CP como:

$$\mathbf{x}_i^{cp} = \mathbf{T}_{cp}^{sc} \mathbf{x}_i. \quad (2.25)$$

Para a transmissão do sinal pelo canal PLC, o vetor  $\mathbf{x}_i^{cp}$  é convertido numa sequência  $\{x_i[n]\}$ , a qual é expressa por:

$$x_i[n] = \sum_{j=0}^{M+L_{pc}-1} x_i^{cp}(j) \delta(n - i(M + L_{pc}) - j). \quad (2.26)$$

Assumindo que o período de amostragem é  $T_s$  segundos, tal que  $T_s = \frac{1}{2B}$ , em que  $B$  é a largura de banda do canal de comunicação em Hertz (Hz), pode-se expressar a sequência

de dados a ser transmitida no tempo contínuo como:

$$x_i(t) = \sum_{j=0}^{M+L_{pc}-1} x_i(j)\delta(t - iT_b - jT_s), \quad (2.27)$$

em que  $T_b = (M + L_{pc})T_s$  representa a duração do bloco formado pelos símbolos transmitidos.

Considerando a concatenação de infinitos símbolos SC-CP, tem-se

$$\begin{aligned} x(t) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} x_i(t) * p(t) \\ &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{M+L_{pc}-1} x_i(j)\delta(t - iT_b - jT_s) * p(t) \\ &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{M+L_{pc}-1} x_i(j)p(t - iT_b - jT_s), \end{aligned} \quad (2.28)$$

que representa o sinal na saída do conversor digital-analógico (DAC, do inglês, *digital-to-analog converter*). Em seguida, o sinal da saída do DAC é aplicado ao canal PLC. Note que  $p(t)$  é o formatador do pulso de transmissão.

Observe que o sinal a ser transmitido,  $\mathbf{x}_i^{cp}$ , sinaliza o canal de comunicação  $K = M + L_{cp}$  vezes por símbolo, pois os subsímbolos são transmitidos de forma serial. Ou seja, o bloco transmitido (símbolo) é enviado de forma serial. Com isso, o SC-CP apresentado é considerado como sendo de transmissão por blocos serial.

A taxa de débito binário, vazão dos dados (*throughput*), e a taxa de sinalização do canal são, respectivamente:

$$R_d^{sc-cp} = \frac{Mb}{T_b} \quad [\text{bps}] \quad (\text{bits por segundo}) \quad (2.29)$$

$$R_s^{sc-cp} = \frac{M + L_{cp}}{T_b} \quad [\text{Bd}] \quad (\text{baud rate}) \quad (2.30)$$

Considere agora um canal de comunicação,  $h_c(t)$ , cuja resposta ao impulso seja linear e invariante no tempo durante o período de símbolo. Além disso, considere  $p_c(t)$  como sendo o filtro de recepção casado com o filtro de transmissão e que o critério para o canal ideal de Nyquist seja satisfeito. Dessa forma, a saída do canal PLC após o filtro casado e

corrompida por ruído aditivo,  $v_r(t)$ , é expressa por:

$$\begin{aligned} y(t) &= \tilde{y}(t) + \tilde{v}(t) \\ &= x(t) * h_c(t) * p_c(t) + v_r(t) * p_c(t), \end{aligned} \quad (2.31)$$

em que  $*$  representa o operador convolução. Então,

$$\begin{aligned} y(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{M+L_{pc}-1} x_i(j) p(\tau - iT_b - jT_s) h_c(\alpha - \tau) d\tau \right] p_c(t - \alpha) d\alpha + \\ &\quad + \int_{-\infty}^{\infty} v_r(\tau) p_c(t - \tau) d\tau \\ &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{M+L_{pc}-1} x_i(j) \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} p(\tau - iT_b - jT_s) h_c(\alpha - \tau) p_c(t - \alpha) d\tau d\alpha + \\ &\quad + \int_{-\infty}^{\infty} v_r(\tau) p_c(t - \tau) d\tau \\ &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{M+L_{pc}-1} x_i(j) h_{eq}(t - iT_b - jT_s) + v(t). \end{aligned} \quad (2.32)$$

Amostrando-se  $y(t)$  a cada  $T_s$  segundos e assumindo-se sincronização perfeita, o sinal recebido no domínio do tempo discreto passa a ser considerado como:

$$\begin{aligned} y[k] &= y(t)|_{t=kT_s} \\ &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{M+L_{pc}-1} x_i(j) h_{eq}[k - i(M + L_{pc}) - j] + v[k]. \end{aligned} \quad (2.33)$$

Note que  $y[k]$  representa o sinal na saída do conversor analógico-digital (ADC, do inglês, *analog-to-digital converter*).

Considerando que  $\{h_{eq}[k - i(M + L_{pc}) - j]\}$  representa a resposta ao impulso do equivalente do canal LIT discreto atrasada de  $i(M + L_{pc}) + j$  amostras, então sua nova representação vetorial, considerando o atraso de zero amostras é  $\mathbf{h}_{eq} = [h(0) \ h(1) \ \dots \ h(L-1)]^T$ . Como  $L_{cp} \geq L - 1$ , esse canal pode ser representado por uma matriz *Toeplitz*, quadrada, de dimensão  $M + L$ , cuja primeira coluna é  $[h_0 \ h_1 \ \dots \ h_{L-2} \ h_{L-1} \ \underbrace{0 \ \dots \ 0}_{M-L}]^T$ , ou

seja,

$$\mathcal{H} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & h_0 & 0 & \cdots & 0 \\ h_{L-1} & \cdots & \ddots & \cdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & h_{L-1} & \cdots & h_0 \end{bmatrix}. \quad (2.34)$$

Assumindo sincronização perfeita no receptor, constitui-se, a partir das amostras de  $y[k]$ , o vetor  $\mathbf{y}_i^{cp} = \tilde{\mathbf{y}}_i^{cp} + \mathbf{v}_i^{cp}$ , em que  $\tilde{\mathbf{y}}_i^{cp}$  representa o vetor na saída do canal e  $\mathbf{v}_i^{cp}$  o vetor do ruído aditivo, gaussiano, com média nula e matriz de covariância  $\mathbf{K}_{\mathbf{v}^{cp}} = \sigma^2 \mathbf{I}_{M+L}$ . O vetor  $\tilde{\mathbf{y}}_i^{cp}$  representa a convolução do canal PLC com o sinal transmitido, e pode ser representado por:

$$\tilde{\mathbf{y}}_i^{cp} = \mathcal{H} \mathbf{x}_i^{cp} + \mathcal{H}_{iis} \mathbf{x}_{i-1}^{cp}. \quad (2.35)$$

Logo,

$$\mathbf{y}_i^{cp} = \mathcal{H} \mathbf{x}_i^{cp} + \mathcal{H}_{iis} \mathbf{x}_{i-1}^{cp} + \mathbf{v}_i^{cp}. \quad (2.36)$$

A matriz  $\mathcal{H}_{iis}$  representa a incidência da IIS, e tem a forma de uma matriz *Toeplitz*, quadrada, triangular superior, com dimensão igual a  $M + L$  e sua primeira linha é dada por  $[\underbrace{0 \dots 0}_{M-L+1} h_{L-1} \dots h_1]$ , ou seja:

$$\mathcal{H}_{iis} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & h_{L-1} & \cdots & h_1 \\ \vdots & \ddots & 0 & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \ddots & \ddots & h_{L-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

O prefixo cíclico de cada símbolo recebido é descartado utilizando-se a matriz  $\bar{\mathbf{M}}_{cp}$  que tem a forma

$$\bar{\mathbf{M}}_{cp} = [\mathbf{0}_{M \times L_{cp}} \quad \mathbf{I}_M]. \quad (2.38)$$

O resultado dessa operação é o vetor  $\mathbf{y}_i \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  dado por:

$$\mathbf{y}_i = \bar{\mathbf{M}}_{cp} \mathbf{y}_i^{cp} \quad (2.39)$$

$$= \bar{\mathbf{M}}_{cp} \mathcal{H} \mathbf{x}_i^{cp} + \bar{\mathbf{M}}_{cp} \mathcal{H}_{iis} \mathbf{x}_{i-1}^{cp} + \bar{\mathbf{M}}_{cp} \mathbf{v}_i^{cp}. \quad (2.40)$$

Após o descarte do prefixo cíclico é aplicada a transformada discreta de Fourier (DFT - do inglês, *discrete Fourier transform*) normalizada no sinal, o que resulta em

$$\mathbf{Y}_i = \mathcal{F}_M \mathbf{y}_i \quad (2.41)$$

$$= \mathcal{F}_M \bar{\mathbf{M}}_{cp} \mathcal{H} \mathbf{x}_i^{cp} + \mathcal{F}_M \bar{\mathbf{M}}_{cp} \mathcal{H}_{iis} \mathbf{x}_{i-1}^{cp} + \mathcal{F}_M \bar{\mathbf{M}}_{cp} \mathbf{v}_i^{cp}, \quad (2.42)$$

em que  $\mathcal{F}_M$  representa a matriz dada por  $\mathcal{F}_M = \frac{1}{\sqrt{M}} \mathbf{W}_M$ ,

$$\mathbf{W}_M = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & W_M^1 & W_M^2 & \dots & W_M^{(M-1)} \\ 1 & W_M^2 & W_M^4 & \dots & W_M^{2(M-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_M^{(M-1)} & W_M^{2(M-1)} & \dots & W_M^{M(M-1)(M-1)} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

é a matriz de DFT de dimensão  $M$  e  $W_M = e^{-j2\pi/M}$  (MITRA, 2006).

Substituindo eq. (2.21) na eq. (2.41), segue

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_i &= \mathcal{F}_M \bar{\mathbf{M}}_{cp} \mathcal{H} \mathbf{M}_{cp} \mathbf{x}_i + \mathcal{F}_M \bar{\mathbf{M}}_{cp} \mathcal{H}_{iis} \mathbf{M}_{cp} \mathbf{x}_{i-1} + \\ &+ \mathcal{F}_M \bar{\mathbf{M}}_{cp} \mathbf{v}_i^{cp}. \end{aligned} \quad (2.44)$$

Uma vez que o descarte do prefixo cíclico no receptor elimina a IIS, e definindo  $\mathcal{H}_C \triangleq \bar{\mathbf{M}}_{cp} \mathcal{H} \mathbf{M}_{cp}$ , além de considerar o ruído na detecção como  $\mathbf{V}_i = \mathcal{F}_M \bar{\mathbf{M}}_{cp} \mathbf{v}_i^{cp}$ , a equação eq. (2.44) pode ser representada por:

$$\mathbf{Y}_i = \mathcal{F}_M \mathcal{H}_C \mathbf{x}_i + \mathbf{V}_i. \quad (2.45)$$

Como consideramos neste trabalho  $L_{cp} \geq L - 1$ , a matriz  $\mathcal{H}_C$  assume a forma de uma

matriz circulante de tamanho  $M \times M$ , ou seja, (MUQUET et al., 2002)

$$\mathcal{H}_C = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \dots & 0 & \dots & h_1 \\ h_1 & h_0 & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & h_1 & \ddots & \vdots & \ddots & h_{L-1} \\ h_{L-1} & \vdots & \ddots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & h_{L-1} & \ddots & h_0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & h_1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & h_{L-1} & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & h_0 \end{bmatrix}. \quad (2.46)$$

Dessa forma, o uso do prefixo cíclico transforma a convolução entre a resposta ao impulso do canal PLC e o sinal transmitido em uma convolução circular. Uma vez que para uma matriz circulante, os autovetores são os vetores da base da DFT, uma matriz circulante pode ser diagonalizada através de uma pré-multiplicação por uma matriz de DFT e em seguida pós-multiplicada por uma matriz da transformada inversa de *Fourier* (IDFT - do inglês, *inverse discrete Fourier transform*) (WANG; GIANNAKIS, 2000), o que nos leva a uma matriz diagonal, quadrada, contendo a CFR do canal LIT.

Com isso, podemos considerar o sinal recebido, logo após a operação da DFT, como

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_i &= \text{diag}\{\mathbf{H}\} \mathcal{F}_M \mathbf{x}_i + \mathbf{V}_i \\ &= \text{diag}\{\mathbf{H}\} \mathbf{X}_i + \mathbf{V}_i, \end{aligned} \quad (2.47)$$

em que  $\mathbf{X}_i$  representa o símbolo SC-CP no domínio da frequência,  $\text{diag}\{\mathbf{a}\}$  representa uma matriz diagonal cujos elementos da diagonal são os coeficientes do vetor  $\mathbf{a}$ , ou caso  $\mathbf{a}$  seja uma matriz,  $\text{diag}\{\mathbf{a}\}$  representa um vetor cujos elementos são os mesmos da diagonal principal da matriz  $\mathbf{a}$  e  $\mathbf{H} = \mathcal{F}_M [\mathbf{h}^T \ \mathbf{0}_{1 \times M-L}]^T$ .

Nesse ponto, a resposta em frequência estimada do equivalente discreto do canal,  $\hat{\mathbf{H}}$ , pode ser obtida por alguma estratégia de estimação de canais. A partir de  $\mathbf{Y}_i$  e  $\hat{\mathbf{H}}$  a estimativa do símbolo transmitido é

$$\hat{\mathbf{x}}_i = \mathcal{F}_M^\dagger \mathcal{W} \mathbf{Y}_i \quad (2.48)$$

$$= \mathcal{F}_M^\dagger \mathcal{W} \text{diag}\{\mathbf{H}\} \mathcal{F}_M \mathbf{x}_i + \mathcal{F}_M^\dagger \mathcal{W} \mathbf{v}_i \quad (2.49)$$

$$= \mathcal{F}_M^\dagger \mathcal{W} \text{diag}\{\mathbf{H}\} \mathbf{X}_i + \mathcal{F}_M^\dagger \mathcal{W} \mathbf{v}_i \quad (2.50)$$

em que  $\mathbf{W} = \text{diag}\{w_0, w_1, \dots, w_{M-1}\}$  é o equalizador linear no domínio da frequência (FDE, do inglês, *frequency domain equalizer*) dependente de  $\hat{\mathbf{H}}$  e  $(\cdot)^\dagger$  representa o operador Hermitiano.

O projeto do equalizador pode ser baseado em diversos critérios, destacando-se o forçador a zero (ZF- do inglês, *zero forcing*) e o MMSE (do inglês, *minimum mean square error*). A principal desvantagem do critério ZF em relação ao MMSE está no fato do primeiro não levar em consideração o efeito do ruído do canal, o que resulta no enriquecimento do ruído (*noise enhancement*), principalmente quando o canal possui vales acentuados em sua resposta em frequência. Quando se obtém uma relação sinal ruído (SNR, do inglês, *signal to noise ratio*) elevada na saída do canal, ambos os equalizadores apresentam o mesmo comportamento. Os coeficientes dos equalizadores, baseados no critério ZF e no critério MMSE, são dados, respectivamente, por (TAJER; NOSRATINIA, 2007):

$$\mathbf{W}_{ZF} = \text{diag}\{\hat{\mathbf{H}}^\dagger\} \quad (2.51)$$

$$\mathbf{W}_{MMSE} = \text{diag}\{\hat{\mathbf{H}}^\dagger\}(\text{diag}\{\hat{\mathbf{H}}^\dagger\hat{\mathbf{H}}\} + \mathbf{\Lambda}^{-1})^{-1} \quad (2.52)$$

em que  $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}\left\{\frac{\sigma_{s,0}^2}{\sigma_{n,0}^2}, \frac{\sigma_{s,1}^2}{\sigma_{n,1}^2}, \dots, \frac{\sigma_{s,M-1}^2}{\sigma_{n,M-1}^2}\right\}$ ,  $\sigma_{s,k}^2$  e  $\sigma_{n,k}^2$  são as variâncias do sinal transmitido e do ruído no  $k$ -ésimo subcanal 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, ela simplifica sobremaneira o processo de obtenção do equalizador quando o ruído é AIGN.

Em seguida, o mapeamento introduzido no lado transmissor é desfeito e, finalmente, o sinal recebido é demodulado e uma estimativa da sequência binária transmitida é obtida.

Definindo-se a matriz de recepção do sistema SC-CP como (MARTINS, 2011),

$$\mathbf{R}_{sc}^{cp} \triangleq \mathcal{F}_M^\dagger \mathbf{W} \mathcal{F}_M \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{M \times L_{cp}} & \mathbf{I}_M \end{bmatrix}, \quad (2.53)$$

pode-se equacionar a recepção do sistema SC-CP como:

$$\hat{\mathbf{x}}_i = \mathbf{R}_{sc}^{cp} \mathbf{y}_i^{cp}. \quad (2.54)$$

O diagrama em blocos representando o sistemas SC-CP, baseado nos equacionamentos apresentados neste capítulo, está representado na Fig. 6.

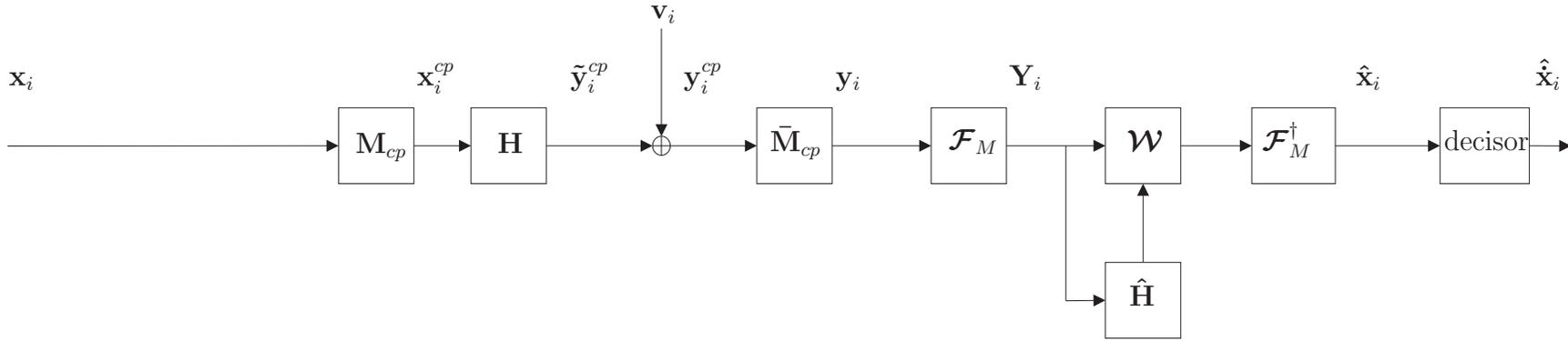


Figura 6: Diagrama em blocos do sistema SC-CP

$$\hat{\mathbf{x}}_i = \underbrace{\mathcal{F}_M^\dagger \mathcal{W} \mathcal{F}_M}_{\mathbf{Y}_i \text{ eq. (2.41)}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0}_{M \times L_{cp}} & \mathbf{I}_M \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}_i \text{ eq. (2.39)}} \mathbf{y}_i^{cp}. \quad (2.55)$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{\hat{\mathbf{x}}_i \text{ eq. (2.48)}}$

### 2.2.2 Modulação multiportadora em sistemas PLC

Como visto na seção 2.2.1, na modulação monoportadora os dados são transmitidos de forma serial pelo canal de comunicação através da modulação de uma única portadora, a uma taxa de sinalização de  $R_s^{sc-cp}$  subsímbolos por segundos. Nesse sistema, cada subsímbolo ocupa uma largura de banda igual a  $B_{sc}$ , vide eq. (2.19).

Consideremos agora um sistema de modulação multiportadora, que tem disponível a mesma largura de banda e que possui a mesma taxa de débito binário do sistema de transmissão monoportadora SC-CP eq. (2.29), ou seja,  $R_d^{mp} = R_d^{sc-cp}$ .

Da mesma forma que no SC-CP, nesse novo sistema, os dados binários que chegam ao transmissor são agrupados de forma a se obter a cada  $T_s$  segundos um subsímbolo. Porém, diferentemente do sistema monoportadora, no sistema multiportadora a transmissão de cada um dos subsímbolos é realizada por meio da modulação de uma subportadora distinta. Para se atingir uma eficiência espectral elevada, as subportadoras utilizadas devem possuir uma sobreposição espectral. Para que no receptor seja possível uma separação simples dessas subportadoras é imperativo que elas sejam ortogonais. Um esquema de modulação que cumpre essas condições é chamado de OFDM (LI; STUBER, 2006).

Na OFDM, a transmissão realizada em cada subportadora pode ser vista como uma transmissão utilizando uma única portadora (*single carrier*). Dessa forma, conforme discutido na seção 2.2.1, considerando a transmissão de um único subsímbolo de duração  $T_s$  por uma única subportadora, o sinal transmitido pode ser dado pela eq. (2.17). Considerando também o uso de formatadores de pulsos de Nyquist, a largura de banda ocupada por esse sistema de transmissão com uma única subportadora é a mesma de um sistema SC-PC eq. (2.19), ou seja,

$$B_{sc} = \frac{1}{2T_s}. \quad (2.56)$$

Entretanto, caso se utilize  $M$  subportadoras ortogonais para transmitir essa mesma informação, será necessário uma largura de banda para cada subportadora dada por:

$$B_{sp} = \frac{B_{sc}}{M}, \quad (2.57)$$

pois, como foi dito, para efeito de comparação, temos disponível apenas a mesma largura de banda do sistema de transmissão monoportadora SC-CP. Dessa forma, observa-se que houve uma redução por um fator igual a  $M$  da taxa de sinalização de cada subportadora da OFDM, implicando no aumento da duração dos pulsos transmitidos por cada

subportadora. Com isso, a duração do símbolo OFDM pode ser expressa por:

$$T = MT_s, \quad (2.58)$$

enquanto a largura de banda de um sistema de transmissão OFDM pode ser dada por:

$$B_{ofdm} = MB_{sp} = B_{sc}. \quad (2.59)$$

Embora a largura de banda ocupada por um símbolo OFDM seja a mesma daquela ocupada por um símbolo SC-CP, a duração do subsímbolo OFDM transmitido é  $M$  vezes maior do que a do subsímbolo SC-CP. Essa constatação faz da OFDM uma técnica muito considerada quando o canal de comunicação apresenta, de forma acentuada, efeitos de espalhamento do sinal, posto que esse efeito é limitado quando os símbolos transmitidos são de longa duração (LI; STUBER, 2006). A Fig. 7 ilustra a transmissão de um símbolo de dados, composto por  $M = 6$  subsímbolos, nos sistemas monoportadora e multiportadora. Como pode ser observado, os símbolos ocupam a mesma largura de banda,  $B$ , entretanto, a duração da transmissão de um subsímbolo no sistema multiportadora é  $M$  vezes maior do que no sistema monoportadora (MYUNG; GOODMAN, 2008).

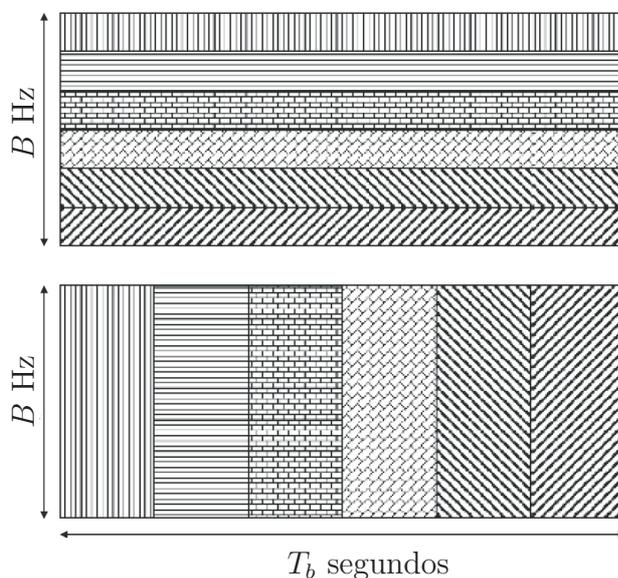


Figura 7: Transmissão de um símbolo OFDM (fig. superior) e SC (fig. inferior) sobre um canal com a mesma largura de banda.

Consideremos um sistema mono-usuário em banda base, no domínio do tempo discreto, baseado na OFDM e que transmite um símbolo a cada  $T_b$  segundos. Nesse sistema, cada símbolo é composto por  $M$  subsímbolos, pertencentes a uma constelação cuja cardinalidade é  $\mathcal{M}$  que, conseqüentemente, modulam  $M$  subportadoras ortogonais;  $M$  subportadoras são responsáveis por transportar os dados binários que compõem a informação,

carregando cada uma  $b = \log_2 \mathcal{M}$  bits de dados. Pode-se representar o vetor de informação a ser transmitido por

$$\dot{\mathbf{X}}_i = [\dot{X}_i(0) \ \dot{X}_i(1) \ \dots \ \dot{X}_i(M-1)]^T, \quad (2.60)$$

em que o elemento  $\dot{X}_i(j)$  desse vetor representa o  $j$ -ésimo subsímbolo, do  $i$ -ésimo símbolo mapeado na constelação do esquema de modulação escolhido.

A representação vetorial do  $i$ -ésimo símbolo OFDM no domínio do tempo discreto é expressa por

$$\mathbf{x}_i = \mathcal{F}_M^\dagger \dot{\mathbf{X}}_i. \quad (2.61)$$

Em alguns sistemas é desejável transmitir o sinal sem utilizar qualquer estágio adicional de modulação, ou seja, na banda base. Para isso, a saída da IDFT deve ter seus coeficientes no domínio do conjunto dos números reais, e não no complexo. Esse sistema, denominado sistema HS-OFDM (*Hermitian symmetric-OFDM*) (PINTO et al., 2011), é obtido gerando-se a partir do vetor de informação  $\dot{\mathbf{X}}_i \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  um novo vetor  $\mathbf{X}_i \in \mathbb{C}^{2M \times 1}$ , de tal forma que  $\mathbf{x}_i = \mathcal{F}_{2M}^\dagger \mathbf{X}_i \in \mathbb{R}$ . Para a obtenção do vetor  $\mathbf{X}_i$  é explorada a propriedade de simetria conjugada, ou simetria hermitiana, da IDFT. Um sinal complexo é hermitiano, ou tem simetria hermitiana, se o módulo do sinal é par e a fase é ímpar. Alternativamente, pode-se dizer que o sinal é simétrico conjugado se a sua parte real for par e a sua parte imaginária for ímpar, ou seja, (LATHI, 2007)

$$\mathbf{X}_i = \{ \mathbf{X}_i \in \mathbb{C}^{N \times 1} \mid \text{Re}\{\mathbf{X}_i\} \text{ é par e } \text{Im}\{\mathbf{X}_i\} \text{ é ímpar} \}, \quad (2.62)$$

em que  $N = 2M$  e  $\text{Re}\{\cdot\}$  e  $\text{Im}\{\cdot\}$  denotam, respectivamente, a parte real e imaginária do argumento. Consequentemente, a aplicação da IDFT de  $N$  pontos em  $\mathbf{X}_i$  gera uma sequência de  $N$  valores reais com a mesma largura de banda ocupada pelos  $M$  valores complexos de  $\dot{\mathbf{X}}_i$ . Com isso, essa transformação ortogonal real é completamente equivalente ao sinal complexo original (BAHAI; SALTZBERG, 2002).

O vetor  $\mathbf{X}_i = [X_i(0) \ X_i(1) \ \dots \ X_i(N-1)]^T$  pode ser obtido a partir do mapeamento dado por (CIOFFI, 1991):

$$X_i(j) = \begin{cases} \text{Re}\{\dot{X}_i(M-1)\} & , j = 0 \\ \dot{X}_i(j-1) & , j = 1, \dots, M-1 \\ \text{Im}\{\dot{X}_i(M-1)\} & , j = M \\ \dot{X}_i^*(j-M-1) & , j = M+1, \dots, N-1 \end{cases}, \quad (2.63)$$

em que  $(\cdot)^*$  representa o conjugado do argumento.

Uma vez que utilizou-se nesse trabalho a modulação OFDM em banda base, o  $i$ -ésimo símbolo OFDM no domínio do tempo discreto, logo após a aplicação da  $N$ -IDFT normalizada, passa a ser considerado como:

$$\mathbf{x}_i = \mathcal{F}_N^\dagger \mathbf{X}_i. \quad (2.64)$$

Em seguida, um prefixo cíclico de comprimento  $L_{pc}$  é inserido no vetor  $\mathbf{x}_i$  com a finalidade de eliminar a IIS (HAYKIN, 2004), além de minimizar a interferência co-canal (ICC) (WANG; LIU, 2003). Para que essas interferências sejam eliminadas adota-se  $L_{pc} \geq L-1$ , em que  $L$  representa o comprimento da resposta ao impulso do canal de comunicação PLC. O símbolo OFDM com o prefixo cíclico é dado por:

$$\mathbf{x}_i^{cp} = \mathbf{M}_{cp} \mathcal{F}_N^\dagger \mathbf{X}_i, \quad (2.65)$$

em que  $\mathbf{M}_{cp}$  é a matriz que insere o prefixo cíclico definida por (DAVID, 2007):

$$\mathbf{M}_{cp} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{L_{cp} \times (N-L_{cp})} & \mathbf{I}_{L_{cp}} \\ & \mathbf{I}_N \end{bmatrix}. \quad (2.66)$$

Neste momento, vale ressaltar que a duração do sinal OFDM, incluindo o prefixo cíclico e o mapeamento, realizado para configurar o sistema como banda base, é dado por:

$$T_b = (N + L_{pc})T_s. \quad (2.67)$$

Definindo-se a matriz de transmissão do sistema OFDM-CP como (MARTINS, 2011),

$$\mathbf{T}_{cp}^{ofdm} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{L_{cp} \times (N-L_{cp})} & \mathbf{I}_{L_{cp}} \\ & \mathbf{I}_N \end{bmatrix} \mathcal{F}_N^\dagger. \quad (2.68)$$

pode-se equacionar a transmissão do sistema OFDM-CP como:

$$\mathbf{x}_i^{cp} = \mathbf{T}_{cp}^{ofdm} \mathbf{X}_i. \quad (2.69)$$

Para a transmissão do sinal pelo canal PLC, o vetor  $\mathbf{x}_i^{cp}$  é convertido numa sequência serial. Agora, considerando a concatenação de infinitos símbolos OFDM, igualmente ao

desenvolvimento apresentado para o caso do SC-CP, obtém-se o sinal no tempo contínuo:

$$x(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{M+L_{pc}-1} x_i^{cp}(j)p(t - iT_b - jT_s), \quad (2.70)$$

Com isso, o sinal no tempo discreto representado pelo vetor  $\mathbf{x}_i^{cp}$  é aplicado ao PLC, logo após ser transformado para uma forma de onda de frequência apropriada e amplificado.

Observe que o sinal a ser transmitido,  $\mathbf{x}_i^{cp}$ , sinaliza o canal de comunicação apenas uma vez por símbolo, pois os subsímbolos são transmitidos de forma paralela pelo sistema. Ou seja, o bloco transmitido (símbolo) é enviado de forma que todos os subsímbolos estejam presentes simultaneamente no meio de comunicação, ou seja, de forma paralela. Com isso, a OFDM-CP apresentado é considerado como sendo um sistema de transmissão por blocos paralelo.

A taxa de débito binário, vazão (*throughput*), e a taxa de sinalização do canal são, respectivamente:

$$R_d^{ofdm-cp} = \frac{Mb}{T_b} \quad [\text{bps}] \quad (2.71)$$

$$R_s^{ofdm-cp} = \frac{1}{T_b} \quad [\text{Bd}] \quad (2.72)$$

Considerando a mesma CIR equivalente, a mesma estatística do ruído e seguindo o mesmo desenvolvimento apresentado em 2.2.1, podemos de uma forma mais resumida equacionar o sinal OFDM-CP na recepção. Observe que, diferentemente do modelo adotado no sistema SC-CP em que o comprimento do sinal transmitido antes do prefixo cíclico vale  $M$ , na OFDM-CP o sinal nesse ponto passa a valer  $N = 2M$ , devido ao fato de estarmos considerando a modulação OFDM em banda base eq. (2.62).

Assumindo sincronização perfeita no receptor, o sinal recebido corrompido pelo efeito do canal e do ruído é dada por (MUQUET et al., 2002):

$$\mathbf{y}_i^{cp} = \mathcal{H}\mathbf{x}_i^{cp} + \mathcal{H}_{iis}\mathbf{x}_{i-1}^{cp} + \mathbf{v}_i^{cp} \quad (2.73)$$

O prefixo cíclico de cada símbolo recebido é descartado utilizando-se a matriz  $\bar{\mathbf{M}}_{cp}$  que na OFDM-CP tem a forma

$$\bar{\mathbf{M}}_{cp} = [\mathbf{0}_{N \times L_{cp}} \quad \mathbf{I}_N]. \quad (2.74)$$

O resultado dessa operação é o vetor  $\mathbf{y}_i \in \mathbb{R}^{N \times 1}$  dado por

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_i &= \bar{\mathbf{M}}_{cp} \mathbf{y}_i^{cp} \\ &= \bar{\mathbf{M}}_{cp} \mathcal{H} \mathbf{x}_i^{cp} + \bar{\mathbf{M}}_{cp} \mathcal{H}_{iis} \mathbf{x}_{i-1}^{cp} + \bar{\mathbf{M}}_{cp} \mathbf{v}_i^{cp} \end{aligned} \quad (2.75)$$

Após o descarte do prefixo cíclico é aplicada a  $N$ -DFT normalizada no sinal, o que resulta em

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_i &= \mathcal{F}_N \mathbf{y}_i \\ &= \mathcal{F}_N \bar{\mathbf{M}}_{cp} \mathcal{H} \mathbf{x}_i^{cp} + \mathcal{F}_N \bar{\mathbf{M}}_{cp} \mathcal{H}_{iis} \mathbf{x}_{i-1}^{cp} + \\ &\quad + \mathcal{F}_N \bar{\mathbf{M}}_{cp} \mathbf{v}_i^{cp}. \end{aligned} \quad (2.76)$$

Substituindo a eq. (2.65) na eq. (2.76), segue

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_i &= \mathcal{F}_N \bar{\mathbf{M}}_{cp} \mathcal{H} \mathbf{M}_{cp} \mathcal{F}_N^{-\dagger} \mathbf{X}_i + \mathcal{F}_N \bar{\mathbf{M}}_{cp} \mathcal{H}_{iis} \mathbf{M}_{cp} \mathcal{F}_N^{-\dagger} \mathbf{X}_{i-1} \\ &\quad + \mathcal{F}_N \bar{\mathbf{M}}_{cp} \mathbf{v}_i^{cp}. \end{aligned} \quad (2.77)$$

Da mesma forma que no SC-PC, o descarte do prefixo cíclico no receptor elimina a IIS, e definindo  $\mathcal{H}_C \triangleq \bar{\mathbf{M}}_{cp} \mathcal{H} \mathbf{M}_{cp}$ , além de considerar o ruído na detecção como  $\mathbf{V}_i = \mathcal{F}_N \bar{\mathbf{M}}_{cp} \mathbf{v}_i^{cp}$ , a equação eq. (2.77) pode ser representada por (MUQUET et al., 2002):

$$\mathbf{Y}_i = \mathcal{F}_N \mathcal{H}_C \mathcal{F}_N^{-\dagger} \mathbf{X}_i + \mathbf{V}_i \quad (2.78)$$

Uma vez que consideramos neste trabalho  $L_{cp} \geq L-1$ , a matriz  $\mathcal{H}_C$  assume a mesma forma de eq. (2.46), uma matriz circulante, exceto pelo tamanho que passa a ser  $N \times N$ . Com isso, o uso do prefixo cíclico transforma a convolução entre a resposta ao impulso do canal de comunicação e o sinal transmitido em uma convolução circular. Como já foi mencionado, uma matriz circulante pode ser diagonalizada através de uma pré-multiplicação por uma matriz DFT e em seguida pós-multiplicada por uma matriz IDFT, isso nos leva a uma matriz diagonal, quadrada, contendo a resposta em frequência do canal discreto. Dessa forma, podemos considerar o sinal recebido, logo após a operação da  $N$ -DFT normalizada, como:

$$\mathbf{Y}_i = \text{diag}\{\mathbf{H}\} \mathbf{X}_i + \mathbf{V}_i. \quad (2.79)$$

Em seguida, após a DFT, a resposta em frequência do equivalente discreto do canal é estimada,  $\hat{\mathbf{H}}$ . A partir de  $\mathbf{Y}_i$  e  $\hat{\mathbf{H}}$  a estimativa do símbolo transmitido é (COLIERI et al.,

2002)

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{X}}_i &= \mathbf{W}\mathbf{Y}_i \\ &= \mathbf{W}\text{diag}\{\mathbf{H}\}\mathbf{X}_i + \mathbf{W}\mathbf{V}_i,\end{aligned}\quad (2.80)$$

em que o equalizador  $\mathbf{W}$  pode ser considerado como descrito na eq. (2.51). Logo, pode-se definir a matriz de recepção do sistema OFDM-CP como (MARTINS, 2011),

$$\mathbf{R}_{cp}^{ofdm} \triangleq \mathbf{W}\mathcal{F}_N \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N \times L_{cp}} & \mathbf{I}_N \end{bmatrix}. \quad (2.81)$$

Então, a recepção do sistema OFDM-CP pode ser expressa por:

$$\hat{\mathbf{X}}_i = \mathbf{R}_{cp}^{ofdm} \mathbf{y}_i^{cp}. \quad (2.82)$$

Em seguida, o mapeamento introduzido no lado transmissor com o objetivo de tornar o sinal transmitido real é desfeito. A estimativa do sinal recebido passa a ser dada pelo vetor  $\hat{\mathbf{X}}_i = [\hat{X}_i(0) \ \hat{X}_i(1) \ \dots \ \hat{X}_i(M-1)]^T$ , cujos coeficientes são expressos por (CIOFFI, 1991):

$$\hat{X}_i(k) = \begin{cases} \hat{X}_i(k+1) & , k = 0, \dots, M-2 \\ \hat{X}_i(0) + j\hat{X}_i(M) & , k = M-1. \end{cases} \quad (2.83)$$

Finalmente, o sinal recebido é demodulado e uma estimativa da sequência binária transmitida é obtida. O diagrama em blocos representando o sistema OFDM-CP, baseados nos equacionamentos apresentados neste capítulo, é ilustrado na Fig. 8.

Nesse trabalho é utilizada apenas a estratégia de transmissão em blocos multiportadora. Assim sendo, toda referência que se fizer relativa ao esquema de modulação trata-se da OFDM-CP.

A seguir, é apresentada uma revisão bibliográfica sobre os estimadores de canais PLC com uma maior atenção aos estimadores supervisionados.

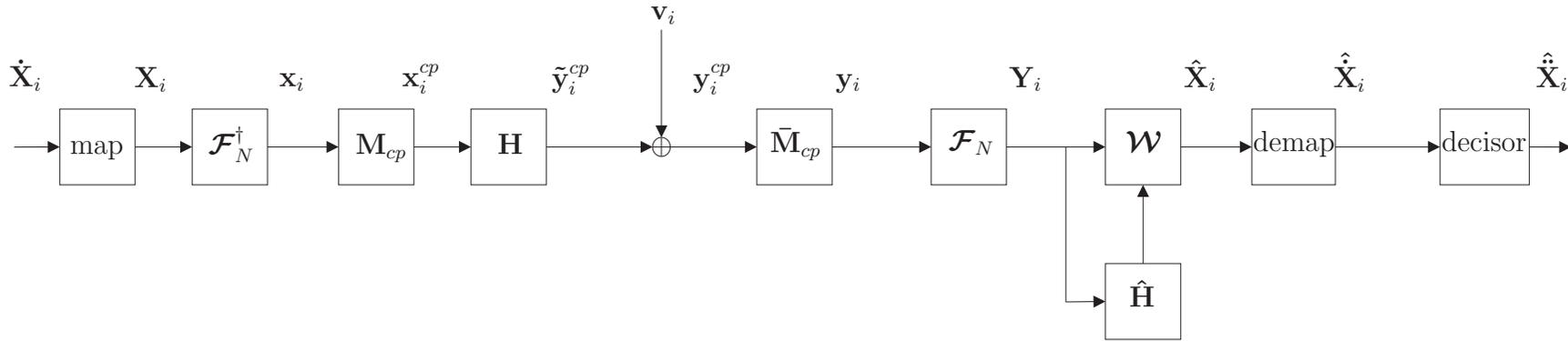


Figura 8: Diagrama em blocos do sistema OFDM-CP

$$\hat{\hat{\hat{\mathbf{X}}}}_i = \underbrace{\mathcal{W} \mathcal{F}_N \left[ \underbrace{\mathbf{0}_{N \times L_{cp}} \quad \mathbf{I}_N}_{\mathbf{y}_i \text{ eq. (2.75)}} \right]}_{\mathbf{Y}_i \text{ eq. (2.76)}} \mathbf{y}_i^{cp} \quad (2.84)$$

$$\underbrace{\hspace{10em}}_{\hat{\mathbf{x}}_i \text{ eq. (2.80)}}$$

### 2.3 Estimadores de canais PLC

Devido a similaridade entre OFDM-CP e SC-CP com a equalização realizada no domínio da frequência, o mesmo conceito de estimação de canais pode ser usado. Nos dois casos, modulações monoportadora e multiportadora, símbolos piloto são periodicamente inseridos no fluxo de dados. A taxa de inserção desses símbolos piloto está relacionada com a tolerância do erro de fase do sistema de comunicação considerado e igualmente a tolerância à rotação de fase devido ao desvio Doppler máximo, durante o intervalo de tempo entre dois símbolos piloto.

As estratégias de estimação dos canais PLC se dividem basicamente em dois grupos: estimação não supervisionada ou cega (*blind*) e estimação supervisionada. Uma técnica híbrida, denominada de semi-cega (*semi-blind*) também é bastante utilizada. Ela parte de uma estratégia supervisionada para se obter uma estimativa inicial do canal e, em seguida, aplica a estratégia não supervisionada para refinar a estimativa inicial (DEGARDIN; LIENARD; DEGAUQUE, 2004; WAN; ZHU; SWAMY, 2010).

#### 2.3.1 Estimadores de canal PLC não-supervisionados

O grupo de estimadores baseado na técnica não supervisionada explora as estatísticas do sinal recebido, o que requer uma grande quantidade de dados recebidos para se obter a CFR ou CIR, implicando numa degradação do desempenho dos estimadores quando o canal apresenta rápidas variações temporais (OZDEMIR M.K.; ARSLAN, 2007). Em (RAUGI; TUCCI, 2006; TUCCI et al., 2007, 2008; MUSOLINO; RAUGI; TUCCI, 2008; LAGUNA-SANCHEZ; BARRON-FERNANDEZ, 2009; DIAS et al., 2010) é analisado o problema de estimação de canais PLC de forma cega utilizando a OFDM.

#### 2.3.2 Estimadores de canal PLC supervisionados

A estimação supervisionada utiliza o conhecimento de parte ou de toda informação contida em um símbolo transmitido. Uma destas estratégias amplamente aplicada é aquela baseada na inserção de sinais pilotos no símbolo, conhecida como PSAM (BUECHE et al., 2004; CORLAY et al., 2007; CORTES; TONELLO; DIEZ, 2007; MO et al., 2009; BUECHE et al., 2009; PICORONE; RIBEIRO; CERQUEIRA, 2009). Nesta técnica, um símbolo completo (técnica *block-type*) ou parte dele (técnica *comb-type*), conhecido *a priori* pelo receptor, é transmitido de tal forma que o receptor possa estimar a CFR. A precisão da estimativa pode ser incrementada ao aumentar a densidade dos pilotos, aumentando-se assim o

*overhead* e, conseqüentemente, reduzindo a eficiência espectral do esquema de modulação (OZDEMIR M.K.; ARSLAN, 2007).

A geometria adotada para a alocação de pilotos nestes símbolos interfere de forma decisiva na qualidade da estimativa do canal. As disposições dos pilotos dentro dos símbolos dependem principalmente das características do meio de comunicação. Canais de comunicação que exibem CIR LIT podem ser estimados uma única vez. Nesses casos, uma geometria muito utilizada para alocar os pilotos é a denominada *block-type* (COLIERI et al., 2002), em que os sinais piloto são inseridos como um símbolo completo. Mesmo que a CIR sofra pequenas variações no transcorrer do tempo, ainda pode-se utilizar a estratégia *block-type* com bons resultados. Para tanto, deve-se repetir o procedimento de estimação enviando periodicamente um símbolo completo de pilotos, de acordo com o tempo de coerência do canal.

Uma outra estratégia de alocação de pilotos muito utilizada é a *comb-type* (HSIEH; WEI, 1998). Esta técnica vem como resposta ao problema de se estimar canais de comunicação que sofrem frequentes variações temporais em sua CIR. Nesta estratégia, os símbolos combinam dados e pilotos. Desta forma, são realizadas estimativas constantes da resposta ao impulso do canal, permitindo ao receptor se adequar às variações do meio de comunicação de uma forma mais rápida. Diferentemente da técnica *block-type*, a *comb-type* requer um procedimento extra para se obter a resposta completa do canal quando se utiliza a OFDM, visto que nesta abordagem apenas algumas subportadoras são utilizadas como sinal piloto.

Entretanto, deve-se observar que quando se escolhe a estratégia *comb-type* em sistemas baseados na OFDM, um número maior de subportadoras de dados é conseguido, devido à diminuição do número de subportadoras pilotos no símbolo. Neste caso, é esperada uma estimativa de menor qualidade da resposta em frequência do canal nas posições em que não foram transmitidos os pilotos, pois esses pontos são obtidos através de técnicas de interpolação. A técnica de se estimar a resposta em frequência nas posições ocupadas por pilotos e, posteriormente, obter a resposta em frequência nas posições restantes através de interpolação é uma estratégia muito comum e bastante flexível. Diversas combinações de estimador-interpolador são possíveis, tais como o uso de estimador adaptativo ou não-adaptativo e interpolador linear ou não linear (TANG; LAU; BRODERSEN, 2002; TAKAOKA; ADACHI, 2004; DONG; LU; SOONG, 2007).

Tanto a técnica *block-type* quanto a *comb-type* podem ser implementadas aproveitando algum conhecimento prévio das características do canal de comunicação, que pode

ser obtido através de um canal de retorno ou mesmo por estudos estatísticos conduzidos na fase de projeto sobre o meio de comunicação. Caso seja possível trabalhar com um canal de retorno, pode-se pensar em uma estratégia de alocação de pilotos de forma adaptativa, o que pode conduzir a resultados bastante interessantes. Entretanto, as pesquisas e resultados sobre alocação de pilotos de forma adaptativa em sistemas PLC são inexistentes.

A perda de ortogonalidade entre os subcanais devido ao comportamento variante do canal é o grande problema da OFDM (MUSOLINO; RAUGI; TUCCI, 2008). Uma forma de mitigar este fenômeno 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 modulação digital não coerente, como a modulação por desvio de fase diferencial (DPSK, do inglês, *differential phase shift keying*). A informação de interesse para a DPSK está na diferença de fase e não no seu valor absoluto. Entretanto, o uso de estratégias de modulação não coerentes penaliza o desempenho do sistema em 3-4 dB na SNR se comparado com a detecção coerente (CIMINI L., 1985; LI; CIMINI L. J.; SOLLENBERGER, 1998). Além do mais, a demodulação coerente é a que proporciona elevada eficiência espectral. Por estes motivos a detecção coerente é preferível em sistemas baseados na modulação OFDM para aplicações que demandam taxas elevadas de dados. Conseqüentemente, 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; LI; STUBER, 2006; LIU; G., 2005).

A estimação de canais PLC com equalização FDE em SC-CP é pouco considerada na literatura. A maioria dos trabalhos sobre esse esquema de modulação no ambiente PLC parte do princípio de que o receptor conhece, *a priori*, a CFR do canal (ADEBISI et al., 2007; SHEIKHHOSSEINI; KAKHKI, 2009; LA-GATTA et al., 2010)

Finalmente, o espaçamento temporal dos símbolos que contém os pilotos na técnica *block-type*, assim como o espaçamento temporal e em frequência dos pilotos na técnica *comb-type* podem assumir diversos valores, os quais dependem das características do meio de comunicação.

### 2.3.2.1 Alocação de pilotos

Diferentes símbolos piloto podem ser usados. Entretanto, para se obter um erro de estimação independente da frequência, o espectro de amplitude desses símbolos não

pode depender da frequência. Diferentemente da OFDM, em que os símbolos piloto são inseridos diretamente no domínio da frequência, na modulação SC-CP os símbolos piloto são gerados no domínio da frequência como sequências periódicas e depois transformados para o domínio do tempo (CZYLWIK, 1997) para serem transmitidos. Dessa forma, a geração dos pilotos para SC-CP requer uma atenção a mais.

Para se obter uma sequência de subsímbolos piloto para a modulação SC-CP, considere um inteiro positivo  $N$ , a sequência  $s[i]$  é dita ser uma sequência  $N$ -periódica se tivermos  $s[i + N] = s[i]$ ,  $\forall i \in \mathbb{Z}$ . Além disso, dizemos que  $N$  é o menor período de  $s[i]$ , se não existir outro inteiro positivo menor do que  $N$  que também seja um período de  $s[i]$ . Considere duas sequências complexas  $N$ -periódicas,  $s_0[i]$  e  $s_1[i]$ , com  $|s_0[i]| = |s_1[i]| = 1$ . A correlação cruzada entre essas sequências é definida como:

$$C_{s_0, s_1}[\tau] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} s_0[n] s_1^*[n + \tau], \quad (2.85)$$

em que  $\tau \in \mathbb{Z}$  e  $(\cdot)^*$  denota o complexo conjugado do argumento. Se  $s_0[i] = s_1[i] \quad \forall i$ , então  $C_{s_0, s_0}[\tau]$  é dito ser a autocorrelação de  $s_0[i]$ , denotada simplesmente por  $C_{s_0}[\tau]$ .

Uma sequência periódica com a propriedade de autocorrelação ideal, ou seja,  $C_{s_0}[\tau] = \delta[\tau]$  em que  $\delta[\tau]$  representa a função delta de *Kronecker*, é dita ser uma sequência perfeita ou uma sequência ortogonal. Sequências perfeitas ou sequências que apresentem alguma correlação são largamente utilizadas para sincronização e estimação de canais, pois exibem algumas características ideais para esses propósitos, como autocorrelação periódica, baixo PAPR (do inglês, *peak to average power ration*) e invariância com a aplicação da DFT, além de exibirem uma amplitude constante no tempo e na frequência (LEI; EN-CHANG; YANHUA, 2010). Sequências perfeitas com essas propriedades são chamadas de sequências CAZAC (do inglês, *constant amplitude zero autocorrelation*). No domínio do tempo, essas sequências exibem uma amplitude constante, que é desejável para a modulação monoportadora, uma vez que um sinal monoportadora não requer amplificadores de potência altamente lineares. Sequências CAZAC podem ser obtidas de várias formas.

Na prática, sequências CAZAC são frequentemente implementadas tomando por base sequências polifásicas deslocadas. Uma sequência polifásica é uma sequência cujos termos são raízes complexas que possuem módulo unitário. A  $k$ -ésima entrada de uma sequência polifásica pode ser representada por:

$$s[k] = e^{j\varphi_k}, \quad \text{para } k = 1, \dots, d, \quad (2.86)$$

em que  $d$  é o número de fases distintas da sequência polifásica.

Três sequências CAZAC são frequentemente referenciadas na literatura: sequência *Chu*, sequência de *Frank* e a sequência polifásica de *Golomb* (LEI; ENCHANG; YANHUA, 2010).

Uma sequência *Chu* de tamanho  $d$ ,  $\{s[k]\}_{k=1}^d$ , é obtida tomando as fase  $\varphi_k$  na eq. (2.86) como (CHU, 1972):

$$\varphi_k = \begin{cases} \frac{\pi p k^2}{d}, & \text{para } d \text{ par} \\ \frac{\pi p k(k+1)}{d}, & \text{para } d \text{ ímpar,} \end{cases} \quad (2.87)$$

em que  $p$  é um inteiro relativamente primo a  $d$ , ou seja, o maior divisor comum entre eles é igual a unidade,  $\text{mdc}(p, d) = 1$ .

Por outro lado, uma sequência de *Frank* de tamanho  $d$  é definida através de uma matriz da forma (FRANK; ZADOFF; HEIMILLER, 1962):

$$\begin{matrix} \xi & \xi^2 & \xi^3 & \dots & \xi^d \\ \xi^2 & \xi^4 & \xi^6 & \dots & \xi^{2d} \\ \xi^3 & \xi^6 & \xi^9 & \dots & \xi^{3d} \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ \xi^d & \dots & \dots & \dots & \xi^{d^2} \end{matrix}, \quad (2.88)$$

em que  $\xi$  é o ângulo de fase básico representado por:

$$\xi = e^{j\frac{2\pi p}{d}}, \quad (2.89)$$

em que  $p$  é relativamente primo a  $d$ . A sequência  $\{s[k]\}_{k=1}^d$  é gerada tomando os elementos sequencialmente linha por linha.

Finalmente, uma sequência de *Golomb* (ZHANG; GOLOMB, 1993) de tamanho  $d$  é obtida fazendo-se na eq. (2.86):

$$\varphi_k = \frac{\pi k(k-1)}{d}, \quad \text{para } k = 1, \dots, d, \quad (2.90)$$

Agora, consideremos um símbolo SC-CP no domínio da frequência discreta, representado pelo vetor  $\mathbf{X}_p \in \mathbb{C}^{N_p \times 1}$ , cujas  $N_p$  amostras são espaçadas de  $f_{sp}$  Hz. Então, para o uso em estimação de canais em SC-CP, os  $N_p = d$  elementos da sequência  $\{s[k]\}_{k=1}^{N_p}$ , gerada por alguma das estratégias supracitadas, são considerados elementos de  $\mathbf{X}_p$ , ou

seja,

$$X_{k-1}[p] = s[k], \quad \text{para } k = 1, 2, \dots, N_p. \quad (2.91)$$

Com isso, o símbolo piloto no domínio do tempo discreto para o SC-CP,  $\mathbf{x}_p$ , é obtido através da aplicação da IDFT em  $\mathbf{X}_p$ . A escolha das fases  $\varphi_k$  determina a correlação no domínio da frequência, assim como a distribuição de amplitude no domínio do tempo.

Uma outra sequência denominada de sequência de *Baker* também é frequente na literatura. Essa sequência, cujos valores  $s_r \in \{-1, 1\}$ , é também considerada como CAZAC para alguns tamanhos específicos (2, 3, 4, 5, 7, 11 e 13) (BOMER; ANTWEILER, 1989; LUKE; SCHOTTEN; HADINEJAD-MAHRAM, 2003).

A alocação dos pilotos nos subcanais pode ser realizada através de um vetor binário,  $N \times 1$ ,  $\mathbf{p}_i$  responsável por indicar as posições dos pilotos no  $i$ -ésimo símbolo transmitido. As posições dos pilotos são indicadas através de 1's nas posições correspondentes desse vetor. Como exemplo, consideremos um sistema hipotético em que serão utilizadas  $N = 16$  subcanais, sendo  $N_p = 4$  subcanais alocados como piloto. Então, caso queiramos alocar esses pilotos uniformemente espaçados e ocupando os subcanais de índice 2, 6, 10 e 14, faríamos (MORAES, 2009):

$$\mathbf{p} = \left[ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \right]^T. \quad (2.92)$$

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 pode assumir diversas geometrias. Respeitando-se o teorema da amostragem, o espaçamento entre os pilotos no domínio do tempo,  $\Delta p_t$ , e o espaçamento entre os pilotos na frequência,  $\Delta p_f$ , são escolhidos de acordo com (SAID; AGHVAMI, 1998):

$$\Delta p_t \leq \frac{1}{2f_{d_{\max}} T_b} \quad (2.93)$$

$$\Delta p_f \leq \frac{1}{2\Delta f_{sp} \tau_{\max}}, \quad (2.94)$$

em que  $f_{d_{\max}}$  é a frequência Doppler máxima do canal,  $T_b$  é a duração do símbolo OFDM incluído o prefixo cíclico,  $\Delta f_{sp}$  é o espaçamento em frequência das  $N$  subportadoras e  $\tau_{\max}$  é o maior atraso do canal. Alguns trabalhos sugerem o uso de uma sobreamostragem por um fator de 2 para os símbolos piloto com o objetivo de melhorar o desempenho da estimação (HOEHER; KAISER; ROBERTSON, 1997; NILSSON et al., 1997). Uma análise,

baseada em resultados computacionais, quando se utiliza diversas geometrias de pilotos em modelos de canais PLC pode ser encontrada em (PICORONE, 2009).

O projeto da alocação dos pilotos de forma não adaptativa é baseado no cenário de pior caso do meio de comunicação. É possível que esta condição de projeto aconteça apenas numa pequena fração do tempo de transmissão, o que tornaria tal estratégia para se obter a CFR ou CIR bastante ineficiente. Uma solução razoável para melhorar a eficiência espectral do sistema seria dotar o transmissor de recursos que o permita conhecer as características do canal de comunicação antes da transmissão do símbolo OFDM, e assim alocar de forma ótima os pilotos dentro deste símbolo.

Diversos trabalhos apontam que a distribuição equidistante convencional de pilotos é ótima (NEGI; CIOFFI, 1998; OHNO; GIANNAKIS, 2004). Entretanto, isso é verdade somente se o transmissor não tiver qualquer informação sobre as características do canal. Para que o transmissor possa alocar de forma ótima os sinais pilotos nos símbolos OFDM transmitidos, essa informação do canal tem que estar disponível no transmissor. Normalmente, para que isso aconteça, se faz necessário a utilização de um canal de retorno, através do qual o receptor informa ao transmissor sobre as condições do canal (PANA; NOSRAT-MAKOUEI; VAUGHAN, 2008; PANAH; VAUGHAN; HEATH, 2009; MORAES, 2009). Alguns trabalhos consideram também a alocação adaptativa de potência dos sinais pilotos como outra estratégia possível de se obter uma otimização da capacidade do canal (GOLDFELD; LYANDRES; WULICH, 2002; LOVE; HEATH R.W., 2005; CHOI et al., 2008).

As estratégias supracitadas requerem o uso dedicado de subportadoras como pilotos, o que leva a uma redução na eficiência espectral. Entretanto, em comunicação sem fio também é analisado o uso de um esquema de treinamento em que os símbolos piloto são sobrepostos ao fluxo de dados antes da transmissão, denominado ST (do inglês, *superimposed training*). A sobreposição de pilotos nos dados modulados pode acontecer no domínio do tempo (CHEN; ZHOU, 2002; LEE; YANG; KIM, 2008) ou da frequência (HUANG; LI; LI, 2009). Os resultados obtidos em (HUANG; LI; LI, 2009) indicam que, quando se utiliza esta estratégia de estimação de canais, a precisão da estimativa é pior do que aquela obtida pela PSAM tradicional, entretanto, a capacidade do sistema é aumentada.

Independente da técnica de alocação de pilotos adotada no transmissor, cabe ao receptor recuperar estas informações e obter a CFR ou CIR para que possa ser utilizada no processo de equalização do canal PLC. Para tanto, o receptor deve ser dotado de um sistema que estime o sinal contido nas subportadoras piloto e, depois, caso não seja utilizada a técnica *block-type*, obter a CFR completa através de outro sistema que faça uma

interpolação nas subportadoras utilizadas para se transmitir dados. Diferentes técnicas de estimação-interpolação são utilizadas em receptores PLC.

A seguir serão apresentadas as técnicas já analisadas para o ambiente PLC de estimação dos sinais pilotos e logo após as técnicas de interpolação.

### 2.3.2.2 Estimadores da CFR a partir dos pilotos

Na técnica PSAM, que faz uso de sinais pilotos para estimação do canal, os  $N_p$  sinais piloto são inseridos no domínio da frequência quando se utiliza a modulação OFDM ( $\mathbf{X}_i$  na eq. (2.62)), ou no domínio do tempo quando se utiliza a modulação SC-CP ( $\mathbf{x}_i$  na eq. (2.20)). A fase, a amplitude e a localização dos pilotos em cada símbolo são conhecidos, *a priori*, tanto no transmissor quanto no receptor.

Consideremos um sistema OFDM projetado para transmitir  $N$  subportadoras, das quais  $N_p$  são utilizadas para transmitir sinais pilotos. O sinal na recepção, considerando o modelo apresentado LIT na Seç. 2.1.1.1, é dado pela eq. (2.79) e repetido aqui por comodidade:

$$\mathbf{Y}_n = \text{diag}\{\mathbf{H}\}\mathbf{X}_n + \mathbf{V}_n. \quad (2.95)$$

A partir desse ponto, por questões de simplificação, será omitida nas equações a variável independente indicativa do símbolo analisado, a menos que a falta dessa possa gerar equívoco na interpretação. Então, o sinal recebido eq. (2.95) também pode ser representado por:

$$\mathbf{Y} = \text{diag}\{\mathbf{X}\}\mathbf{H} + \mathbf{V}. \quad (2.96)$$

Se considerarmos apenas as  $L$  primeiras colunas de uma matriz da DFT, ou seja,

$$\mathcal{F}_L = \frac{1}{\sqrt{L}} \begin{bmatrix} W^{00} & W^{01} & \dots & W^{0(L-1)} \\ W^{10} & W^{11} & \dots & W^{1(L-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ W^{(N-2)0} & W^{(N-2)1} & \dots & W^{(N-2)(L-1)} \\ W^{(N-1)0} & W^{(N-1)1} & \dots & W^{(N-1)(L-1)} \end{bmatrix}, \quad (2.97)$$

em que  $W^{kl} = e^{-j2\pi kl/N}$ ,  $0 \leq k \leq N-1$ ,  $0 \leq l \leq L-1$ , então pode-se representar eq. (2.96) como,

$$\mathbf{Y} = \text{diag}\{\mathbf{X}\}\mathcal{F}_L\mathbf{h} + \mathbf{V}, \quad (2.98)$$

em que  $\mathbf{h}$  representa a CIR equivalente discreto LIT do canal PLC conforme indicado na Seção 2.2.1. Dessa forma, pode-se representar a recepção dos  $N_p$  sinais pilotos através de um vetor  $N_p \times 1$  dado por (WANG et al., 2011):

$$\mathbf{Y}_p = \text{diag}\{\mathbf{X}_p\}\mathbf{H}_p + \mathbf{V}_p. \quad (2.99)$$

Definindo a matriz de seleção das subportadoras utilizadas para os pilotos como sendo  $\mathcal{S}$  de dimensão  $N_p \times N$ , tem-se:

$$\mathbf{X}_p = \mathcal{S}\mathbf{X} \quad (2.100)$$

$$\mathcal{F}_{L,p} = \mathcal{S}\mathcal{F}_L \quad (N_p \times L) \quad (2.101)$$

$$\mathbf{V}_p = \mathcal{S}\mathbf{V} \quad (N_p \times 1). \quad (2.102)$$

Essa matriz  $\mathcal{S}$  selecionará as posições correspondentes às subportadoras piloto e possui as seguintes características (MORAES, 2009):

$$\mathcal{S}\mathcal{S}^T = \mathbf{I}_{N_p} \quad (2.103)$$

$$\mathcal{S}^T\mathcal{S} = \text{diag}\{\mathbf{p}\}, \quad (2.104)$$

sendo ambas facilmente demonstráveis. Para o mesmo exemplo dado na eq. (2.92), a matriz  $\mathcal{S}$  apresenta-se como

$$\mathcal{S} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.105)$$

Dessa forma, pode-se representar a recepção dos  $N_p$  sinais pilotos reescrevendo a eq. (2.99) como

$$\mathbf{Y}_p = \text{diag}\{\mathbf{X}_p\}\mathcal{F}_{L,p}\mathbf{h} + \mathbf{V}_p. \quad (2.106)$$

Para a obtenção da resposta em frequência nas subportadoras piloto a partir do sinal recebido, diversas técnicas de estimação podem ser aplicadas, dentre as quais destacam-se as baseadas na abordagem adaptativa e não-adaptativa. As abordagens adaptativas mais encontradas são aquelas baseadas nos algoritmos LMS (do inglês, *least mean square*) (DINIZ, 2002) e no RLS (do inglês, *recursive least square*) (SONG et al., 2002). O algoritmo LMS, baseado no filtro de Wiener, utiliza o valor instantâneo do erro como estimativa

da função custo. O LMS é um dos algoritmos de adaptação mais simples utilizado em comunicações e se caracteriza pela robustez e estabilidade numérica. Entretanto, devido à baixa velocidade de convergência, requer sequências de treinamento muito grandes, caso seja utilizado para canais com desvanecimento por multipercursos severo. Já a técnica RLS, baseada no filtro de Kalman, apresenta uma alta velocidade de convergência e boa capacidade de rastreamento das variações do canal. Porém, essa maior velocidade de convergência em relação ao LMS é obtida ao custo de uma maior complexidade computacional e certa instabilidade numérica, pois exige o cálculo de matrizes pseudoinversas. A técnica LS (do inglês, *least square*) aparece como representante da abordagem não adaptativa. É uma técnica bastante simples e tradicionalmente aplicada nos casos de estimador de canais.

O vetor  $N_p \times 1$  que representa a estimativa da resposta em frequência do equivalente discreto do canal PLC nas subportadoras pilotos, quando se utiliza o estimador LS (OZDEMIR M.K.; ARSLAN, 2007), é dado por:

$$\hat{\mathbf{H}}_p = (\text{diag}\{\mathbf{X}_p\})^\dagger \mathbf{Y}_p. \quad (2.107)$$

As equações do algoritmo LMS é dado por (WIDROW; HOFF, 1960; DINIZ, 2002):

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_n &= \mathbf{Y}_{p,n} - \text{diag}\{\mathbf{X}_{p,n}\} \hat{\mathbf{H}}_{p,n-1} \\ \hat{\mathbf{H}}_{p,n} &= \hat{\mathbf{H}}_{p,n-1} + 2\mu \text{diag}\{\mathbf{X}_{p,n}\} \mathbf{e}_n, \end{aligned} \quad (2.108)$$

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

Uma variante do algoritmo LMS, denominada de LMS-TaG, também foi estudada em (PICORONE, 2009). Nessa variante, a função custo dada por  $J(\hat{\mathbf{H}}_p) = \frac{1}{2} \tanh^2(\mathbf{e})$  impõe uma limitação suave (*soft threshold*) para o erro,  $\mathbf{e}$ , (SORIA-OLIVAS et al., 2007).

O algoritmo RLS é dado por (SONG et al., 2002). Uma variante do RLS em que o fator de esquecimento é variável, denominada de VFF (do inglês, *variable forgetting factor*), foram apresentadas em (SONG et al., 2002) e aplicadas em modelos de canais PLC em (PICORONE, 2009).

### 2.3.2.3 Interpoladores da CFR a partir dos pilotos

A estimativa da CFR do canal PLC é obtida interpolando-se os pontos entre os coeficientes de  $\hat{\mathbf{H}}_p$ . Dentre várias técnicas de interpolação, as mais pesquisadas em ambientes PLC são a linear, a cúbica, a *spline* e a *nearest*.

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 através de uma função linear, ou seja, um polinômio de primeiro grau (HSIEH; WEI, 1998). A técnica baseada em *spline* busca uma aproximação que consiste em se dividir o intervalo de interesse em vários subintervalos e interpolar, de uma forma mais suave possível, utilizando polinômios de grau pequeno. Essas técnicas são descritas em (COLIERI et al., 2002; PICORONE, 2009). Na interpolação cúbica o coeficiente da função de transferência do canal PLC em cada subportadora é aproximado por um polinômio de terceira ordem (KANG; HA; JOO, 2003; PICORONE, 2009). 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 (KANG; HA; JOO, 2003; PICORONE, 2009).

Com o objetivo de se obter sistemas com melhores desempenhos e espectralmente mais eficientes, novas pesquisas tem sido conduzidas considerando uma característica frequentemente encontrada em canais de comunicação, a esparsidade. Para tal, uma nova abordagem de estimação de canais tem sido proposta, aquela baseada na técnica de CS (amostragem compressiva, *compressive sensing*). Na Sec. 2.4 é apresentada uma revisão bibliográfica sobre a técnica de CS.

## 2.4 Amostragem Compressiva

A abordagem clássica utilizada para se amostrar sinais ou imagens baseia-se no teorema da amostragem de Whittaker-Nyquist-Kotelnikov-Shannon (LUKE, 1999), que afirma que para que seja possível reconstruir o sinal original é necessário que frequência de amostragem seja, no mínimo, igual ao dobro da maior frequência contida no sinal a ser amostrado. Esse limite inferior da taxa de amostragem é denominada de taxa de Nyquist. Mesmo que alguns sinais não sejam naturalmente limitados em banda, como imagens, antes de amostrá-los, normalmente se utiliza uma filtragem passa-baixa com a finalidade de se evitar o *aliasing*, para logo após, baseado no teorema da amostragem citado, amostrá-lo. Uma abordagem quase que onipresente em ADC é aquela que, para amostrar o sinal analógico, seleciona-se amostras uniformemente espaçadas no tempo numa taxa igual ou maior do que a taxa de Nyquist (CANDES; WAKIN, 2008).

Entretanto, muitos sinais naturais e aqueles gerados pelo ser humano possuem informações redundantes. Sinais com essa característica são denominados compressíveis e podem ser representados em um domínio no qual eles são esparsos, ou seja, possuem

poucas amostras com valores não nulas.

Na amostragem clássica de sinais, ou seja, naquela baseada no teorema da amostragem de Whittaker-Nyquist-Kotelnikov-Shannon, a qual será referida neste trabalho apenas de teorema da amostragem de Nyquist, o grau de liberdade dos sinais amostrados é considerado como sendo as componentes espectrais do sinal.

Em outra abordagem (VETTERLI; MARZILIANO; BLU, 2002), algumas classes de sinais são vistas como tendo um número finito de graus de liberdades por unidade de tempo. Esse número finito é, então, chamado de taxa de inovação. Com isso, a diferenciação entre sinais distintos não é vista somente como a diferença de suas componentes harmônicas, mas também como a diferença em outras características dos sinais. Essa abordagem, denominada de Taxa de Inovação Finita (FRI, do inglês - *Finite Rate Innovation*), não invalida o teorema da amostragem clássica de Nyquist, mas o considera um caso particular de FRI. Além disso, a FRI vê no critério de Nyquist um parâmetro pessimista e ineficiente para determinados sinais.

Em muitas aplicações, como sistemas de imagens digitais (câmeras de vídeo, *scanners* médicos e radar), são necessários ADC com altas taxas de conversão. Nesses casos, altas taxas de amostragem são necessárias para se atender ao limite de Nyquist, o que conduz a custos elevados. Além disso, para se transmitir ou armazenar de forma apropriada os diversos tipos de sinais, técnicas padrão de aquisição de dados normalmente exploram o paradigma “amostrar e comprimir”. Para isso, utiliza-se uma taxa de amostragem elevada e, em seguida, descarta-se a maior parte da informação amostrada utilizando algum esquema de compressão que nos leve a uma representação esparsa do sinal original.

Com o intuito de se reduzir o número de medidas requeridas para descrever completamente um sinal, passa-se a uma abordagem que explora a compressibilidade do sinal. Nessa nova abordagem, busca-se amostrar o sinal de forma a extrair dele apenas as informações que o caracteriza, ou seja, apenas medir diretamente a parte que não será descartada no processo de compressão (DONOHO, 2006). Essa nova abordagem é denominada de amostragem compressiva (CS, do inglês, *compressive sampling* ou *compressed sensing*), que permite a aquisição de dados de alguns tipos de sinais numa taxa significativamente menor do que a taxa de Nyquist (BARANIUK, 2007).

Essa nova estratégia de amostragem a uma taxa sub-Nyquist tem despertado muito interesse na comunidade científica com sua larga área de aplicação. Aplicações em astronomia, biologia, processamento de vídeo e imagens, medicina, radar e comunicação tem sido reportadas na literatura. Em comunicação de dados, a CS tem sido aplicada para a

detecção e a estimação de sinais esparsos, tais como, sinais de ultra banda larga (UWB, do inglês, *ultra-wide band*) (XIA; SICHINA; LIU, 2013) (TORRE; KUNISCH, 2013), espalhamento espectral (FYHN et al., 2013), sinais de rádio cognitivo de banda larga (SUN et al., 2013), sinais em sistemas com múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO, do inglês, *multiple-input multiple-output*) (ROSSI; HAIMOVICH; ELGAR, 2014), em estimação de canais (TAUBOCK; HLAWATSCH, 2008), (BAJWA et al., 2010), (BERGER et al., 2010), (HAUPT et al., 2010), (WANG et al., 2011), além de outras aplicações. No que tange a sistemas PLC, pode-se citar (MEHBOOB et al., 2013).

Assim, para a amostragem compressiva, consideremos  $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  o sinal original no domínio do tempo discreto, cujos os elementos são  $x[n]$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$ . Qualquer sinal  $\mathbf{x}$  pode ser representado em termos de uma base vetorial  $\{\psi_i\}_{i=1}^N$ , que por simplicidade deve ser considerada ortonormal. Com isso, a matriz de base  $N \times N$  é dada por  $\Psi = [\psi_1 | \psi_2 | \dots | \psi_i]$ , então,

$$\mathbf{x} = \sum_{i=1}^N s_i \psi_i = \Psi \mathbf{s}, \quad (2.109)$$

em que  $\mathbf{s}$  é um vetor coluna  $N \times 1$  que representa  $\mathbf{x}$  no domínio esparso, cujos elementos são dados por

$$s_i = \langle \mathbf{x}, \psi_i \rangle = \{\psi_i\}^T \mathbf{x}, \quad (2.110)$$

em que  $\langle \cdot, \cdot \rangle$  e  $(\cdot)^T$  representam o produto interno entre os argumentos e o transposto do argumento, respectivamente. Note que  $\mathbf{x}$  e  $\mathbf{s}$  são representações equivalentes do mesmo sinal, porém em domínios diferentes:  $\mathbf{x}$  no domínio do tempo e  $\mathbf{s}$  no domínio  $\Psi$ . Note também que, como estamos interessados na representação esparsa de sinais,  $\mathbf{x}$  é uma combinação linear de apenas  $K$  vetores de base, com  $K \ll N$ , ou seja,  $\mathbf{s}$  é dito ser  $K$ -esparso, pois somente  $K$  elementos de  $\mathbf{s}$  são não nulos,  $N - K$  elementos são zeros. O sinal  $\mathbf{x}$  é compressível se a representação  $\mathbf{s}$  na eq. (2.109) tiver poucos elementos com valores significativos e muitos elementos com valores próximos de zeros (BARANIUK, 2007).

A questão agora é: i) como realizar a aquisição de dados que condensa diretamente o sinal em uma representação comprimida sem ter que passar pelo estágio intermediário de coletar as  $N$  amostras? A resposta a essa pergunta passa pelo processo de medição linear que é descrito a seguir.

#### 2.4.1 Processo de medição linear

Consideremos um vetor  $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ , denominado de vetor de medida, cujos elementos  $\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_M]^T$  são resultados de uma medição de um sinal  $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ . O  $j$ -ésimo

elemento de  $\mathbf{y}$ , com  $M < N$ , é dado por  $y_j = \langle \mathbf{x}, \phi_j \rangle$  em que  $\phi_j$  representa o  $j$ -ésimo vetor de medição. Se escrevermos os  $M$  vetores de medição em uma forma matricial dada por

$$\mathbf{\Phi} = \begin{bmatrix} \phi_{11} & \cdots & \phi_{1N} \\ \vdots & & \vdots \\ \phi_{M1} & \cdots & \phi_{MN} \end{bmatrix}, \quad (2.111)$$

então, o resultado da medição pode ser representado por

$$\mathbf{y} = \mathbf{\Phi}\mathbf{x}. \quad (2.112)$$

Substituindo eq. (2.109) na eq. (2.112), segue

$$\mathbf{y} = \mathbf{\Phi}\mathbf{\Psi}\mathbf{s}, \quad (2.113)$$

que pode ser ilustrado como a Fig. 9.

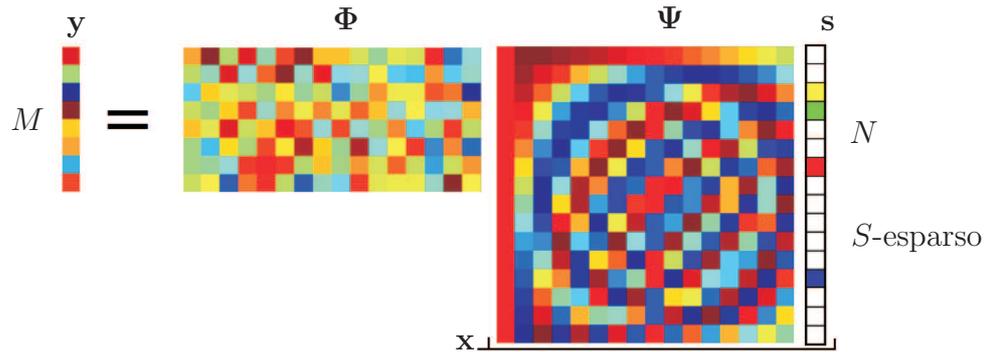


Figura 9: Processo de medição linear de um vetor  $\mathbf{s}$  com esparsidade  $S = 4$  (BARANIUK, 2007).

Como pode ser observado, a matriz  $\mathbf{\Phi}$  independe do sinal  $\mathbf{x}$ , ou seja, o processo descrito para se obter o vetor de medida  $\mathbf{y}$  não é um processo adaptativo. Lembremos também que estamos interessados numa classe de sinais específica, ou seja, aquela em que os sinais possuem uma representação em algum domínio esparso. De uma forma geral, definindo-se a matriz  $\mathbf{\Theta} := \mathbf{\Phi}\mathbf{\Psi}$ , dimensão  $M \times N$ , pode-se obter o vetor de medição a partir de (BARANIUK, 2007)

$$\mathbf{y} = \mathbf{\Phi}\mathbf{x} = \mathbf{\Phi}\mathbf{\Psi}\mathbf{s} = \mathbf{\Theta}\mathbf{s}, \quad (2.114)$$

que pode ser ilustrada através da Fig. 10.

Embora seja possível realizar a aquisição de dados numa forma condensada, para que essa teoria seja útil, ainda se faz necessário responder outras perguntas, tais como:

ii) É possível projetar  $M < N$  formas de onda para capturar quase todas as informações

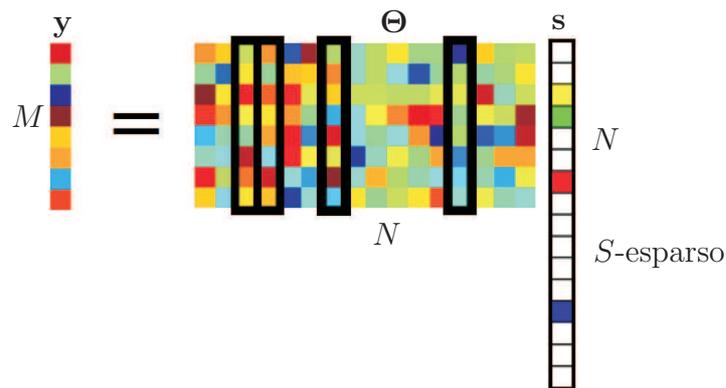


Figura 10: Processo de medição linear com as quatro colunas correspondentes aos  $s_i$  não nulos. O vetor de medida  $\mathbf{y}$  é uma combinação linear dessas quatro colunas (BARANIUK, 2007).

sobre  $\mathbf{x}$ ?

iii) É possível reconstruir  $\mathbf{x}$  com precisão a partir de apenas  $M$  medidas com  $M < N$ ?

iv) Como poderemos aproximar  $\mathbf{x}$  a partir dessas informações?

As respostas a esses novos questionamentos podem ser obtidas através da teoria da amostragem compressiva (CS).

### 2.4.2 Amostragem compressiva

A teoria de CS afirma que é possível recuperar certos sinais a partir de um número bem menor de amostras/medidas do que os métodos usados tradicionalmente. Para que isso seja possível, a teoria de CS baseia-se em dois princípios: a esparsidade, que é uma característica pertencente ao sinal de que se pretende amostrar e a incoerência, que pertence à modalidade de detecção (CANDES; WAKIN, 2008).

As pesquisas em CS estão concentradas basicamente em dois pontos principais: amostragem e reconstrução. As pesquisas relacionadas com a amostragem buscam responder aos questionamentos sobre: Quantas amostras são necessárias para reconstruir os sinais para uma precisão especificada? Que tipo de amostras? Como podem estes esquemas de amostragem serem implementados na prática? Por outro lado, as pesquisas relacionadas à reconstrução buscam responder ao seguinte questionamento: Dadas as amostras na forma comprimida, quais estratégias podem ser utilizadas eficientemente para reconstruir o sinal original (NEEDELL; TROPP, 2009)?

A teoria de CS é aplicada a sinais que possuem uma representação esparsa em algum domínio, quando esses possuem poucas amostras não nulas, ou a sinais aproximadamente esparsos, quando suas amostras, reordenadas pela magnitude, decaem rapidamente. Nesse

caso, um número relativamente pequeno de amostras é considerado, normalmente muito menor do que a dimensão do sinal.

Quanto à reconstrução do sinal medido, ou seja, na eq. (2.114) encontrar  $\mathbf{s}$  ou  $\mathbf{x}$  dado  $\mathbf{y}$ , tem um problema de álgebra linear. Entretanto, uma vez que  $M < N$ , existem menos equações do que variáveis, tornando esse sistema de equações mal condicionado.

Como está ilustrado na Fig. 10,  $\mathbf{y}$  é uma combinação linear de apenas  $S$  colunas da matriz de medição  $\Theta$ , ou seja, é uma combinação linear apenas das colunas correspondentes aos  $s_i$  elementos não nulos. Se soubéssemos *a priori* quais elementos de  $\mathbf{s}$  são não nulos, então poderíamos formar um sistema linear de dimensão  $M \times S$  para resolver essas  $S$  amostras não nulas, pois, geralmente,  $M \geq S$ . Infelizmente, na prática, não temos esse conhecimento *a priori*. Logo, a reconstrução do sinal medido depende do nível de esparsidade e também de algumas propriedades da matriz  $\Theta$ .

Até aqui, não estávamos considerando qualquer perturbação externa que poderia afetar o processo de medição do sinal. Entretanto, em aplicações reais, os dados medidos são corrompidos por ruídos provenientes dos componentes utilizados na etapa de detecção, ou pelo fato do sinal não ser exatamente esparso, ou mesmo ruídos atuando diretamente no sinal a ser amostrado. Dessa forma, em uma aplicação real de CS é obtido um vetor de medida  $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  que pode ser representado por

$$\mathbf{y} = \Phi \mathbf{x} + \eta = \Phi \Psi \mathbf{s} + \eta = \Theta \mathbf{s} + \eta, \quad (2.115)$$

em que  $\eta \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  é um ruído estocástico ou uma perturbação determinística,  $\Phi \in \mathbb{C}^{M \times N}$ ,  $\Psi \in \mathbb{C}^{N \times N}$  e  $\Theta \in \mathbb{C}^{M \times N}$  (BAJWA et al., 2010).

Uma vez obtido o vetor de medida  $\mathbf{y}$ , o grande desafio passa a ser o de reconstruir com segurança o sinal  $\mathbf{s}$ , dado que conhecemos, além do vetor de medida, a matriz  $\Theta$ . A reconstrução do sinal  $\mathbf{s}$  pode ser feita utilizando-se diversas estratégias que, geralmente, se enquadram em uma das três categorias: Buscas Vorazes (*greedy pursuits*), Relaxamento Convexo e Algoritmos Combinatórios.

Os algoritmos de buscas vorazes são baseados em aproximações a um passo de cada vez, fazendo escolhas em cada etapa seguindo um ponto ótimo local na esperança de que essa escolha leve até a solução ótima global. São extremamente rápidos, mas requerem uma quantidade grande de amostras.

Os algoritmos de relaxamento convexo resolvem um programa convexo que minimiza uma função objetivo baseada em algumas restrições. A resposta dessa estratégia, ou seja,

o ótimo global, será o menor valor possível para a função objetivo para o qual o valor atribuído às variáveis não viola nenhuma restrição. Obtém sucesso com poucas amostras, porém tendem a possuir uma maior complexidade computacional.

Finalmente, os algoritmos combinatórios adquirem amostras de uma forma em que suas características proporcionam uma rápida reconstrução via testes de grupo. Possuem qualidades intermediárias comparadas às dos algoritmos dos outros dois grupos, ou seja, requerem uma quantidade intermediária de amostras e tempo de execução (NEEDELL; TROPP, 2009).

Como já foi mencionado, a reconstrução do sinal medido depende do nível de esparsidade e também de algumas propriedades da matriz de medição  $\Theta$ . Uma propriedade de  $\Theta$  que tem sido muito útil para provar a solução ótima de várias estratégias de reconstrução de CS é a denominada de propriedade da isometria restrita (RIP, do inglês - *restricted isometry property*), que pode ser definida como (CANDÈS, 2008):

**Definição 1 (RIP - *restricted isometry property*)** *Seja  $\Theta$  uma matriz  $\mathbb{C}^{M \times N}$ , tendo as colunas com a norma- $\ell_2$  unitária. Para cada inteiro  $S \in \mathbb{N}$ , dizemos que  $\Theta$  satisfaz a RIP de ordem  $S$  com parâmetro  $\delta_S \in (0, 1)$  - e escrevemos  $\Theta \in RIP(S, \delta_S)$  - se para todo vetor  $\mathbf{v} : \|\mathbf{v}\|_0 \leq S$*

$$(1 - \delta_S) \leq \frac{\|\Theta \mathbf{v}\|_2^2}{\|\mathbf{v}\|_2^2} \leq (1 + \delta_S), \quad (2.116)$$

em que  $\|\cdot\|_0$  denota a norma- $\ell_0$  do vetor, a qual descreve a esparsidade do vetor.

Considerando  $\sharp$  como a cardinalidade de um conjunto, a esparsidade de um vetor pode ser definida como

$$\|\mathbf{s}\|_0 = \sharp\{i : s_i \neq 0\}. \quad (2.117)$$

Enquanto a norma- $\ell_p$  de um vetor, indicada por  $\|\cdot\|_p$ , é dada por

$$\|\mathbf{s}\|_p = \sqrt[p]{\sum_{i=1}^N |s_i|^p}. \quad (2.118)$$

A RIP, vista pelo lado geométrico, garante que um conjunto de vetores dado em um domínio esparso seja transformado em um conjunto de medidas, através da matriz  $\Theta$ , de tal forma que a distância entre os pontos desses vetores seja preservada, ou seja, muda a posição do desenho formado pelos vetores, mantendo-se a forma e o tamanho da figura original (isometrias). Exemplos de isometrias são as translações, reflexões e rotações. Essas figuras obtidas de isometrias são ditas congruentes.

A razão do nome RIP é devido ao fato da energia contida no sinal restrito pela operação da matriz  $\Theta$  ser proporcional ao tamanho dessa matriz. Alguns autores descrevem isso como o Princípio Uniforme da Incerteza (*Uniform Uncertainty Principle*), que garante que o sinal não pode ser concentrado simultaneamente em ambos os domínios, de esparsidade e de medições (SCHULZ; SILVA; VELHO, 2010).

Uma abordagem alternativa para a estabilidade do processo de medição é garantir que a matriz de detecção  $\Phi$  seja incoerente com a base de representação no domínio esparsa  $\Psi$ , no sentido de que os vetores  $\{\phi_j\}$  de  $\Phi$  não podem representar de forma esparsa os vetores  $\{\psi_i\}$  de  $\Psi$ , e vice-versa (BARANIUK, 2007). A coerência entre as matrizes de base ortonormais  $\Phi$  e  $\Psi$  é definida por (CANDES; WAKIN, 2008):

**Definição 2 (Coerência entre base de detecção e de representação)**

$$\mu(\Phi, \Psi) = \sqrt{N} \max_{1 \leq i, j \leq N} |\langle \phi_i, \psi_j \rangle|. \quad (2.119)$$

Caso  $\Phi$  e  $\Psi$  contenham elementos correlacionados, a coerência é grande. Caso contrário, ela será pequena. Uma medida de quão pequena ou grande é a coerência entre essas bases é obtida avaliando-se o parâmetro  $1 \leq \mu(\Phi, \Psi) \leq \sqrt{N}$ . O limite inferior,  $\mu = 1$ , indica que as bases são maximamente incoerentes, enquanto  $\mu = \sqrt{N}$  indica que elas são maximamente coerentes. Pensando-se nas bases como vetores no espaço, conforme exemplificado em (PEREIRA, 2010), considere uma matriz de base  $\Psi$  formada pelos vetores  $\psi_1 = (1, 0, 0)$ ,  $\psi_2 = (0, 1, 0)$  e  $\psi_3 = (0, 0, 1)$ . Quando se considera o vetor  $\phi_1 = \left(\frac{1}{\sqrt{3}}, \frac{1}{\sqrt{3}}, \frac{1}{\sqrt{3}}\right)$ , tem-se

$$\langle \phi_1, \psi_1 \rangle = \langle \phi_1, \psi_2 \rangle = \langle \phi_1, \psi_3 \rangle = \frac{1}{\sqrt{3}}, \quad (2.120)$$

o que nos leva, a partir de eq. (2.119), a  $\mu(\Phi, \Psi) = \sqrt{3} \frac{1}{\sqrt{3}} = 1$ , indicando tratar-se de elementos maximamente incoerentes. Por outro lado, considerando-se agora  $\phi_2 = (0, 0, 1)$ , tem-se

$$\langle \phi_2, \psi_1 \rangle = \langle \phi_2, \psi_2 \rangle = 0, \langle \phi_2, \psi_3 \rangle = 1, \quad (2.121)$$

o que nos leva, a partir da eq. (2.119), a  $\mu(\Phi, \Psi) = \sqrt{3} = \sqrt{N}$ , indicando tratar-se de elementos maximamente coerentes. A Fig. 11 ilustra os dois casos citados, maximamente incoerente e maximamente coerente, respectivamente.

A teoria de CS aplica-se basicamente a pares de matrizes  $\Phi$  e  $\Psi$  com baixa coerência. Um exemplo para essas matrizes é obtido considerando a matriz de detecção  $\Phi$  como uma base formada por funções impulso (forma canônica)  $\phi_k(t) = \delta(t - k)$  e  $\Psi$  como a base de Fourier,  $\psi_j(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{i2\pi jt/N}$ ,  $\delta(0) = 1$  e  $\delta(t) = 0, \forall t \neq 0$ . Esse exemplo se configura como

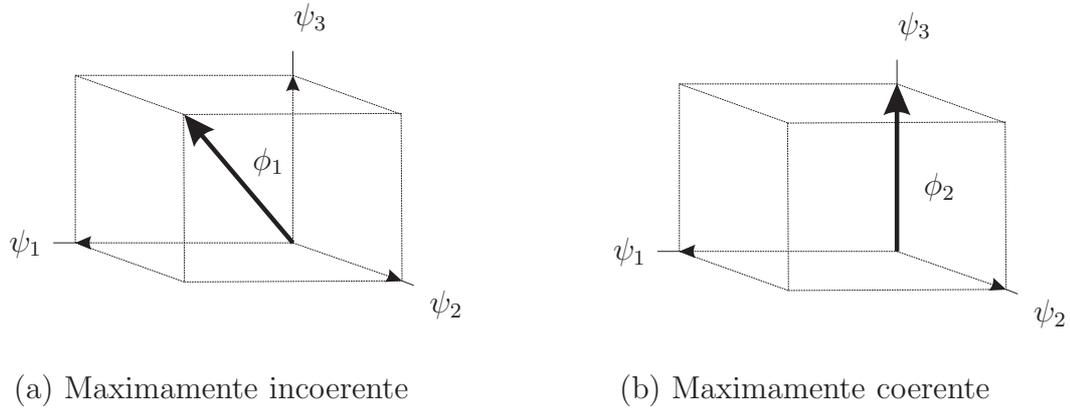


Figura 11: Coerência entre bases (PEREIRA, 2010).

o esquema da amostragem clássica no tempo ou espaço. A coerência entre as matrizes pode ser avaliada a partir da eq. (2.119), o que resulta em  $\mu(\Phi, \Psi) = 1$  – maximamente incoerente. Dessa forma, impulsos e senóides são considerados maximamente incoerentes em qualquer dimensão (CANDES; WAKIN, 2008). Retornemos à questão apresentada no final da seção 2.4.1: ii) É possível projetar  $M < N$  formas de ondas para capturar quase todas as informações sobre  $\mathbf{x}$ ? A resposta a essa pergunta é sim, desde que seja projetada a matriz  $\Theta = \Phi\Psi$  de tal forma que tenha RIP, verificando a eq. (2.116) para cada uma das  $\binom{N}{S}$  combinações possíveis de  $S$  elementos não nulos do vetor  $\mathbf{v}$  de tamanho  $N$  (BARANIUK, 2007). Entretanto, o projeto de  $\Theta$  dessa forma é um problema NP-complexo (SCHULZ; SILVA; VELHO, 2010).

Uma forma alternativa de quantificar a coerência entre as matrizes de  $\Phi$  e  $\Psi$  é avaliar diretamente a matriz de medição  $\Theta$  através de sua coerência mútua, que é definida como o maior valor absoluto e normalizado do produto interno entre as diferentes colunas de  $\Theta$ , ou seja (WANG; HOU, 2011):

**Definição 3 (Coerência mútua da matriz de medição)**

$$\mu(\Theta) = \max_{1 \leq i, j \leq N, i \neq j} \frac{|\theta_i^\dagger \theta_j|}{\|\theta_i\| \times \|\theta_j\|}, \quad (2.122)$$

em que  $\theta_i$  é a  $i$ -ésima coluna de  $\Theta$ . Nesse caso,  $\mu(\Theta) = 1$  – maximamente coerente, enquanto  $\mu(\Theta) = 0$  – maximamente incoerente.

Por sorte, existe uma diversidade grande de classes de matrizes que obedecem à RIP com alta probabilidade, isto é  $\delta_S \ll 1$  para algum  $S \ll N$  (BERGER et al., 2010), onde  $\delta_S$  e  $S$  são os parâmetros que definem a RIP, conforme 1. Ao se adotar matrizes cujas amostras seguem uma distribuição aleatória com valores independentes e identicamente

distribuídas (i.i.d.), como a Gaussiana e de Bernoulli, ou linhas selecionadas aleatoriamente de uma matriz ortogonal ( $N \times N$ ), como, por exemplo, a DFT (*discrete Fourier transform*), pode ser mostrado que para o número de medições (BERGER et al., 2010)

$$M \geq US \log(N/S), \quad (2.123)$$

a probabilidade de que  $\delta_S \geq \delta$  decresce exponencialmente com  $M$  e  $\delta$ . Deve-se observar que aumentando-se o número de medidas  $M$ , a probabilidade da matriz obedecer à RIP para um dado limiar de  $\delta$  pode ser feita arbitrariamente pequena. A constante  $U$  depende dos vários tipos de matrizes (BERGER et al., 2010).

Teoricamente, a RIP fornece a garantia de que um sinal  $S$ -esparso pode ser totalmente descrito através das  $M$  medidas contidas em  $\mathbf{y}$ , conforme indicado na eq. (2.115). Entretanto, ela não nos informa como o sinal original,  $\mathbf{x}$  ou  $\mathbf{s}$  no domínio esparso, pode ser recuperado através dessas  $M$  medidas.

A reconstrução do sinal original parte do princípio de que se tem disponível o vetor  $\mathbf{y}$ , contendo as  $M$  medidas, e a matriz de medição  $\Theta$ . Porém, uma vez que consideramos  $M < N$  na eq. (2.115), é possível encontrarmos uma infinidade de  $\hat{\mathbf{s}}$  que satisfazem  $\Theta \hat{\mathbf{s}} = \mathbf{y}$ . Todas essas possibilidades de soluções pertencem ao hiperplano  $(N - M)$ -dimensional  $\mathcal{H} := \ker(\Theta) + \mathbf{s}$  no  $\mathbb{R}^N$ , em que  $\ker(\cdot)$  representa o espaço nulo do argumento, pois se  $\Theta \mathbf{s} = \mathbf{y}$ , então,  $\Theta(\mathbf{s} + \mathbf{r}) = \mathbf{y}$  para algum  $\mathbf{r}$  no espaço nulo. Dessa forma, o objetivo passa a ser o de encontrar os coeficientes do vetor esparso  $\mathbf{s}$  no espaço nulo transladado (BARANIUK, 2007).

O método dos mínimos quadrados é uma abordagem clássica para se resolver problemas inversos desse tipo, ou seja, selecionar o vetor no espaço nulo transladado,  $\mathcal{H}$ , com a menor energia, ou seja, a menor norma- $\ell_2$ . Entretanto, quando  $\mathbf{s}$  é esparso a solução encontrada por esse método não é satisfatória.

Um método que permite recuperar o sinal  $\mathbf{s}$  esparso é o que busca pelo vetor mais esparso no hiperespaço  $\mathcal{H}$ . Pode-se mostrar que com apenas  $M = S + 1$  medidas Gaussianas i.i.d. pode-se recuperar com exatidão um sinal  $S$ -esparso com alta probabilidade. Entretanto, essa solução requer considerar  $\binom{N}{S}$  combinações possíveis para a localização dos coeficientes não nulos de  $\mathbf{s}$ , o que o torna não prático.

O método usado em CS faz uso da otimização convexa, que se reduz a um programa linear, conhecido como *basis pursuit*, para a recuperação do sinal  $\mathbf{s}$ . Nesse método, busca-se por um vetor, restrito a algumas exigências, com a menor norma- $\ell_1$  transladado.

Com intuito de exemplificarmos a etapa de reconstrução do sinal a partir do conhecimento da matriz de medição  $\Theta$  e das  $M$  medidas disponíveis em  $\mathbf{y}$ , imaginemos, por simplicidade, que  $\mathbf{s} \in \mathbb{R}^N$ , com  $N = 3$  e que possua  $S < 3$  coeficientes não nulos. Podemos imaginar que o vetor procurado pode ter componentes em  $N$  direções, mas queremos achar a representação que tenha o menor número de componentes não nulas, dentro de uma condição específica, na qual diversas combinações de componentes podem ser válidas.

Logo, é de se esperar que  $\mathbf{s}$  ocupe um lugar sobre o hiperplano  $\mathcal{H}$ ,  $S$ -dimensional, alinhado com os eixos coordenados no  $\mathbb{R}^N$ . A Fig. 12a ilustra os três hiperplanos possíveis de se encontrar um vetor  $S$ -esparso no  $\mathbb{R}^3$ , além de indicar a posição do vetor  $\mathbf{s}$  usado nesse exemplo. Entretanto, a transformação linear operada por  $\Theta$  gera um hiperplano com uma orientação angular aleatória dependente de  $\Theta$ .

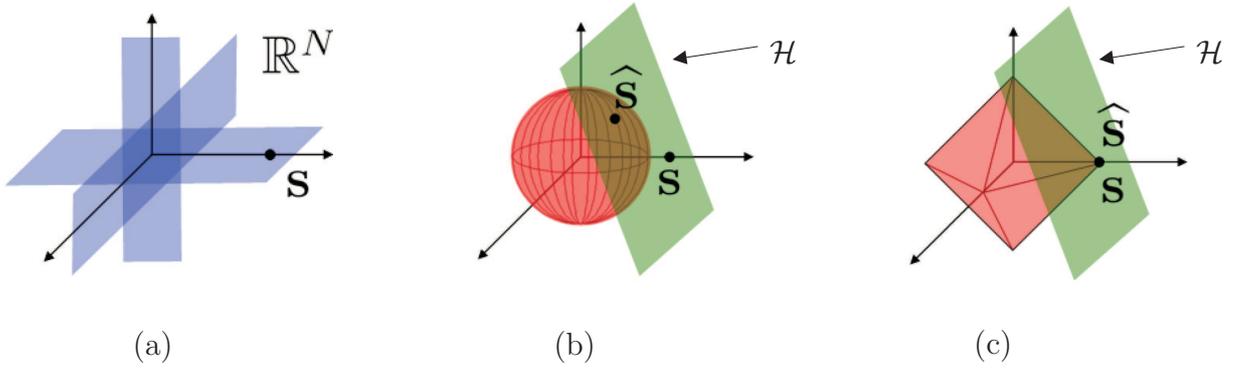


Figura 12: (a) Um vetor  $\mathbf{s}$  sobre o hiperplano  $S$ -dimensional alinhado com os eixos coordenados no  $\mathbb{R}^N$ . (b) Recuperação do sinal  $\mathbf{s}$  via minimização da norma- $\ell_2$ . (c) Recuperação exata do sinal  $\mathbf{s}$  via minimização da norma- $\ell_1$  (BARANIUK, 2007)

A busca por  $\mathbf{s}$ , quando se utiliza o método dos mínimos quadrados, ou seja, minimização da norma- $\ell_2$ , é descrita como:

$$\hat{\mathbf{s}} = \min_{\mathbf{s}'} \|\mathbf{s}'\|_2, \quad \text{sujeito a } \Theta \mathbf{s}' = \mathbf{y}. \quad (2.124)$$

Geometricamente, eq. (2.124) encontra sua solução quando uma hipersfera toca o hiperplano  $\mathcal{H}$ , conforme ilustrado na Fig. 12b. Devido a orientação angular do hiperplano  $\mathcal{H}$  imposta pela matriz  $\Theta$ , nem sempre  $\mathbf{s} = \hat{\mathbf{s}}$ .

Diferentemente da minimização da norma- $\ell_2$ , ao se considerar o problema de reconstruir o sinal original utilizando a norma- $\ell_1$ , pode-se substituir a hipersfera da Fig. 12b pela forma indicada na Fig. 12c, originada de:

$$\hat{\mathbf{s}} = \min_{\mathbf{s}'} \|\mathbf{s}'\|_1, \quad \text{sujeito a } \Theta \mathbf{s}' = \mathbf{y}. \quad (2.125)$$

Observe que nessa busca pelo vetor com o menor comprimento euclidiano,  $\hat{\mathbf{s}}$  irá tocar o hiperplano  $\mathcal{H}$  no ponto perto do eixo coordenado, o que representa com exatidão a posição do vetor  $\mathbf{s}$  buscado. Dessa forma, em resumo, um sistema de aquisição de dados CS consiste de uma matriz de medição com a RIP, seguido por um programa linear para reconstrução de  $\mathbf{x}$  (BARANIUK, 2007).

Existem diversas estratégias de CS para se reconstruir o sinal original. Neste trabalho foram estudados os algoritmos de reconstrução baseados na estratégia de busca voraz: OMP (do inglês, *Orthogonal Matching Pursuit*), que tem a vantagem de ser um algoritmo rápido e de fácil implementação (TROPPE; GILBERT, 2007). O CoSaMP (do inglês, *Compressive Sampling Matching Pursuit*), que incorpora ideias de algoritmos combinatórios para garantir velocidade e limitantes de erro rigorosos. Esse algoritmo necessita da informação *a priori* da esparsidade do sinal (NEEDELL; TROPPE, 2009). Finalmente uma versão do CoSaMP modificada, denominada de mCoSaMP (do inglês, *Modified Compressive Sampling Matching Pursuit*), que não necessita da informação *a priori* da esparsidade do canal (WANG et al., 2011). Os pseudocódigos dos algoritmos OMP, CoSaMP e mCoSaMP estão disponíveis no Anexo A.

### ***Resumo do capítulo***

No presente capítulo foram apresentadas as revisões bibliográficas referentes aos canais PLC. Partiu-se de modelos de canais LIT, evoluindo para os modelos LVT e finalmente apresentado um modelo que se aproxima dos canais reais, o modelo LPVT. Duas grandes oportunidades quanto à modelagem de canais PLC variantes no tempo foram apontadas: o desenvolvimento de modelos que representem o ambiente *outdoor* para frequências acima de 30 MHz, além do controle dessa variabilidade nesses modelos. Além disso, foi ressaltada a carência de informações que caracterizam de forma estatística os canais PLC *outdoor*. Questões sobre o ruído presente nos canais PLC foram em seguida discutidas.

Foram apresentadas as revisões bibliográficas sobre os sistemas de comunicação PLC baseados em transmissão em blocos, sendo equacionadas as modulações monoportadoras e a modulação multiportadora, sendo esta última a que será utilizada no restante do trabalho. Também foi apresentada uma revisão sobre os estimadores de canais PLC discutidos na literatura. Finalmente, uma introdução à teoria de amostragem compressiva foi discutida.

A seguir, no Cap. 3, uma campanha de medição dos canais PLC *outdoor* é discutida e, como resultado, esses canais são estatisticamente caracterizados para a banda de

frequência compreendida entre 1,7 e 100 MHz, fato inédito na literatura.

### 3 Caracterização do canal PLC outdoor em RDE-BT brasileira

Conhecer as características do meio de comunicação que se pretende utilizar é de fundamental importância para prever seu comportamento e, conseqüentemente, projetar sistemas de comunicação que maximizem os recursos disponibilizados pelo meio. Nesse contexto, o presente capítulo trata de forma inédita a caracterização do canal PLC *outdoor* em RDE-BT Brasileira, ou seja, aqui são apresentados os resultados e análises de uma ampla campanha de medição realizada nas RDE-BT Brasileira objetivando explorar o uso de sistemas de comunicação baseados na tecnologia PLC. Além dessa contribuição, neste trabalho é proposto analisar o tempo de coerência e a banda de coerência do canal PLC, admitindo tratar-se de um canal com espalhamento descorrelacionado e estacionário no sentido amplo. Um modelo matemático, baseado nas medições realizadas, da densidade espectral de potência dos ruídos no meio de comunicação PLC *outdoor* é proposto.

Devido a importância de se conhecer o comportamento do canal de comunicação PLC, existem inúmeras publicações direcionadas ao assunto. Considerando o canal PLC *indoor*, (LIU et al., 1999) apresentou medidas do espalhamento de atraso, atenuação e ruído do canal PLC na banda de frequência de 1 a 60 MHz. Em (O'MAHONY, 2006) foi realizada, nas residências norte americanas, uma campanha de medição das características do canal PLC de 1,8 a 30 MHz. (TLICH et al., 2008a) e (TLICH et al., 2008b) apresentaram a caracterização de canais PLC até 100 MHz baseada em medições conduzidas nas residências francesas. (SCHNEIDER et al., 2012) relata resultados da campanha de medição 1 a 100 MHz em diversas cidades da Europa. Mais recentemente, (TONELLO; VERSOLATTO; PITTOLO, 2014) apresentou uma caracterização estatística do canal de comunicação na banda de frequência de 1,8 MHz a 100 MHz baseada em medições realizadas em residências italianas.

Por outro lado, trabalhos semelhantes com foco nas RDE-BT (externas) são mais raros. Em (LIU et al., 2000) foi realizada uma campanha de medição na Alemanha. Nesse trabalho foram avaliadas a atenuação, ruído e dispersão temporal dos canais PLC *outdoor* na banda de frequência de 1 a 30 MHz. Em (PRASAD et al., 2001) foram relatados

resultados de uma modesta campanha de medição com o objetivo de caracterizar as RDE-BT para comunicação PLC *outdoor* na Índia. Os resultados dessa campanha, restritos a banda de frequência de 1 a 30 MHz, avaliaram a atenuação, atraso temporal e banda de coerência desses canais.

Assim, pode-se afirmar que o presente capítulo possui resultados inéditos dentro do seguinte ponto de vista: é o primeiro trabalho referente à caracterização das RDE-BT brasileiras para uso de sistemas PLC na banda de frequência normatizada na Europa (1,7 a 30 MHz) e no Brasil (1,7 a 50 MHz). Além disso, analisa o comportamento do canal PLC para a banda de frequência de 1,7 a 100 MHz, que é uma oportunidade em aberto para sistemas PLC.

A seguir, são apresentados os procedimentos, configurações e equipamentos utilizados para coletar as amostras dos dados das RDE-BT. Em seguida, são discutidas as estatísticas dos parâmetros extraídos, conteúdo que representa, além dos citados anteriormente, a contribuição desse capítulo.

### 3.1 Campanha de medição

O banco de dados utilizado para caracterizar a RDE-BT como canal PLC *outdoor* foi gerado a partir de uma campanha de medição na cidade de Juiz de Fora, MG, Brasil. As escolhas das RDE-BT foram baseadas nas facilidades de acesso às mesmas, no tipo de ligação dos consumidores, monofásico, e o tipo de rede, multiplexada com cores diferentes para cada fase. Além disso, foi levada em conta a classe econômica dos consumidores e as oportunidades de aplicação da tecnologia PLC, pois em algumas situações não se tinha qualquer fornecedor de serviços banda larga no bairro. Dessa forma, pode-se classificar o ambiente escolhido como representativo de um típico consumidor para o uso da tecnologia PLC no Brasil. Essa seção foi escrita tomando como referência (RIBEIRO, 2012) e (COLEN et al., 2014).

A campanha de medição foi realizada durante 14 dias em dois bairros distintos da cidade de Juiz de Fora, obtendo amostras da CFR, ruído e impedância de acesso coletadas no período de 8h00 às 17h00. Tais amostras foram obtidas através de um conjunto de equipamentos e métodos matemáticos utilizados exclusivamente para esse propósito, denominados de *Setup* de Medição. Dois conjuntos de equipamentos foram utilizados: *Setup* TX e *Setup* RX. Basicamente, o *Setup* TX foi projetado para gerar um sinal OFDM e transmiti-lo pela rede de energia elétrica sob estudo, a fim de permitir que o *Setup* RX

estime a CFR. Além disso, ele é responsável pela medição da impedância de acesso ao meio para o sistema PLC. O *Setup* RX foi projetado para medir o sinal transmitido pelo *Setup* TX, além de medir o ruído aditivo e os sinais de rádio, que através de uma antena omnidirecional conectada a uma entrada de dados do sistema de aquisição de dados capta os sinais de rádio gerados por sistemas de comunicação sem fio, que operam na mesma banda de frequência, ou seja, entre 1,7 e 100 MHz. Assim sendo, além da aquisição da interferência do sinal de rádio, induzido na RDE-BT por sistemas de comunicação sem fio através de acoplamento também, foi adquirida a mesma interferência a partir de uma antena omnidirecional. Isso permite analisar qual dos dois tipos de sensores, acoplador capacitivo ou antena omnidirecional, é o mais adequado para o monitoramento de espectro. Além disso, técnicas de sincronização, correção da taxa de amostragem, estimador baseado nos mínimos quadrados (LS, do inglês, *least square*) e equalizador forçado a zero (ZF, do inglês, *zero-forcing*) foram utilizadas. Maiores detalhes sobre os equipamentos utilizados na campanha de medição serão apresentados oportunamente. Por questões estratégicas, como ajuste manual da potência transmitida, o *Setup* RX foi instalado no poste da RDE e o *Setup* TX ao lado do medidor de energia elétrica da unidade consumidora. Diversas configurações de posicionamento na RDE-BT do *Setup* TX e *Setup* RX foram utilizadas para a formação do banco de dados. De uma forma geral, as distâncias envolvidas entre o *Setup* TX e *Setup* RX podem ser agrupadas em 3 classes: 3 à 30 metros, 40 à 60 m e 70 à 100 m. Um exemplo de parte da planta contendo a disposição dos postes da RDE e das unidades consumidoras está ilustrada na Fig. 13.

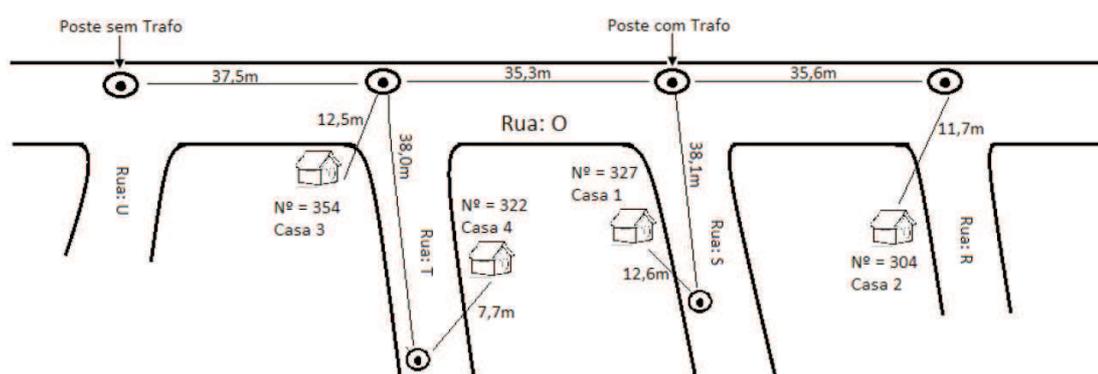


Figura 13: Planta representando parte da área em que foi realizada a campanha de medição.

As Figs. 14 e 15 ilustram, respectivamente, a fixação do *Setup* RX em um poste sem transformador (trafo) abaixador de média para baixa tensão da RDE e o *Setup* TX sendo instalado em uma unidade consumidora.

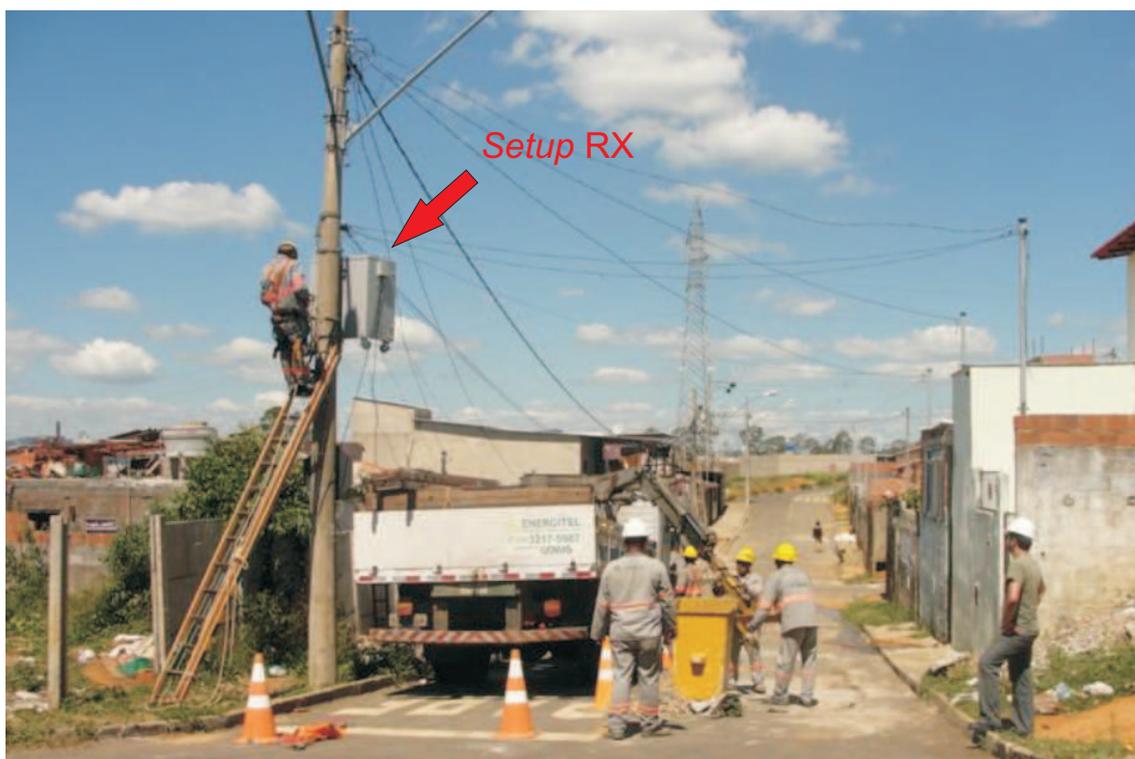


Figura 14: *Setup* RX instalado em poste sem tráfego.



Figura 15: *Setup* TX instalado próximo ao medidor de energia elétrica do consumidor.

### 3.1.1 Composição do Setup de Medição

Como já foi dito, o *Setup* de Medição é formado por um conjunto de equipamentos, ilustrados na Fig. 16, e métodos utilizados exclusivamente com o propósito de estimar a CFR, ruído e impedância de acesso da RDE-BT. O *Setup* de Medição é composto pelos seguintes equipamentos:

- Uma unidade para amplificar os sinais transmitidos, denominada de amplificador de radiofrequência (RF) da EmpowerRF (Fig. 16a). Ele entrega até 25 W na sua saída e abrange a faixa de frequência entre 0,15 e 230 MHz. A utilização de tal equipamento é justificada pelo fato de que o sinal recebido pelo *Setup* RX deve ter potência suficiente em sua recepção, e, conseqüentemente, viabilizar a estimativa da CFR do canal PLC.
- Dois computadores industriais (Fig. 16b), com placas de geração de dados (de 300 Msps com 14 bits) (Fig. 16c) e de aquisição de dados (de 200 Msps com 12 bits) (Fig. 16d). Esses equipamentos são aplicados, respectivamente, para gerar o sinal a ser transmitido e para adquirir o sinal na saída do canal. As placas de geração e aquisição de dados são da empresa Gage.
- Um analisador vetorial de sinais e de rede portátil (Fig. 16e), Field Fox da Agilent que cobre as faixas de frequência de 1 MHz a 3 GHz. Ele é responsável por medir a impedância de acesso às RDE-BT no ponto de conexão do *Setup* TX;
- Dois acopladores PLC capacitivos do tipo SISO (do inglês - *single input single output*) (Fig. 16f), os quais foram projetados para operar na faixa de frequência entre 1,7 e 100 MHz e atuam como um filtro passa alta, bloqueando a componente fundamental de 60 Hz que pode danificar os equipamentos.
- Dois nobreaks para estabilizar a energia elétrica fornecida pelos geradores elétricos;
- Dois transformadores com razão de transformação 2:1 e 1500 VA de potência, para isolar a RDE-BT dos *Setups* TX e RX.
- Uma antena omnidirecional para a aquisição de sinais de rádio na banda de frequência de operação, ou seja, de 1,7 MHz até 100 MHz;
- Dois grupos motor-gerador (GMG) a diesel (Fig. 16g) para fornecer energia elétrica para os *Setups* TX e RX. A utilização de dois geradores é necessária para assegurar

que os equipamentos de medição não injetem ruído adicional ou distúrbios nas redes de energia elétrica.

- Duas caixas metálicas para acomodar os equipamentos de medição. Elas foram projetadas sob medida para a campanha de medição com o objetivo de organizar e proteger os equipamentos utilizados no *Setups* TX e RX, com ventilação forçada para evitar um aquecimento indesejado, bandejas removíveis com espaço para instalação de equipamentos e rodas para se moverem sobre superfícies. Além disso, elas possuem ganchos de modo a permitir que as mesmas sejam içadas;
- Um notebook para operar, através de acesso remoto, o computador industrial dentro do *Setup* RX, que, eventualmente, é instalado no poste;
- Oscilador atômico (Fig. 16h) para gerar sinal com uma frequência de relógio de referência e de elevada precisão. Esse oscilador gera um sinal de relógio de referência para o *Setup* TX e RX.

#### 3.1.1.1 Composição do Setup TX

A Fig. 17 mostra o diagrama em blocos do *Setup* TX, detalhando as conexões entre os equipamentos que o constituem. Os pontos A e B indicam os pontos de alimentação dos equipamentos. A energia é fornecida por um gerador a diesel. Um transformador de isolamento e um nobreak são usados para isolar o circuito do *Setup* Tx da fonte de energia e para evitar interrupções de energia durante um curto período de tempo, respectivamente. Também nessa figura, Fase e Neutro indicam a conexão do *Setup* TX à RDE-BT usada para injetar o sinal.

O multiplexador manual configura o *Setup* TX em um dos dois possíveis modos de operação. O primeiro é para inferir a estimativa da CFR do canal. Neste modo de operação, o sinal armazenado na memória do computador industrial é transferido para a memória da placa de geração de dados. Em seguida, o equivalente no domínio do tempo do sinal, na saída do conversor digital-analógico (DAC - do inglês, *digital-to-analog converter*), é injetado na entrada do amplificador. A amplificação do sinal é ajustada manualmente para garantir que o *Setup* RX receba o sinal transmitido, que foi distorcido pelo canal PLC e corrompido pelo ruído aditivo. O sinal na saída do amplificador é enviado para a entrada do acoplador PLC. Finalmente, a saída do acoplador PLC é responsável por injetar o sinal amplificado na RDE-BT, através do ponto de conexão. O segundo modo de operação proporciona o uso do *Setup* TX para medir a impedância de acesso



(a) Amplificador de RF



(b) PC industrial



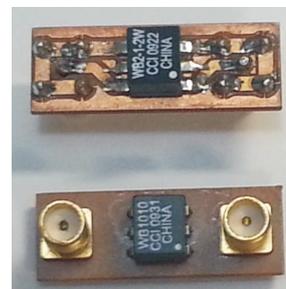
(c) Placa de geração de sinais



(d) Placa de aquisição de sinais



(e) Analisador de rede portátil



(f) Acopladores



(g) GMG a diesel



(h) Oscilador atômico

Figura 16: Equipamentos utilizados no *Setup* de Medição

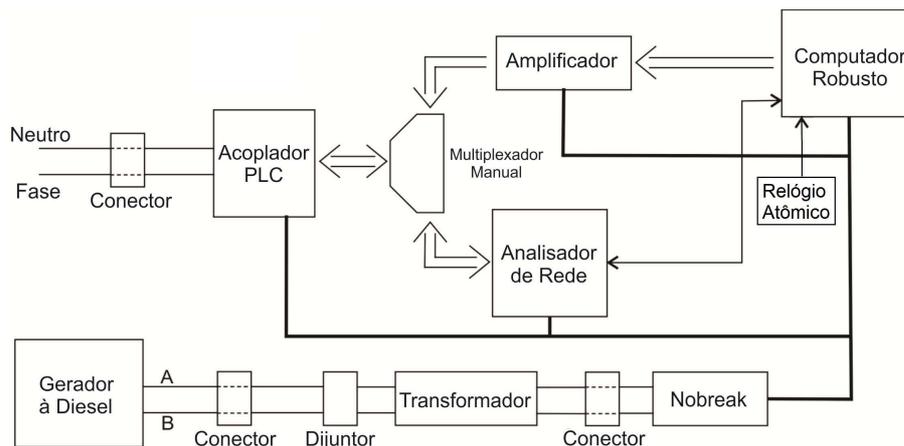


Figura 17: Diagrama em blocos do *Setup TX*

no ponto de conexão entre o *Setup TX* e a RDE-BT. Neste cenário, o analisador de rede é conectado diretamente aos terminais do acoplador PLC, o que permite que ele meça a impedância de acesso nesse ponto. A caracterização, *a priori*, do acoplador PLC permite a remoção de sua influência sobre as medidas. Finalmente, as medidas de impedância de acesso são armazenadas na memória do computador industrial.

### 3.1.1.2 Composição do Setup RX

A Fig.18 ilustra o diagrama em blocos do *Setup RX*. Como no *Setup TX*, A e B

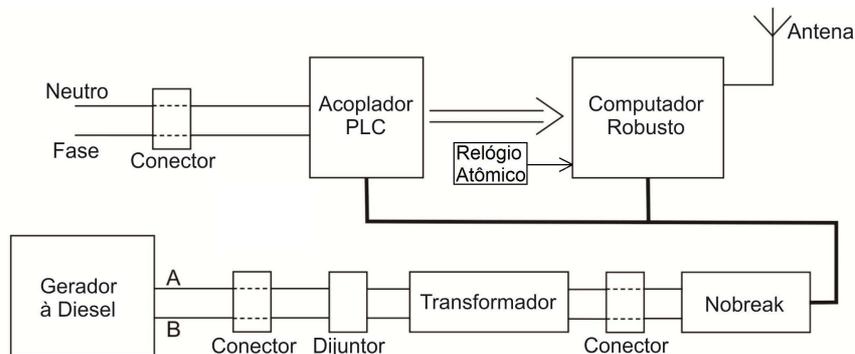


Figura 18: Diagrama em blocos do *Setup RX*

designam o ponto de conexão da fonte de energia (gerador diesel). Um nobreak e um transformador isolador são utilizados. Fase e Neutro denotam o ponto de conexão do *Setup RX* com a rede de energia elétrica sob estudo. O acoplador PLC é posicionado entre a rede de energia elétrica e a placa de aquisição de dados, instalada no computador industrial. Essa placa de aquisição tem dois canais de conversores analógico-digital (ADC - do inglês, *analog-to-digital converter*) que são conectados ao acoplador PLC e à antena.

Como o *Setup* RX é fixado ao poste, um notebook é usado para acessar remotamente o computador industrial. O acesso remoto faz uso de uma rede sem fio *ad hoc*.

O *Setup* RX é responsável por receber e armazenar o sinal transmitido pelo *Setup* TX. Além disso, ele mede os sinais de rádio, simultaneamente à transmissão de dados feita pelo *Setup* TX. A aquisição de sinais de rádio tem por objetivo, por exemplo, monitorar o espectro. Outra função do *Setup* RX é medir o ruído aditivo na rede de energia elétrica e, ao mesmo tempo, os sinais de rádio, ambos medidos quando não existirem sinais sendo transmitidos pelo *Setup* TX.

### 3.1.1.3 Procedimentos de medição

Os procedimentos adotados para a realização das medições são os seguintes:

**Medição da resposta em frequência do canal PLC.** Para medir a CFR do canal PLC, constituído pelo meio entre a saída da placa de geração de dados do *Setup* TX e a placa de aquisição de dados do *Setup* RX, é usado o *Setup* TX com o acoplador PLC conectado ao amplificador de sinal. Com a placa de geração de sinais instalada dentro do computador industrial, um sinal constituído por símbolos OFDM é gerado, amplificado e, então, injetado na rede de energia elétrica. Assim, a placa de geração de dados gera um sinal analógico correspondente à concatenação de símbolos OFDM consecutivos. No *Setup* RX, o sinal recebido é armazenado utilizando uma placa de aquisição de dados.

Finalmente, a estimativa da CFR do canal PLC é obtida através da aplicação do algoritmo proposto em (OLIVEIRA; FINAMORE; RIBEIRO, 2013). Basicamente, este algoritmo executa a sincronização de símbolo, correção da frequência de amostragem e a estimação do canal.

**Medição do ruído na rede de energia elétrica.** Para esta medição, apenas o *Setup* RX é utilizado, uma vez que não é necessário transmitir qualquer sinal. Os sinais recebidos são armazenados na memória da placa de aquisição de dados e, remotamente, movidos para a memória do computador industrial.

**Medição da impedância de acesso no ponto de conexão.** Para a medição da impedância de acesso, apenas o *Setup* TX é requerido. Ele foi configurado no modo em que o acoplador PLC é conectado ao analisador de sinais portátil, FieldFox. Dessa forma, é realizada a medição da impedância de acesso apenas no ponto de

conexão entre o ramal de energia elétrica da RDE-BT com o medidor de energia elétrica da unidade consumidora.

**Medição dos sinais de rádio.** Neste caso, os sinais de rádio foram obtidos em duas situações distintas. Na primeira, o sinal é transmitido pelo *Setup* TX através da rede de energia elétrica. Durante esta transmissão, os sinais de rádio são adquiridos pela placa de aquisição de dados através do canal ADC conectado à antena. A segunda situação refere-se à aquisição na ausência de transmissão de sinal na rede de energia elétrica, ou seja, sem o *Setup* TX.

### 3.2 *Parâmetros característicos do canal PLC*

Existe uma grande semelhança entre os efeitos na variação do sinal recebido provocado pela rede de energia elétrica com os efeitos observados no meio de comunicação sem fio. Assim, nesse trabalho adotou-se a classificação dessas variações do sinal recebido, no tempo e frequência, como a utilizada em comunicação sem fio, ou seja, classificações de canais com desvanecimentos, os quais podem ser classificados em larga-escala e em pequena-escala (CHO et al., 2011).

No caso do canal PLC, o efeito de desvanecimento em larga-escala ocorre com a variação da distância entre o transmissor e receptor PLC, além da RDE-BT, como a conexão e/ou retirada de cargas da rede de energia elétrica, dinâmica dos transformadores de média para baixa tensão, reatores para iluminação pública, medidores de energia elétrica, etc. Assim, o efeito do desvanecimento em larga-escala no canal PLC é descrito como a atenuação média do meio em função da distância entre o transmissor PLC e receptor PLC, dada a frequência utilizada para a comunicação de dados.

Por outro lado, o desvanecimento em pequena-escala no canal PLC refere-se a rápida variação do nível do sinal devido à interferência destrutiva ou aditiva no mesmo. Essas interferências são provenientes das variações dos estados das cargas conectadas ao barramento formado pelo circuito de distribuição de energia elétrica com o tempo. Como mencionado anteriormente, essas cargas possuem uma variação dinâmica, algumas sendo conectadas e desconectadas aleatoriamente ao barramento, outras comutando em sincronismo com a frequência fundamental da rede de energia elétrica. Esse dinamismo das cargas implica numa variação na impedância de acesso às redes de energia elétrica, que, conseqüentemente, gera pontos de descasamentos de impedâncias resultando em reflexões do sinal incidente. Esses sinais refletidos ao convergirem para o receptor PLC,

juntamente com o sinal que percorre o barramento, diretamente do transmissor para o receptor, resultam numa propagação de sinal classificada como multipercurso. Dependendo da extensão do multipercurso, a seletividade em frequência do canal PLC pode ser caracterizada em seletivo em frequência ou plano em frequência. Dependendo da variação temporal do canal PLC, devido a velocidade em que essas cargas mudam de estados (conectadas/desconectadas) no barramento o desvanecimento em pequena-escala pode ser classificado como desvanecimento lento ou desvanecimento rápido, dando origem aos canais seletivos no tempo. A Fig. 19 ilustra a classificação do canal PLC baseada no efeito de desvanecimento do sinal no meio de comunicação.

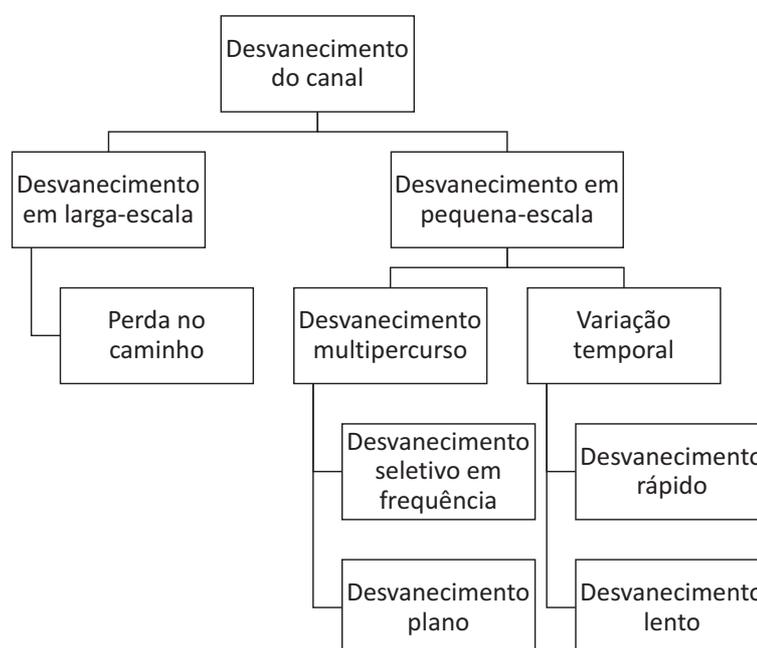


Figura 19: Classificação dos canais com desvanecimentos (adaptado de (CHO et al., 2011)).

Então, para se caracterizar a rede de energia elétrica como meio de comunicação de dados, baseando-se no efeito de desvanecimento, uma série de parâmetros deste meio deve ser considerado, dentre os quais destacam-se: i) ganho médio do canal (atenuação); ii) comprimento efetivo da resposta ao impulso; iii) dispersão no tempo; iv) capacidade teórica do canal; v) tempo de coerência do canal; vi) banda de coerência; e, mais recentemente, vii) a esparsidade da resposta ao impulso do canal.

Entretanto, como estamos interessados em avaliar as CFR provenientes de uma campanha de medição em que não se pode negligenciar o ruído proveniente do meio de comunicação, somado ao produzido pelo sistema de medição, as amostras obtidas durante o processo de medição são submetidas a uma estratégia de melhoramento da relação sinal-ruído (SNR - do inglês, *signal-to-noise ratio*), antes de se obter o valor estimado

de cada parâmetro que auxilia na caracterização do canal PLC. Para tal, são utilizadas duas estratégias de melhoramento do sinal medido: estimativa melhorada (EM) (CARDOSO; BACKX; SAMPAIO-NETO, 2009) e uma estratégia baseada na média das medições, denominada neste trabalho de (MM) (PAYÁN, 2014).

A EM se propõe a refinar uma estimativa baseada no fato de que o comprimento temporal da CIR do canal é  $L < N$ , em que  $N$  é o comprimento do vetor representando a CIR medida do canal. Como resultado, as componentes da CIR com índices maiores do que  $L$  são consideradas ruidosas e são removidas. Para tal, a EM faz uso de uma matriz que projeta a estimativa da CFR do canal no subespaço gerado pelas primeiras  $L$  colunas da matriz da DFT  $\mathcal{F}_{N,L}$ , em que  $\mathcal{F}_{N,L}$  é uma matriz contendo as primeiras  $L$  colunas da matriz da DFT  $\mathcal{F}_{N,N}$  de lado  $N$ . Uma vez que o comprimento  $L$  do canal pode não ser conhecido *a priori*, e considerando que o comprimento do intervalo de guarda  $L_G$  é conhecido e restrito a  $L \leq L_G \leq N$ , a verdadeira CFR pertence também ao subespaço gerado pelas primeiras  $L_G$  colunas de  $\mathcal{F}_{N,N}$ . A matriz que projeta a CFR medida no subespaço em que essa medição é menos ruidosa é dada por (CARDOSO; BACKX; SAMPAIO-NETO, 2009)

$$\mathbf{M}_o = \mathcal{F}_{N,L_G} \mathcal{F}_{N,L_G}^\dagger. \quad (3.1)$$

Assim, a  $n$ -ésima CFR refinada pela técnica EM é obtida por

$$\mathbf{H}_n = \mathbf{M}_o \hat{\mathbf{H}}_n, \quad (3.2)$$

em que  $\hat{\mathbf{H}}_n = [\hat{H}_n[0] \ \hat{H}_n[1] \ \dots \ \hat{H}_n[N-1]]^T$  representa a  $n$ -ésima CFR originalmente obtida na campanha de medição. Observe que a EM, de uma forma geral, equivale a se truncar a CIR a partir da CFR medida e da escolha de  $L_G$ , realizando apenas uma simples operação matricial.

Por outro lado, a estratégia MM se propõe a minimizar a influência do ruído na medição considerando a CFR medida um processo aleatório constituído de variáveis aleatórias independentes e identicamente distribuídas (i.i.d.). Com isso, uma estimativa da CFR medida é obtida através do cálculo da CFR média de um grupo de  $M_f$  CFR medidas. A  $n$ -ésima estimativa média da CFR obtida pela estratégia MM pode ser representada por  $\overline{\mathbf{H}}_n = [\overline{H}_n[0] \ \overline{H}_n[1] \ \dots \ \overline{H}_n[N-1]]^T$ , em que

$$\begin{aligned} \overline{H}_n[k] &= E\{\hat{H}_n[k]\} \\ &= \frac{1}{M_f} \sum_{n=0}^{M_f-1} \hat{H}_n[k]. \end{aligned} \quad (3.3)$$

Cabe salientar que nesse trabalho, algumas vezes as estratégias EM e MM são usadas em cascata, outras, considera-se apenas uma ou, em alguns casos, nenhuma das estratégias é usada. As configurações adotadas são mencionadas quando devido.

Finalmente, de acordo com a literatura, os parâmetros que são utilizados para caracterizar o canal PLC *outdoor* supracitados são os seguintes:

i) **Ganho médio:** Uma vez que o canal PLC é tido como seletivo em frequência, a atenuação do canal é frequentemente relatada pela atenuação média do canal, ou o ganho de potência médio do canal, que é dado por (GALLI, 2011):

$$\bar{G}_n = \sum_{l=0}^{L-1} |h_n[l]|^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |H_n[k]|^2, \quad (3.4)$$

em que a última igualdade foi obtida usando o teorema de Parseval e  $H_n[k]$  representa a resposta em frequência do  $k$ -ésimo subcanal da  $n$ -ésima CFR analisada.

O conhecimento do ganho médio é de extrema importância para, durante a fase de prospecção, estimar de forma aproximada a capacidade teórica do canal de comunicação. O ganho médio é utilizado para caracterizar canais agrupados na classe desvanecimento em larga-escala.

ii) **Duração da resposta ao impulso:** A CIR obtida por qualquer processo de medição é corrompida por ruídos inerentes à esse processo. Esses ruídos não desaparecem com o tempo. Obter uma boa aproximação da duração da CIR é essencial para a estimativa do efeito de espalhamento temporal do canal de comunicação. Assim, a duração da resposta ao impulso é geralmente definida como o intervalo de tempo que contém uma porcentagem  $\kappa$  da energia total da resposta ao impulso do canal. Valores típicos desses percentuais são 99%, 99,9% e 99,99% (LI et al., 2003; CAÑETE et al., 2011).

A duração da CIR do canal PLC *outdoor* foi estimada utilizando-se a estratégia de cálculo denominada de estimativa da energia do sinal (SEE, do inglês, *signal energy estimation*) (LI et al., 2003). O SEE estima e acumula a energia do sinal de cada amostra de dados até quando a contribuição a partir das medições dos dados restantes para a energia total do sinal tornar-se insignificante. Este ponto específico no tempo é, então, identificado como o ponto de terminação do sinal.

Para o SEE, considere a CIR efetiva do canal PLC composta de  $0 < M < 2N - 1$  amostras e que a  $l$ -ésima amostra da  $n$ -ésima CIR estimada é dada por

$$h_n[l] = s_n[l] + e_n[l], \quad l = 0, 1, \dots, 2N - 1, \quad (3.5)$$

em que  $s_n[l]$  e  $e_n[l]$  denotam, respectivamente, a  $l$ -ésima amostra da  $n$ -ésima CIR e o seu erro de estimação. Note que  $e_n[l]$ , diferentemente de  $s_n[l]$  que é um valor determinístico, é uma variável aleatória modelada como Gaussiana, branca, com média nula e uma variância não conhecida  $\sigma_e^2$  assumida ser independente de  $s_n[l]$ , ou seja,  $E\{e_n[l]\} = 0$ ,  $E\{e_n[l]s_n[l]\} = E\{e_n[l]\}s_n[l] = 0$ . Assim, a técnica SEE consiste em estimar  $M$  a partir da sequência  $\{h_n[l]\}_{l=0}^{2N-1}$ , e requer o cálculo da energia total e do sinal determinístico, expresso por

$$\varepsilon_s \triangleq \sum_{l=0}^{2N-1} E\{|s_n[l]|^2\} = \varepsilon_{h_n} - \varepsilon_{e_n}, \quad (3.6)$$

em que  $\varepsilon_{h_n}$  e  $\varepsilon_{e_n}$  são, respectivamente, as energias das sequências  $\{h_n[l]\}_{l=0}^{2N-1}$  e  $\{e_n[l]\}_{l=0}^{2N-1}$ . Essas energias podem ser calculadas por

$$\varepsilon_{h_n} \triangleq \sum_{l=0}^{2N-1} E\{|h_n[l]|^2\} \quad (3.7)$$

e

$$\varepsilon_{e_n} \triangleq \sum_{l=0}^{2N-1} E\{|e_n[l]|^2\} = \frac{2N}{2N - L + 1} \varepsilon_{LN_n}, \quad (3.8)$$

em que  $\varepsilon_{LN_n}$  denota a energia total de  $\{h_n[l]\}_{l=L}^{2N-1}$ , expressa por

$$\varepsilon_{LN_n} \triangleq \sum_{l=L}^{2N-1} E\{|h_n[l]|^2\} = (2N - L + 1)\sigma_{e_n}^2, \quad (3.9)$$

com  $M \leq L \leq 2N$ . De uma forma prática,  $\varepsilon_{h_n}$  e  $\varepsilon_{LN_n}$  podem ser estimados como

$$\hat{\varepsilon}_{h_n} = \sum_{l=0}^{2N-1} |h_n[l]|^2, \quad (3.10)$$

e

$$\hat{\varepsilon}_{LN_n} = \sum_{l=L}^{2N-1} |h_n[l]|^2. \quad (3.11)$$

Finalmente, a eq. (3.6) pode ser reescrita como

$$\hat{\varepsilon}_{s_n} = \hat{\varepsilon}_{h_n} - \frac{2N}{2N - L + 1} \hat{\varepsilon}_{LN_n}. \quad (3.12)$$

Os passos para estimar a duração efetiva da CIR ( $\hat{M}_{SEE_n}$ ) estão indicados no Algoritmo 1.

---

**Algoritmo 1** Estimativa da Energia do Sinal (SEE)
 

---

<b>Entrada:</b>	$N, \mathbf{h}_n, \kappa$
<b>Saída:</b>	$\hat{M}_{SEE_n}$ - quantidade de coeficientes da $n$ -ésima CIR
<b>Passo 1:</b>	Calcule $\hat{\epsilon}_{s_n}$ usando a eq. (3.12)
<b>Passo 2:</b>	Faça $\check{M} = 1$ e $\check{\epsilon}'_{s_n} = 0$
<b>Passo 3:</b>	Calcule $\check{\epsilon}'_{s_n} = \hat{\epsilon}'_{s_n} +  h_n[\check{M}]^2  - \hat{\epsilon}_{e_n}/2N$
<b>Passo 4:</b>	Se $\check{\epsilon}'_{s_n} \geq \kappa\hat{\epsilon}_{s_n}$ ou $\check{M} = 2N$ , então, a estimativa do comprimento do sinal $\hat{M}_{SEE_n}$ é igual a $\check{M}$ e o teste termina; caso contrário, faça $\check{M} = \check{M} + 1$ e vá para o <b>Passo 3</b> ( $0.99 \leq \kappa \leq 0.9999$ )

---

A duração da  $n$ -ésima CIR é obtida aplicando-se o resultado do algoritmo SEE em

$$\tau_{\kappa_n} = \hat{M}_{SEE_n} T_s. \quad (3.13)$$

Em (CAÑETE et al., 2011), considerando 90% da energia da resposta ao impulso, foram relatados valores menores do que  $3 \mu s$  para a duração da resposta ao impulso de canais *indoor* entre 1,7 e 30 MHz. Entretanto, nenhuma contribuição na literatura discute esse parâmetro quando o canal PLC é *outdoor*.

É importante salientar que a duração da CIR não é um bom indicador para quantificar a interferência intersimbólica (IIS) introduzida pelo canal PLC, pois canais com curta duração podem introduzir mais IIS do que canais com longa duração (GALLI, 2011).

Entretanto, a duração da CIR é um resultado que é aplicado para se obter diversos outros parâmetros relacionados ao desvanecimento em pequena-escala.

iii) **Dispersão temporal:** A dispersão no tempo está relacionada com os atrasos provocados pelos diferentes percursos na propagação do sinal, conseqüentemente, relaciona-se com o desvanecimento em pequena-escala. Normalmente é denominada de valor de espalhamento de atraso médio quadrático (RMS-DS, do inglês, *root mean square - delay spread*) e pode ser expressa por (GALLI, 2011):

$$\sigma_\tau = \sqrt{\mu_\tau^{(2)} - \mu_\tau^2} = T_s \sigma_0, \quad (3.14)$$

em que

$$\mu_\tau = T_s \mu_0, \quad \mu_\tau^{(2)} = T_s^2 \mu_0^{(2)} \quad (3.15)$$

$$\mu_0 = \frac{\sum_{l=1}^M l |h[l]|^2}{\sum_{l=1}^M |h[l]|^2}, \quad \mu_0^{(2)} = \frac{\sum_{l=1}^M l^2 |h[l]|^2}{\sum_{l=1}^M |h[l]|^2}, \quad \sigma_0 = \sqrt{\mu_0^{(2)} - \mu_0^2}, \quad (3.16)$$

$MT_s$  é a duração da resposta ao impulso eventualmente truncada, posto que  $M < 2N - 1$ .

A dispersão temporal é utilizada para comparar diferentes canais com desvanecimentos de multipercursos, além de servir como guia para projetos de sistemas PLC, pois subsidia a escolha do intervalo de guarda de sistemas multiportadoras, uma vez que caracteriza a IIS introduzida pelo canal PLC melhor do que a duração da CIR (GALLI, 2011). Caso a CIR do canal PLC seja caracterizada por um  $\sigma_\tau$  maior do que o período de símbolo do sinal transmitido, esse sinal sofrerá um desvanecimento seletivo na frequência. Devido à curta duração do símbolo, comparada com espalhamento de atraso do multipercurso, múltiplas cópias atrasadas do sinal transmitido são sobrepostas com o símbolo subsequente, o que acarreta em IIS. Caso contrário,  $\sigma_\tau$  muito menor do que o período de símbolo transmitido, esse sinal não sofrerá IIS e o canal de comunicação será dito como possuindo desvanecimento não seletivo em frequência.

Valores de RMS-DS entre  $0,1 \mu s$  e  $1,7 \mu s$  são mencionados na literatura para canais *indoor* até 30 MHz (GALLI, 2009; CAÑETE et al., 2011) e entre  $0,04 \mu s$  e  $0,43 \mu s$  para canais *indoor* entre 1,7 e 100 MHz (TONELLO; VERSOLATTO; BEJAR, 2011). No que tange aos canais PLC *outdoor*, (LIU et al., 2000) reportou valores  $1,4 \mu s$  considerando uma única frequência de 3,75 MHz e  $0,8 \mu s$  para a frequência de 5 MHz, entretando, não é definido com clareza se esses valores representam a duração da CIR ou seu valor RMS-DS. Valores de RMS-DS entre  $0,145 \mu s$  e  $0,228 \mu s$  na faixa de frequência de 1,7 até 30 MHz são reportados por (PRASAD et al., 2001). Para as bandas de frequências de 1,7-50 MHz e 1,7-100 MHz não há contribuições científicas que reportam tais resultados.

iv) **Capacidade teórica do canal:** A capacidade teórica de um canal de comunicação seletivo na frequência, quando os sinais transmitidos e ruídos aditivos são estacionários no sentido amplo e descorrelacionados, é dada pela capacidade de canal de Hartley-Shannon, expressa por

$$C = \max_{S_x(f)} \left\{ \int_B \log_2 \left( 1 + \frac{S_x(f) |H(f)|^2}{S_n(f)} \right) df \right\}, \quad (3.17)$$

em que  $B$  é a largura de banda do canal,  $S_x(f)$  é a PSD do sinal transmitido,  $S_n(f)$  é a PSD do ruído colorido e descorrelacionado e  $\int_B S_x(f) df = P_x$ , em que  $P_x$  é a potência

de transmissão. Quando se considera o canal dividido em  $N$  subcanais uniformemente espaçados de  $\Delta_f$ , considerando também que a PSD do sinal transmitido e do ruído, além do ganho do canal de comunicação, são constantes dentro do subcanal correspondente à  $k$ -ésima subportadora,  $f_k$ , ou seja,  $S_x(f)$ ,  $S_n(f)$  e  $|H(f)|^2$  constantes para  $f_k - \Delta_f/2 \leq f \leq f_k + \Delta_f/2$ , então, a capacidade teórica do canal seletivo em frequência pode ser expressa

$$C = \max_{S_x[k]} \left\{ \frac{B}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \log_2 \left( 1 + \frac{S_x[k]|H[k]|^2}{S_n[k]} \right) \right\}, \quad (3.18)$$

em que  $S_x[k] = S_x(f)|_{f=f_k}$ ,  $H[k] = H(f)|_{f=f_k}$  e  $S_n[k] = S_n(f)|_{f=f_k}$  para  $k = 0, 1, \dots, N-1$ .

Se considerarmos a relação sinal-ruído equivalente no canal de comunicação dada por (CIOFFI, 1991)

$$\text{SNR}_{mult} \triangleq \det(\mathbf{I}_N + \mathbf{\Lambda})^{1/N} - 1, \quad (3.19)$$

em que  $\mathbf{\Lambda} = \text{diag} \left\{ \frac{S_x[0]|H[0]|^2}{S_n[0]}, \frac{S_x[1]|H[1]|^2}{S_n[1]}, \dots, \frac{S_x[N-1]|H[N-1]|^2}{S_n[N-1]} \right\}$ ,  $\det(\cdot)$  é o operador determinante e  $\mathbf{I}_N$  é uma matriz identidade de lado  $N$ , então, a eq. (3.18) pode ser reescrita como

$$C = \max_{S_x[k]} (B \log_2(1 + \text{SNR}_{mult})). \quad (3.20)$$

Diferentemente de outros trabalhos publicados sobre o tempo de coerência e a banda de coerência na literatura sobre canais PLC, neste trabalho é proposta uma nova estratégia para caracterizar tais canais como canal com espalhamento descorrelacionado e estacionário no sentido amplo (WSSUS - do inglês, *wide-sense stationary uncorrelated scattering*). Esse modelamento permite estimar a correlação da resposta do canal apenas pela diferença de tempo, e não dos tempos absolutos. Esse modelo estacionário, embora conveniente para as análises, nem sempre é tão preciso para descrever a realidade, exceto para pequenos intervalos de tempo (HAYKIN; MOHER, 2008). No que tange a canais PLC, a variação provocada pelos dispositivos conectados à rede de energia elétrica, às vezes ligado a plena carga, outras, em frações de sua carga máxima e, às vezes, em forma de chaveamento causam variações significativas no casamento de impedância entre os dispositivos e a rede de energia elétrica, e, portando, na propagação do sinal transmitido. Além disso, a interferência provocada por outros usuários compartilhando o espectro de frequência utilizado pelos sistemas PLC será modificada dinamicamente, na medida em que outros usuários entrarem ou saírem da rede PLC. Tudo isso contribui para o caráter

não-estacionário do enlace PLC. Entretanto, o modelo WSSUS é utilizado, posto que o canal PLC é considerado estacionário por um intervalo de tempo muito maior do que a duração de um símbolo transmitido, que no nosso caso é 23,4  $\mu\text{s}$ .

### 3.2.1 Tempo de coerência

O tempo de coerência  $T_c$  é definido como a separação no tempo em que duas amostras distintas do mesmo canal podem ser consideradas correlacionadas no domínio do tempo. Em outras palavras,  $T_c$  é uma medida do intervalo de tempo em que o canal pode ser considerado aproximadamente invariante no tempo (HAYKIN; MOHER, 2008). O tempo de coerência está relacionado com o efeito de desvanecimento em pequena-escala.

Devido às reflexões do sinal, o sinal transmitido frequentemente surge no receptor com amplitudes e fases diferentes. Considerando que existam efetivamente  $L$  ecos do sinal transmitido chegando ao receptor,  $\xi_l$  denota o atraso temporal individual e  $\alpha_l(t) \in \mathbb{C}$  incorpora o fator de atenuação e desvio de fase do  $l$ -ésimo eco, a CIR no instante  $t$  devido ao impulso unitário  $\delta(\cdot)$  aplicado no instante  $\tau$  pode ser expressa como:

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) \delta(t - \tau - \xi_l). \quad (3.21)$$

Se  $p(t)$  é o sinal causal entrando no canal, sua saída livre da presença de ruído é dada por

$$\tilde{y}(t) = \int_0^t h(t, \tau) p(\tau) d\tau = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) p(t - \xi_l), \quad (3.22)$$

posto que a causalidade do sistema é assumida. Em canais lineares e invariantes no tempo,  $\alpha_l(t) = \alpha_l(t + T_o), \forall T_o \in \mathbb{R}$ . Porém, em canais variantes no tempo, o tempo de coerência, conforme expresso na eq. (3.21), é relacionado com o tempo de coerência dos ganhos  $\{\alpha_l(t)\}$ .

Quando as amostras do processo  $\alpha_l(t)$ ,  $l = 0, 1, \dots, L - 1$  são descorrelacionadas e estacionários no sentido amplo, tem-se que

$$E\{(\alpha_l(t_1) - \mu_l)(\alpha_k^*(t_2) - \mu_k^*)\} = 0, \quad l \neq k \quad (3.23)$$

e

$$R_{\alpha_l}(\Delta t) = E\{\alpha_l(t) \alpha_l^*(t + \Delta t)\}, \quad l = 0, 1, \dots, L - 1, \quad (3.24)$$

em que  $\mu_l = E\{\alpha_l(t)\}$  e  $(\cdot)^*$  representa o operador conjugação. Então, o canal caracteri-

zado pela eq. (3.21) é dito ser um canal WSSUS.

O índice de correlação entre amostras de  $\alpha_l(t)$ , tomadas em intervalos de  $\Delta t$  unidades de tempo, é dado por

$$\rho_{\alpha_l} = \frac{R_{\alpha_l}(\Delta t)}{P_l}, \quad l = 1, 2, \dots, L, \quad (3.25)$$

em que  $P_l = R_{\alpha_l}(0)$  é a potência do  $l$ -ésimo caminho.

O índice de correlação de um canal WSSUS descrito pela eq. (3.21) e eq. (3.24) resulta na média do índice de correlação individual  $\rho_{\alpha_l}(\Delta t)$ , ou seja,

$$\rho_h(\Delta t) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \rho_{\alpha_l}(\Delta t); \quad 0 \leq |\rho_h(\Delta t)| \leq 1. \quad (3.26)$$

Dessa forma, o tempo de coerência  $T_c$  do canal pode ser obtido quando

$$|\rho_h(T_c)| \geq \beta, \quad (3.27)$$

em que  $\beta \in \mathbb{R} \mid \beta \in (0, 1)$  refere-se ao menor índice de correlação admitido para caracterizar o canal como invariante no tempo durante o intervalo de tempo  $T_c$ . A partir desse instante, o tempo de coerência para o índice de coerência  $\beta$  é definido por  $T_c^\beta$ .

Para o cálculo do tempo de coerência do canal PLC, a partir de um conjunto de  $M_c$  CIR consecutivas, no tempo discreto, provenientes de um processo de medição que obtém uma CIR a cada  $(N + L_{cp})T_s$  segundos, considere que o canal PLC *outdoor* é linear e invariante no tempo durante cada medição da CIR. Com isso, a  $n$ -ésima CIR normalizada é representada pelo vetor

$$\mathbf{h}_n = \frac{1}{\|\mathbf{h}_n\|_2} [h_n[0] \ h_n[1] \ h_n[2] \ \dots \ h_n[N-1]]^T, \quad n = 1, 2, \dots, M, \quad (3.28)$$

em que  $[\cdot]^T$  denota o operador de transposto e  $\|\cdot\|_2$  é a  $\ell_2$ -norma.

Para minimizar o efeito do ruído presente nas CIR medidas, o tempo de coerência do canal PLC *outdoor* foi estimado considerando as equações discutidas e fazendo uso das estratégias EM e MM de melhoramento da SNR, conforme discutidas na seção 3.2.

O tempo de coerência do canal possui uma relação inversa com o espalhamento Doppler do canal, que pode ser estimado medindo-se o espectro de banda estendida na saída do canal quando ele é excitado por uma senóide. O espalhamento Doppler do canal PLC

pode ser aproximadamente estimado como (CORRIPIO et al., 2006):

$$B_D(f) \approx \frac{1}{T_c}. \quad (3.29)$$

Dependendo do valor assumido pelo espalhamento Doppler do canal PLC, o sinal recebido pode estar sujeito a desvanecimentos lentos ou rápidos. O canal é classificado como possuindo desvanecimento lento quando o tempo de coerência  $T_c$  é maior do que o período de símbolo transmitido. Nesse caso, o canal permanece invariante no tempo ou varia muito pouco durante a transmissão de pelo menos um símbolo. Por outro lado, caso  $T_c$  seja muito menor do que o período de símbolo transmitido, o canal induz um desvanecimento rápido. Canais que apresentam desvanecimentos rápidos são classificados como canais seletivos no tempo.

O espalhamento Doppler em canais PLC *indoor* relatados em alguns trabalhos sugerem valores não maiores do que  $B_D = 1,7$  kHz (CORRIPIO et al., 2006) para banda de frequência até 20 MHz. (CAÑETE et al., 2011) apresentou resultados provenientes de 200 canais PLC *indoor* medidos na Espanha entre 1,7 e 30 MHz em que o espalhamento Doppler era menor do que 600 Hz em 90% dos casos e maior do que 100 Hz em 90% dos casos. Quanto aos canais PLC *outdoor*, não existem trabalhos que analisam o tempo de coerência na literatura.

### 3.2.2 Banda de coerência

A banda de coerência do canal PLC indica a largura de banda máxima que pode ser considerada como tendo uma resposta em frequência plana e está relacionada com o desvanecimento em pequena-escala. Igualmente considerado no cálculo do tempo de coerência, aqui também considera-se o canal como sendo WSSUS. Então, é assumido que a correlação dentro das CFR depende apenas da diferença entre frequências  $\Delta f$ . Assim, pode-se representar a correlação da CFR do canal PLC como:

$$\rho_H(\Delta f) = \frac{E\{(H(f) - \mu_H)(H(f + \Delta f) - \mu_H)^*\}}{\sigma_H^2}, \quad 0 \leq |\rho_H(\Delta f)| \leq 1, \quad (3.30)$$

em que  $\mu_H = E\{H(f)\}$ . Se admitirmos  $\mu_H = 0$ , então o coeficiente de correlação pode ser reescrito como

$$\rho_H(\Delta f) = \frac{E\{H(f)H(f + \Delta f)^*\}}{E\{|H(f)|^2\}}, \quad 0 \leq |\rho_H(\Delta f)| \leq 1. \quad (3.31)$$

Dessa forma, a largura de banda de coerência  $B_c$  do canal pode ser estimada quando

$$|\rho_H(B_c)| \geq \varphi, \quad (3.32)$$

em que  $\varphi \in \mathbb{R} \mid \varphi \in (0, 1)$  refere-se ao menor índice de correlação admitido para caracterizar o canal como possuindo uma largura de banda  $B_c$  plana. A partir desse ponto, a banda de coerência para o índice de coerência  $\varphi$  é dada por  $B_c^\varphi$ .

Embora não exista uma formulação fechada para a relação do espalhamento de atraso com a largura de banda de coerência em canais PLC, medidas em canais *indoor* indicam que existe uma relação inversa entre elas (CAÑETE et al., 2011). Essa relação, no que tange a canais PLC, geralmente é aproximada por uma hipérbole da forma

$$B_c^\varphi(\text{kHz}) \approx \frac{\gamma}{\sigma_\tau(\mu\text{s})}. \quad (3.33)$$

Considerando  $\varphi = 0,9$ , (TLICH et al., 2008a) relatou ter encontrado  $\gamma = 55$  para a banda de frequência de 1,7 até 100 MHz em canais PLC *indoor*. Em (TONELLO; VERSOLATTO; BEJAR, 2011) também é obtido por aproximação a relação entre essas variáveis descrita por  $\gamma = 84$ , também para a banda de frequência de 1,7 até 100 MHz e  $\varphi = 0,9$ . Entretanto, não existem referências na literatura sobre valores desse relacionamento em canais PLC *outdoor*. Além disso, também existe um relacionamento da banda de coerência com o tipo de desvanecimento sofrido pelo sinal transmitido.

Caso a largura de banda  $B_c^\varphi$  da CFR seja maior do que a largura de banda do sinal transmitido, a atenuação sofrida pelo sinal torna-se constante em toda a banda transmitida, o que representa uma CFR plana na frequência. Assim, nessas condições, o desvanecimento é dito ser não seletivo em frequência. Caso contrário,  $B_c^\varphi$  muito menor do que a largura de banda do sinal transmitido, o canal de comunicação se comporta como um filtro seletivo na frequência e é caracterizado por um desvanecimento seletivo em frequência. Portanto, caracterizar a banda de coerência é de suma importância para definir a largura mínima dos subcanais num sistema multiportadora de comunicação de dados.

A seguir são apresentados os resultados obtidos com a campanha de medição descrita na Sec. 3.1.

### 3.3 Características do canal PLC outdoor

Para a análise das características do canal PLC *outdoor* apresentadas a seguir foram considerados 33 ciclos da frequência fundamental da RDE-BT (60 Hz) em pontos distintos da mesma. Em cada ciclo da rede de energia elétrica ( $T_0 \cong 16,67$  ms) foram coletadas aproximadamente 723 respostas em frequência do canal PLC com um comprimento de  $2N = 4096$  amostras por CFR, além do prefixo cíclico de tamanho igual a  $L_{pc} = 512$ , a uma frequência de amostragem de  $F_s = 200$  Msps (amostras/segundos). Dessa forma, foi obtida uma CFR a cada símbolo HS-OFDM transmitido para a sondagem, ou seja,  $T_{ofdm} = (2N + L_{pc})/F_s = 23,04 \mu\text{s}$  (OLIVEIRA et al., 2014). Assim, no total foram avaliados  $33(T_0/T_{ofdm}) = 23.919$  CFR medidas de canais PLC *outdoor*. A Tab. 3 resume os principais parâmetros adotados na campanha de medição.

Tabela 3: Parâmetros principais adotados na medição

Descrição	Valor
Frequência de amostragem	$F_s = 200$ MHz
Número de subportadoras	$N = 4096/2$
Modulação	BPSK
Tamanho do prefixo cíclico	$L_{pc} = 512$
Duração do símbolo OFDM	$T_{ofdm} = 23,04 \mu\text{s}$
Resolução na frequência	$\Delta_f = 48,83$ kHz
Período da frequência fundamental da RDE-BT	$T_0 = 16,67$ ms

As características do canal PLC *outdoor* analisadas nesse trabalho são: ganho médio, duração da resposta ao impulso, dispersão temporal, banda de coerência, tempo de coerência e capacidade do canal. As análises foram realizadas considerando o uso da banda de frequência de 1,7 a 30 MHz ( $BF_{01}$ ) por ser a que está regulamentada para o uso do PLC na Europa, 1,7 a 50 MHz ( $BF_{02}$ ) por ser regulamentada no Brasil e 1,7 a 100 MHz ( $BF_{03}$ ) por ser uma opção de uso futuro. Foram também consideradas 3 classes de distâncias entre o transmissor e o receptor: D1, D2 e D3. Essas classes foram definidas considerando-se a distância média entre os equipamentos instalados para a medição do canal PLC *outdoor*. As Tabelas 4 e 5 indicam, respectivamente, as denominações das classes de frequência e distâncias consideradas.

#### 3.3.1 Ganho médio

O ganho médio do canal PLC *outdoor* foi calculado através da eq. (3.4). Foram utilizadas as estratégias de minimização do ruído EM com  $L_G = L_{pc}$  na eq. (3.1) e em

Tabela 4: Denominação das bandas de frequências analisadas em MHz

Classe	Banda de frequência
$BF_{01}$	1,7 a 30 MHz
$BF_{02}$	1,7 a 50 MHz
$BF_{03}$	1,7 a 100 MHz

Tabela 5: Denominação das classes e distâncias entre o transmissor e o receptor analisadas em metros

Classe	Min	Max	Média
$D1$	3	30	15
$D2$	40	60	50
$D3$	70	100	85

seguida a estratégia MM com  $M_f = 10$ .

A Fig. 20 mostra a variação do ganho médio do canal PLC em função da banda de frequência considerada e da distância entre o transmissor e o receptor utilizado para a medição do canal PLC. Essa figura confirma o fato de que a atenuação do canal PLC

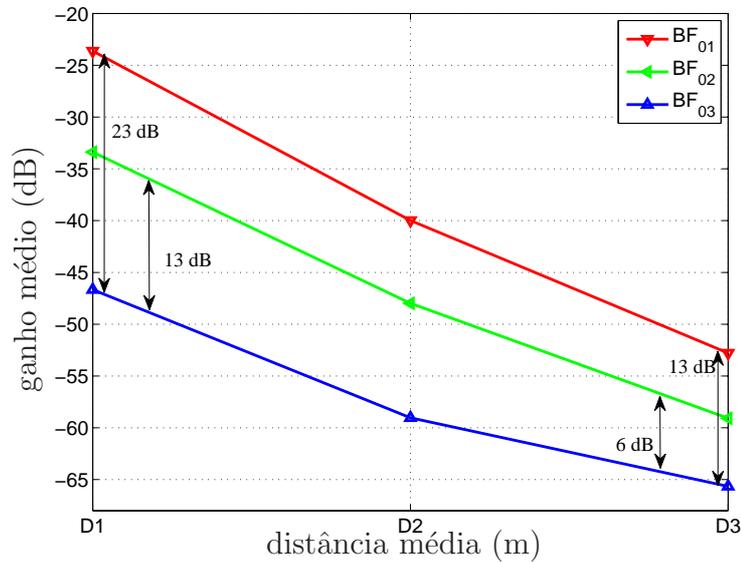


Figura 20: Ganho médio observado na campanha de medição.

aumenta com a distância e com a frequência utilizada. Além disso, informa que caso se utilize técnicas de acesso ao meio por divisão de frequência, deve-se alocar os usuários mais distantes em frequências mais baixas e usuários mais próximos ao concentrador nas frequências maiores, pois pode-se considerar uma atenuação média para  $D1$  de, aproximadamente, 23 dB na faixa de frequência de 1,7-30 MHz e 46 dB para 1,7-100 MHz, enquanto para  $D3$  a atenuação média é de 53 dB e 65 dB para a banda de frequência de 1,7-30

MHz e 1,7-100 MHz, respectivamente. A figura informa também que a diferença de ganho imposta pelo canal PLC de 1,7-50 MHz comparada com 1,7-100 MHz para a distância  $D1$  é semelhante à diferença na maior distância analisada ( $D3$ ) quando se considera as bandas de frequência de 1,7-30 MHz e 1,7-100 MHz. De uma forma geral, a Fig. 20 indica que a atenuação média do canal PLC *outdoor* de 1,7-50 MHz é aproximadamente 10 vezes a atenuação imposta pelo canal na banda de 1,7-30 MHz para curtas distâncias ( $D1$ ), enquanto que para distâncias maiores ( $D3$ ) essa relação diminui para aproximadamente 5 vezes. Já para a banda de frequência 1,7-100 MHz, a atenuação em relação a banda de 1,7-30 MHz é de aproximadamente 200 e 20 vezes para, respectivamente, a maior e menor distância analisada.

A Tab. 6 apresenta as estatísticas do ganho médio das CFR do canal PLC *outdoor* analisadas. Pode-se perceber nessa tabela que a menor variação do ganho médio acontece para distâncias menores ( $D1$ ), ou seja, no máximo 0,5 de desvio padrão em  $D1$ . Percebe-se também que a maior variação acontece em  $BF_{02}$ , chegando a 13 dB em  $\bar{G}_{D2}(BF_{01})$ .

Tabela 6: Estatísticas do ganho médio da CFR do canal PLC *outdoor* em dB

	Min	Max	Média	Desvio Padrão	90% acima	90% abaixo
$G_{D1}(BF_{01})$	-23,7	-23,3	-23,6	0,1	-23,7	-23,5
$\bar{G}_{D1}(BF_{02})$	-33,7	-32,9	-33,3	0,2	-33,7	-33,1
$\bar{G}_{D1}(BF_{03})$	-48,5	-45,8	-46,6	0,5	-47,0	-46,0
$G_{D2}(BF_{01})$	-48,3	-35,4	-39,9	4,2	-46,7	-35,7
$\bar{G}_{D2}(BF_{02})$	-55,5	-43,4	-47,9	3,9	-52,6	-43,6
$\bar{G}_{D2}(BF_{03})$	-64,8	-54,7	-59,0	2,8	-62,0	-55,7
$G_{D3}(BF_{01})$	-56,9	-52,1	-52,7	1,9	-55,7	-51,3
$\bar{G}_{D3}(BF_{02})$	-63,7	-57,0	-59,0	1,5	-61,9	-57,6
$\bar{G}_{D3}(BF_{03})$	-68,8	-63,9	-65,6	1,0	-67,6	-64,6

Existe um instante de tempo sincronizado com a frequência fundamental da rede elétrica que se observa, em alguns casos, uma variação brusca do ganho médio do canal PLC *outdoor*, algumas vezes no sentido crescente do ganho outras no sentido decrescente. Infelizmente, devido a uma restrição da campanha de medição, não se pode determinar com precisão quais são esses instantes de tempo. Entretanto, como será discutido em breve, pode-se mostrar que esses instantes estão sincronizados com metade do período da frequência fundamental da RDE-BT, ou seja, com uma frequência de 120 Hz. Na maioria das amostras analisadas, o ganho médio do canal sofre um acréscimo brusco durante um intervalo de tempo. A Fig. 21 ilustra a variação do ganho médio de um dos canais PLC *outdoor* analisados, supondo a janela temporal citada centrada no instante em que a

frequência fundamental da RDE-BT cruza o eixo de zero volts.

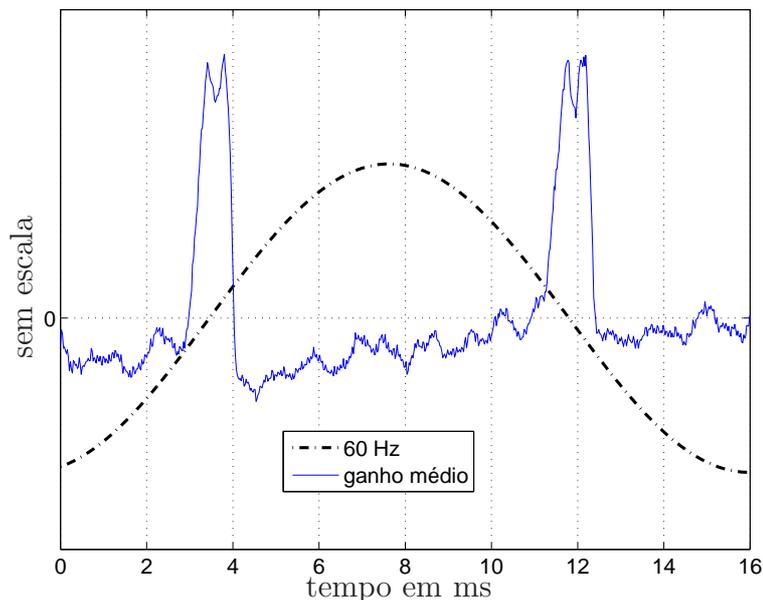


Figura 21: Janela temporal contendo a alteração brusca do ganho médio do canal PLC *outdoor* supostamente devido à passagem por zero da frequência fundamental da RDE-BT.

Essa alteração no ganho está relacionada com a comutação das cargas conectadas ao barramento da rede de energia elétrica sincronizada com a frequência fundamental da mesma. Essa alteração brusca e cíclica no ganho médio do canal PLC já havia sido relatada em outros trabalhos referentes a canais PLC *indoor*. Em (CORRIPIO et al., 2006) foi analisada a variação cíclica do canal PLC *indoor*, relacionando esse resultado com a alteração cíclica que ocorre na fase de um conjunto de frequências do canal. Entretanto, não existe na literatura discussões sobre a estatística dessa variação para os canais PLC *indoor* e *outdoor*.

A Tab. 7 apresenta as estatísticas da janela temporal ocupada pela variação brusca do ganho médio da CFR do canal PLC *outdoor*, denominada nesse trabalho de  $W^{120}$ , em alusão à frequência de sua ocorrência que no Brasil é de 120 Hz. Essa janela temporal para canais PLC *outdoor* foi estimada em  $T_{W^{120}} = 0,98$  ms em média.

Tabela 7: Estatísticas da janela temporal formada pela variação do ganho médio da CIR do canal PLC *outdoor* ( $W^{120}$ ) em ms

	Min	Médio	Máximo	Desvio Padrão	90% acima	90% abaixo
$T_{W^{120}}$	0,73	0,98	1,40	0,12	0,73	1,15

A Tab. 8 apresenta os limites superiores das variações médias absolutas dos ganhos

observados dentro de um período da frequência da RDE-BT, no qual se observa que a variação do ganho médio da CFR, dentro de um ciclo da frequência fundamental da rede elétrica, para as 3 bandas de frequências analisadas é menor do que 3 dB para as classes *D1* e *D3* e pouco acima de 3 dB para a classe *D2*.

Tabela 8: Valores limites da variação do ganho médio da CFR do canal PLC *outdoor* dentro de um ciclo da RDE-BT em dB.

	$BF_{01}$	$BF_{02}$	$BF_{03}$
<i>D1</i>	0,4	0,4	2,1
<i>D2</i>	3,4	3,4	3,4
<i>D3</i>	2,6	2,6	2,6

Finalmente, as Figs. 22, 23, 24 e 25 ilustram a variação periódica do ganho médio normalmente encontrada em canais PLC e confirmadas na campanha de medição da RDE-BT em Juiz de Fora, Brasil. As Figs. 22 e 23 representam medições do ganho médio do canal PLC *outdoor* na classe  $BF_{01}$ -*D2*. Essas figuras apresentam vales periódicos no ganho do canal sincronizados com 1/2 do ciclo da frequência fundamental da rede de energia elétrica ( $\approx 8,3$  ms). Por outro lado, as Figs. 24 e 25 exemplificam essas variações periódicas sob a forma de picos quando a classe  $BF_{03}$ -*D2* é considerada. Embora não se tenha, devido a uma restrição da campanha de medição já citada, subsídios para se afirmar se há um aumento (ou um decréscimo) do ganho médio do canal PLC no instante da passagem por zero (ou da crista) da frequência fundamental da rede de energia elétrica, é evidente que as variações do ganho do canal são sincronizadas com essa frequência.

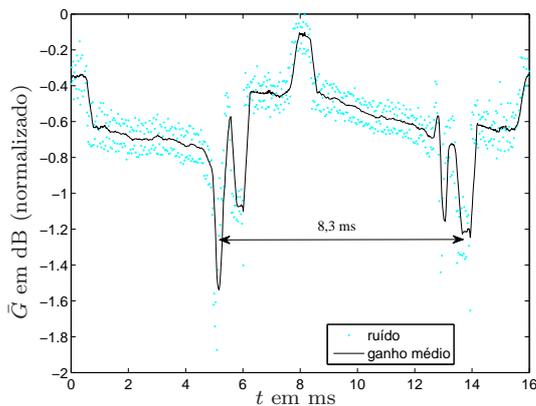


Figura 22: Evolução do ganho médio de um canal PLC *outdoor* da classe  $BF_{01}$ -*D2*.

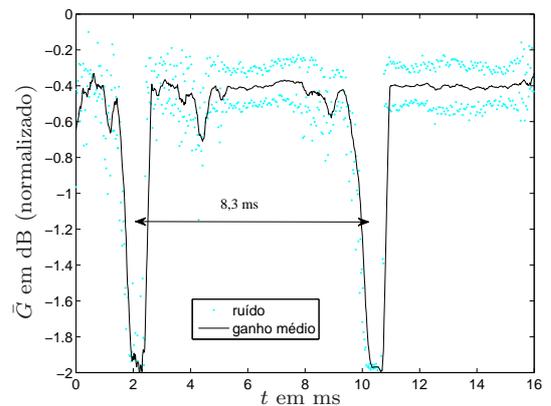


Figura 23: Evolução do ganho médio de um canal PLC *outdoor* da classe  $BF_{01}$ -*D2*.

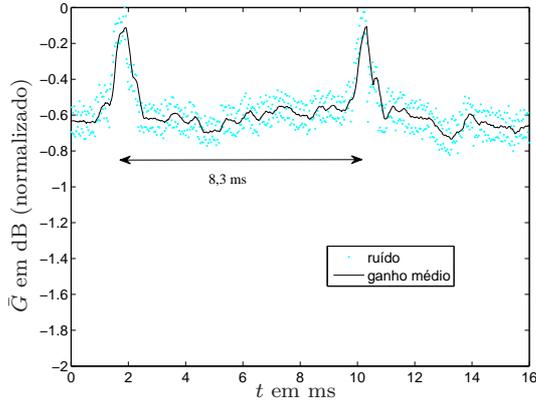


Figura 24: Evolução do ganho médio de um canal PLC *outdoor* da classe  $BF_{03-D2}$ .

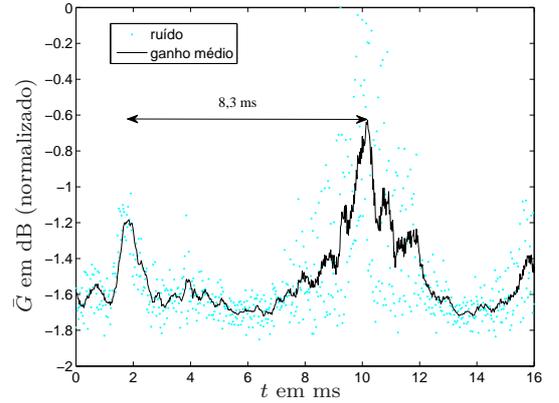


Figura 25: Evolução do ganho médio de um canal PLC *outdoor* da classe  $BF_{03-D2}$ .

### 3.3.2 Duração da resposta ao impulso

Para a estimativa da duração da CIR do canal PLC *outdoor* foram considerados os percentuais de energia ( $\kappa$ ) de 99%, 99,9% e 99,99% da energia total da CIR. As amostras das CFR da RDE-BT, diferentemente da estratégia adotada para minimizar o efeito do ruído no cálculo do ganho médio do canal, não foram submetidas às técnicas EM e MM descritas na Seção 3.2, pois poderiam interferir nos resultados, uma vez que a EM equivale a truncar a CIR em um determinado ponto e a MM altera a distribuição de energia do ruído dentro da CIR. Entretanto, foi imposto um limite ao algoritmo SEE (algoritmo 3.2) fazendo  $\check{M} = 2L_{pc} = 1024$ . Esse limite restringe o valor máximo do resultado da duração da resposta ao impulso do canal PLC *outdoor* em  $5,12 \mu s$ .

A Fig. 26 apresenta, através do gráfico de caixas, um resumo das estatísticas de  $\tau_\kappa$  para os diferentes percentuais de energia adotado no SEE para a banda de frequência  $BF_{01}$ . Observa-se na figura uma grande quantidade de valores atípicos (*outliers*), devido, possivelmente, às CFR medidas durante a ocorrência de ruídos impulsivos no canal PLC. A figura indica que em 50% dos casos o tempo de duração da CIR está, aproximadamente, entre  $1,1 \mu s$  (1º quartil) e  $2,7 \mu s$  (3º quartil) para  $\kappa$  igual a 99%,  $1,0 \mu s$  e  $2,3 \mu s$  para  $\kappa$  igual a 99,9%, enquanto que para  $\kappa = 99,99\%$  esses valores estão concentrados entre  $1,2 \mu s$  e  $2,5 \mu s$ .

A Fig. 27, igualmente à anterior, apresenta um resumo das estatísticas de  $\tau_\kappa$  para os diferentes percentuais de energia adotado no SEE para a banda de frequência  $BF_{02}$ . Observa-se que as estatísticas do tempo de duração da CIR para a banda de frequência  $BF_{02}$  são bastante semelhantes às encontradas para  $BF_{01}$  (Fig. 26), exceto pela pequena

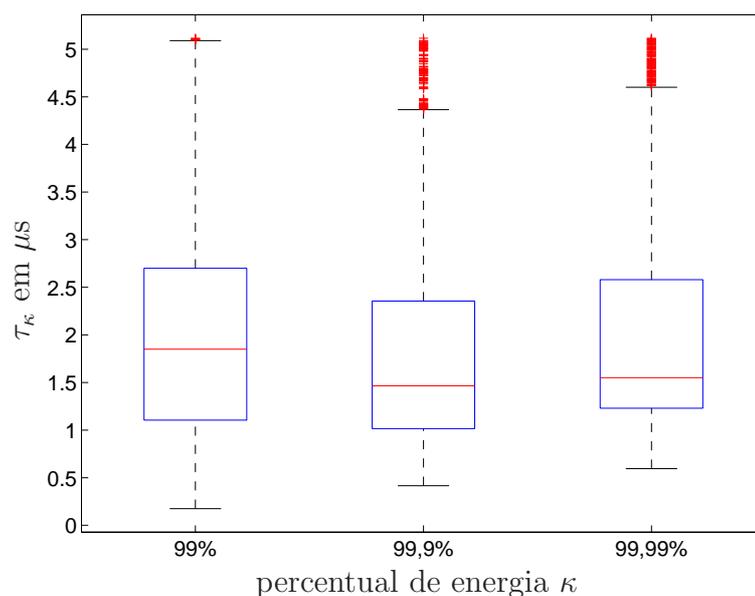


Figura 26: Gráfico de caixas do tempo de duração da CIR dos canais PLC *outdoor* baseada no SEE para a banda de frequência 1,7-30 MHz.

diferença no número de valores atípicos encontrados.

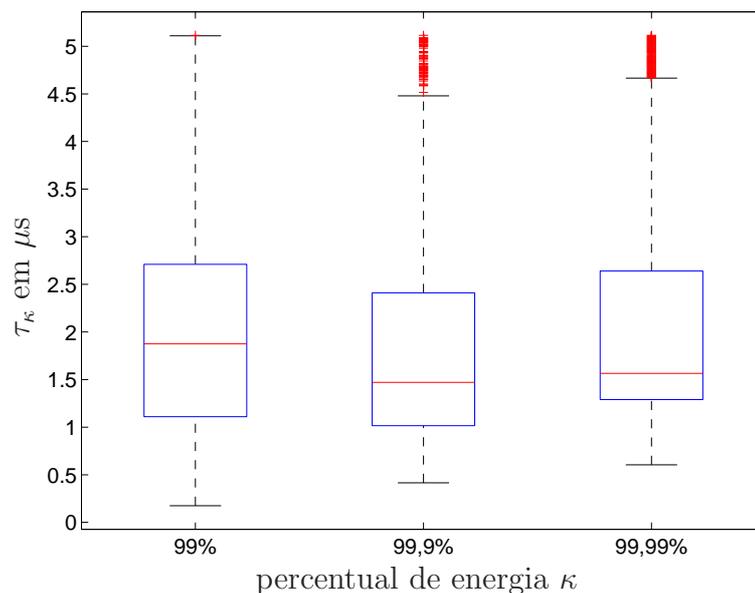


Figura 27: Gráfico de caixas do tempo de duração da CIR dos canais PLC *outdoor* baseada no SEE para a banda de frequência 1,7-50 MHz.

Considerando a banda de frequência  $BF_{03}$ , a Fig. 28 apresenta um resumo das estatísticas de  $\tau_\kappa$  para os diferentes percentuais de energia adotado no SEE. A figura indica um maior intervalo de variação do tempo de duração da CIR à medida que se aumenta o valor de  $\kappa$ . Quando se adota  $\kappa = 0,99$ , em 50% dos casos analisados o tempo de duração da CIR para  $BF_{03}$  ficou com valores entre 1,1  $\mu\text{s}$  e 2,8  $\mu\text{s}$ , para  $\kappa = 0,999$  esses valores

estão entre  $0,9 \mu s$  e  $2,8 \mu s$  e, finalmente,  $0,9 \mu s$  e  $3,9 \mu s$  para  $\kappa = 0,9999$ .

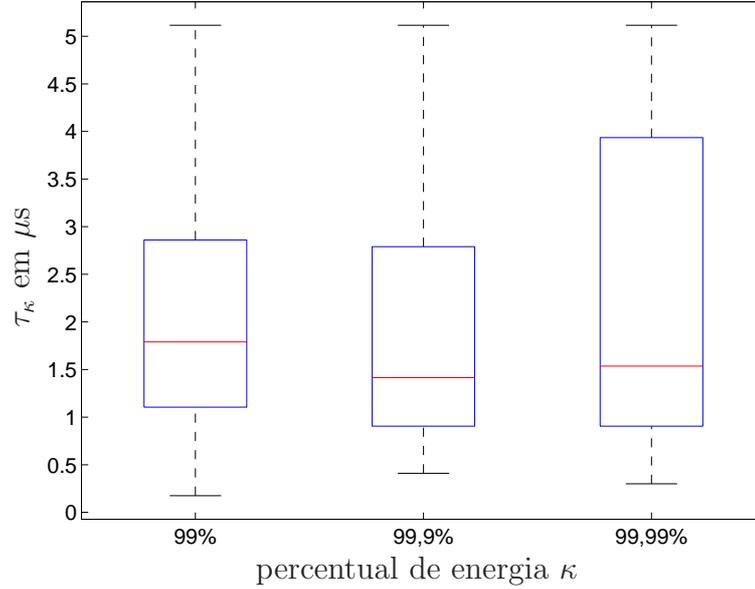


Figura 28: Gráfico de caixas do tempo de duração da CIR dos canais PLC *outdoor* baseada no SEE para a banda de frequência 1,7-100 MHz.

As estatísticas dos tempos de duração da CIR do canal PLC *outdoor* para as bandas de frequências de 1,7-30 MHz, 1,7-50 MHz e 1,7-100 MHz estão listadas na Tab. 9. Nessa tabela os valores atípicos foram desconsiderados.

Tabela 9: Estatísticas dos tempos de duração da CIR do canal PLC *outdoor* em  $\mu s$

	Min	Max	Média	Desvio Padrão	90% acima	90% abaixo
$\tau_{0,99}(BF_{01})$	0,17	5,08	1,30	0,64	0,64	2,14
$\tau_{0,99}(BF_{02})$	0,17	5,07	1,31	0,65	0,64	2,15
$\tau_{0,99}(BF_{03})$	0,17	5,08	1,45	0,90	0,59	2,72
$\tau_{0,999}(BF_{01})$	0,41	4,36	1,81	0,84	0,68	2,85
$\tau_{0,999}(BF_{02})$	0,41	4,48	1,91	0,95	0,69	3,45
$\tau_{0,999}(BF_{03})$	0,41	5,11	2,36	1,49	0,65	4,74
$\tau_{0,9999}(BF_{01})$	0,59	4,59	2,21	0,98	1,14	3,80
$\tau_{0,9999}(BF_{02})$	0,60	4,66	2,26	0,99	1,15	3,80
$\tau_{0,9999}(BF_{03})$	0,30	5,11	2,58	1,61	0,67	5,00

Embora a abordagem utilizada para o cálculo da duração da CIR baseada no SEE seja realizada no domínio do tempo discreto, apenas como ilustração, a Fig. 29 retrata uma CIR, no domínio do tempo contínuo, obtida na campanha de medição dos canais PLC *outdoor* na RDE-BT na banda de frequência de 1,7 a 100 MHz, e os pontos onde o SEE indica como final da CIR, considerando os valores estimados para os diversos  $\kappa$  e sua ocorrência em pelo menos 90% dos casos analisados.

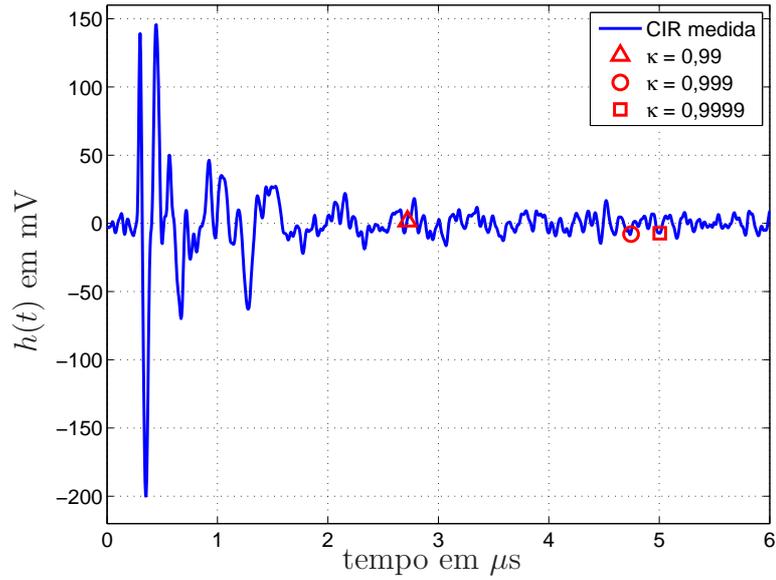


Figura 29: Pontos indicados para truncar a CIR dos canais PLC *outdoor* baseados no SEE adotando diferentes valores para  $\tau_\kappa$  ( $BF_{03}$ ).

Para as análises que necessitam da indicação do tempo de duração da CIR, a partir desse ponto do trabalho, será considerado, exceto quando mencionado o contrário, o tempo de duração da CIR igual aos valores referentes a  $\kappa = 0,99$  e que não sejam excedidas em pelo menos 90% dos casos. Esses valores estão indicados na Tab. 10 e correspondem a um número de amostras igual a 429 para  $BF_{01}$ , 431 e 544 para  $BF_{02}$  e  $BF_{03}$ , respectivamente. É importante salientar que o projeto do comprimento do prefixo cíclico não está diretamente relacionado com a duração da CIR, e sim com sua dispersão temporal.

Tabela 10: Valores considerados nesse trabalho para a duração da CIR do canal PLC *outdoor* em  $\mu s$ .

Banda de Frequência	$\tau_{0,99}$
$BF_{01}$	2,14
$BF_{02}$	2,15
$BF_{03}$	2,72

### 3.3.3 Dispersão temporal

Para o cálculo da dispersão temporal do canal PLC *outdoor* foram utilizadas as equações apresentadas na seção 3.2. Assim como adotado no cálculo da duração da CIR, não foram utilizadas as estratégias EM e MM para a melhoria da SNR descritas na Seç. 3.2. Entretanto, as CIR amostradas foram truncadas com os valores selecionados de  $\tau_\kappa$

de acordo com a Tab. 10, antes do cálculo do RMS-DS ( $\sigma_\tau$ ).

A Fig. 30 apresenta, através do gráfico de caixas, um resumo das estatísticas do RMS-DS da RDE-BT para as diferentes bandas de frequências consideradas. A figura indica que o RMS-DS em  $BF_{01}$  é semelhante ao encontrado em  $BF_{02}$  e com limites menores do que  $BF_{03}$ . A figura também indica a existência de alguns valores atípicos em todas as bandas de frequências analisadas, porém, mesmo considerando esses valores, o RMS-DS não excedeu a  $0,57 \mu\text{s}$  em  $BF_{01}$ ,  $0,59 \mu\text{s}$  em  $BF_{02}$  e  $0,76 \mu\text{s}$  em  $BF_{03}$ , o que contesta a afirmação em (FERREIRA et al., 2010, p. 20), de que o valor do RMS-DS de redes de energia elétrica *outdoor* e em baixa tensão é maior do que em redes PLC *indoor*, posto que, conforme discutido na Seç. 3.2, foram relatados valores de RMS-DS para ambientes *indoor* entre  $0,1$  e  $1,7 \mu\text{s}$ . Esse resultado pode ser justificado devido ao menor número de percursos entre o transmissor e o receptor no ambiente externo.

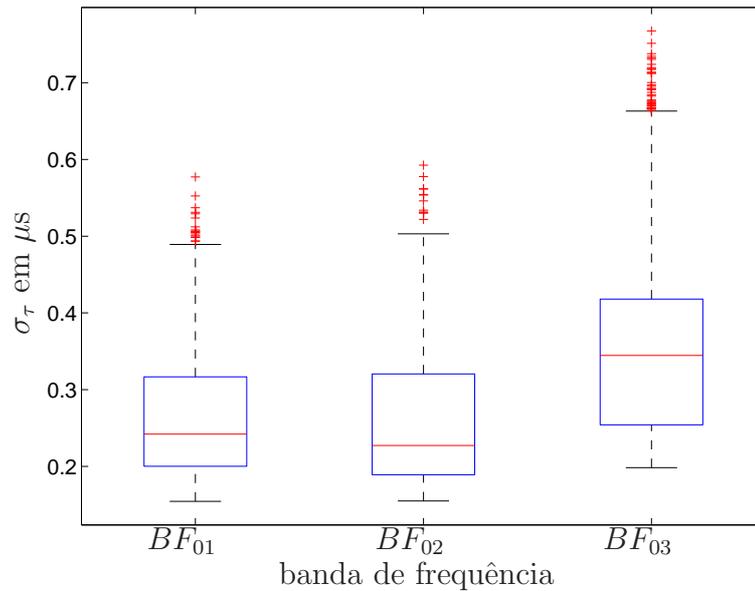


Figura 30: Gráfico de caixas do RMS-DS dos canais PLC *outdoor* para as diversas bandas de frequências.

A Fig. 31 mostra a função distribuição cumulativa do RMS-DS e a Tab. 11 apresenta as estatísticas do RMS-DS dos canais PLC *outdoor* medidos. Observe que  $\sigma_\tau \leq 0,45 \mu\text{s}$  para 90% dos casos considerando a banda de frequência de 1,7 a 100 MHz, o que representa aproximadamente 90 coeficientes da CIR. Logo, pode-se concluir que o comprimento do prefixo cíclico adotado na campanha de medição ( $L_{pc} = 512$ ) é apropriado para este fim. Por outro lado, para valores de  $\sigma_\tau > 3,0 \mu\text{s}$  as medições poderiam ser comprometidas. Observe que caso fosse adotado, erroneamente, para o projeto do prefixo cíclico do *Setup* de Medição o valor encontrado para o comprimento da CIR,  $\tau_\kappa = 2,72 \mu\text{s}$  ( $BF_{03}$ ), esse valor seria, aproximadamente, 6 vezes maior do que o necessário. Considerando os valores

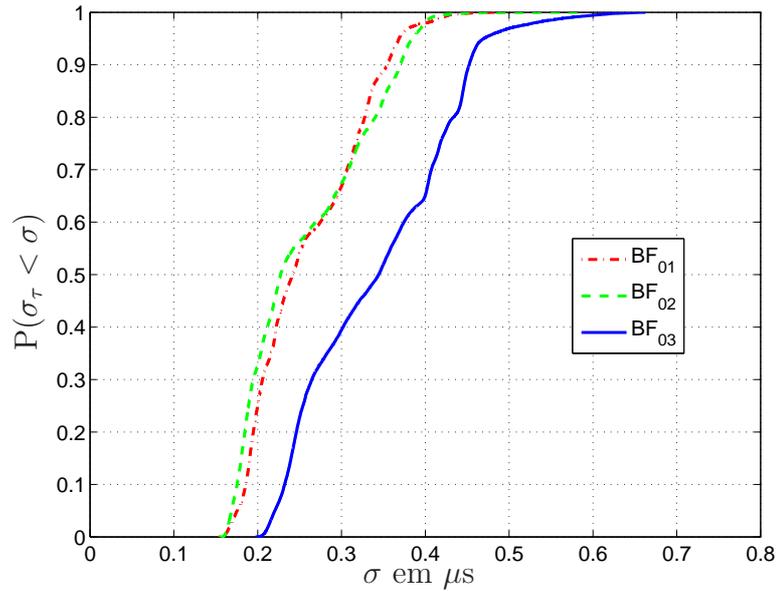


Figura 31: Função distribuição cumulativa do RMS-DS da CIR dos canais PLC *outdoor*.

médios do RMS-DS, pode-se dizer que para as RDE-BT *outdoor* Brasileira  $\sigma_\tau \approx 0,16\tau_\kappa$ .

Tabela 11: Estatísticas do RMS-DS do canal PLC *outdoor* em  $\mu s$

	Min	Max	Média	Desvio Padrão	90% acima	90% abaixo
$\sigma_\tau(BF_{01})$	0,15	0,48	0,25	0,06	0,18	0,35
$\sigma_\tau(BF_{02})$	0,15	0,59	0,25	0,07	0,17	0,37
$\sigma_\tau(BF_{03})$	0,19	0,66	0,34	0,09	0,23	0,45

Em (GALLI, 2009) foi mostrado que o RMS-DS é negativamente relacionado com o ganho médio do canal PLC em ambientes *indoor*. Esse resultado foi confirmado em (GALLI, 2011) e a correlação entre esses parâmetros é comparada com as encontradas em linhas telefônicas, cabos coaxiais e redes de energia elétrica de média tensão subterrâneas. Entretanto, no que diz respeito a canais PLC *outdoor*, a correlação entre o RMS-DS e o ganho médio ainda não foi reportada na literatura.

A Fig. 32 indica o relacionamento entre o ganho médio e o RMS-DS para as bandas de frequências de 1,7-30 MHz ( $BF_{01}$ ), 1,7-50 MHz ( $BF_{02}$ ) e 1,7-100 MHz ( $BF_{03}$ ) da classe de distância  $D2$  da RDE-BT Brasileira. Nessa análise foram utilizados os valores estimados do ganho médio e do RMS-DS, em seguida foi aplicado um ajuste de curva baseado no método dos mínimos quadrados. A figura confirma que o ganho médio do canal PLC na RDE-BT possui, em média, uma relação inversamente proporcional com o RMS-DS para as três bandas de frequências consideradas, sendo maior em  $BF_{03}$  e menor em  $BF_{01}$ .

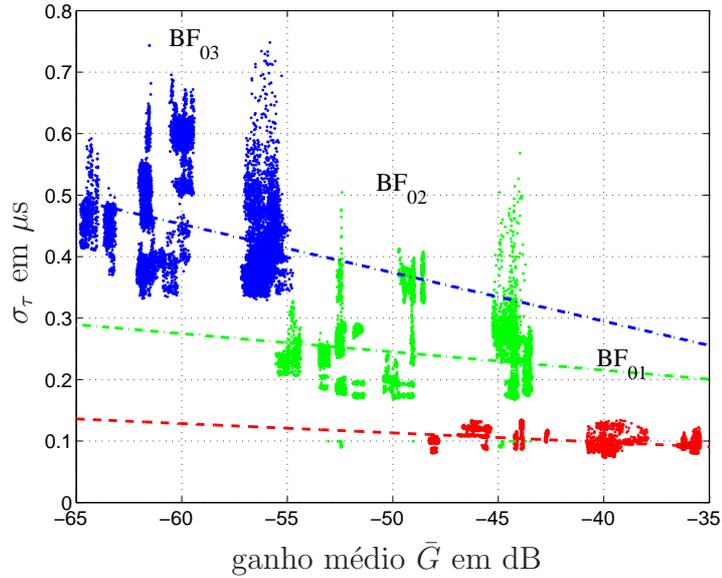


Figura 32: RMS-DS *versus* ganho médio do canal PLC *outdoor*.

### 3.3.4 Banda de coerência

A banda de coerência do canal PLC *outdoor* foi estimada considerando as equações discutidas na seção 3.2.2 e fazendo uso das estratégias de melhoria da SNR discutidas seção 3.2. Para a estratégia EM foi utilizado  $L_G$  na eq. (3.1) igual aos valores da Tab. 10 para cada banda de frequência analisada. Para a MM foi adotado  $M_f = 10$ .

A variação das características do canal PLC durante a janela temporal  $W^{120}$  definida através da Tab. 7, também interfere consideravelmente na banda de coerência do canal PLC *outdoor*. Para analisar a banda de coerência nesses dois momentos distintos, fora e dentro da janela temporal que, supostamente, conforme já discutido, acontece na passagem por zero da frequência fundamental da rede de energia elétrica, as CFR pertencentes a  $W^{120}$  foram separadas das demais e analisadas. Considere um conjunto contendo  $M_c$  CFR medidas, cuja a média da banda de coerência desse conjunto é  $\mu_{B_c}$  e o desvio padrão dado por  $\sigma_{B_c}$ . Assim, fazem parte de  $W^{120}$  as CFR dadas por  $\{\mathbf{H} \in W^{120} \mid |B_c(\mathbf{H}) - \mu_{B_c}| > 2\sigma_{B_c}\}$ , em que  $B_c(\mathbf{H})$  é a banda de coerência da CFR testada.

As Figs. 33, 34 e 35 apresentam as estatísticas da banda de coerência dos canais PLC *outdoor* para  $BF_{01}$ ,  $BF_{02}$  e  $BF_{03}$ , respectivamente, em função do índice de coerência escolhido. Os índices de coerências com o asterisco subscrito nessas figuras referem-se às estimativas realizadas da banda de coerência das CFR pertencentes à  $W^{120}$ , enquanto os demais referem-se às análises excluindo-se as CFR de  $W^{120}$ . As figuras indicam que 50%

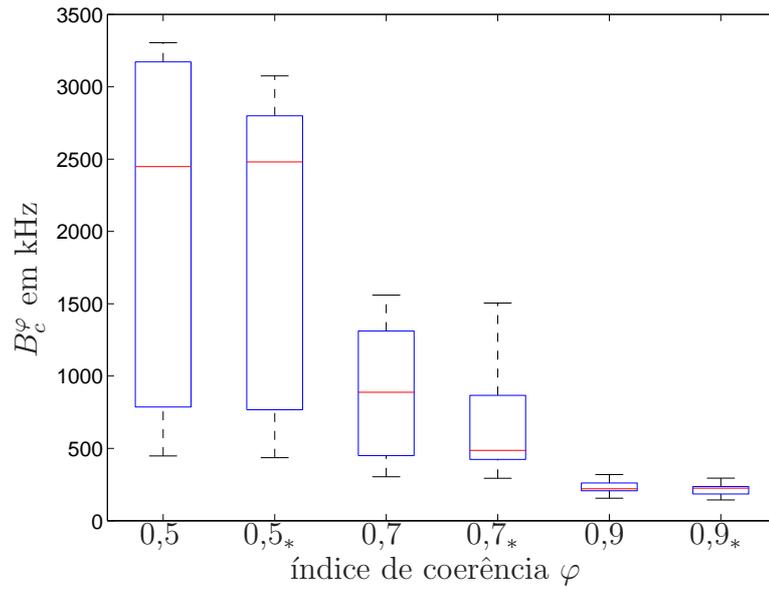


Figura 33: Estatística da Banda de Coerência dos canais PLC *outdoor* para  $BF_{01}$ . O índice de coerência com o asterisco subscrito refere-se a estimativa realizada em  $W^{120}$ .

dos valores da banda de coerência em  $W^{120}$ , considerando o mesmo índice de coerência, são similares aos encontrados no restante do conjunto medido. A menos das medianas da banda de coerência de  $BF_{01}$  para  $\varphi = 0,5$  e  $0,7$ , os valores das demais medianas também são semelhantes quando comparadas dentro e fora de  $W^{120}$ .

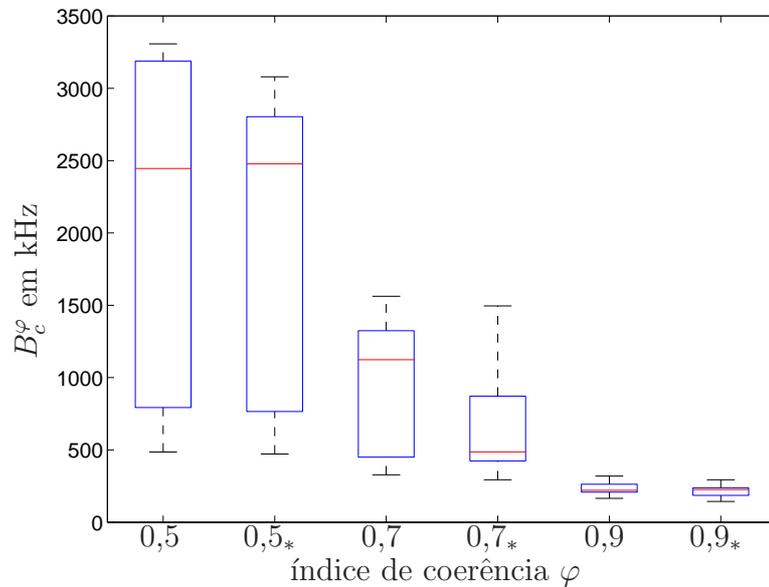


Figura 34: Estatística da Banda de Coerência dos canais PLC *outdoor* para  $BF_{02}$ . O índice de coerência com o asterisco subscrito refere-se a estimativa realizada em  $W^{120}$ .

Entretanto, observe que, embora as estatísticas observadas no espaço delimitado por  $W^{120}$  sejam semelhantes ao espaço exterior à essa janela, isso não implica em uma transição

suave entre esses espaços. Noutras palavras, pode ocorrer de se ter uma quantidade  $M_1$  de CFR com uma banda de coerência com, por exemplo,  $\mu_{B_c,1}$  e, logo em seguida, durante  $W^{120}$  se ter  $M_2$  CFR com  $\mu_{B_c,2} < \mu_{B_c,1}$ . Essa diferença na banda de coerência devido a ocorrência de  $W^{120}$  é maior quando se adota  $\varphi = 0,5$ , podendo chegar a 2,98 MHz em  $BF_{01}$ . Para  $\varphi = 0,7$  essa variação pode chegar a 1,76 MHz, enquanto que adotando-se  $\varphi = 0,9$  essa variação é menor do que 0,78 MHz.

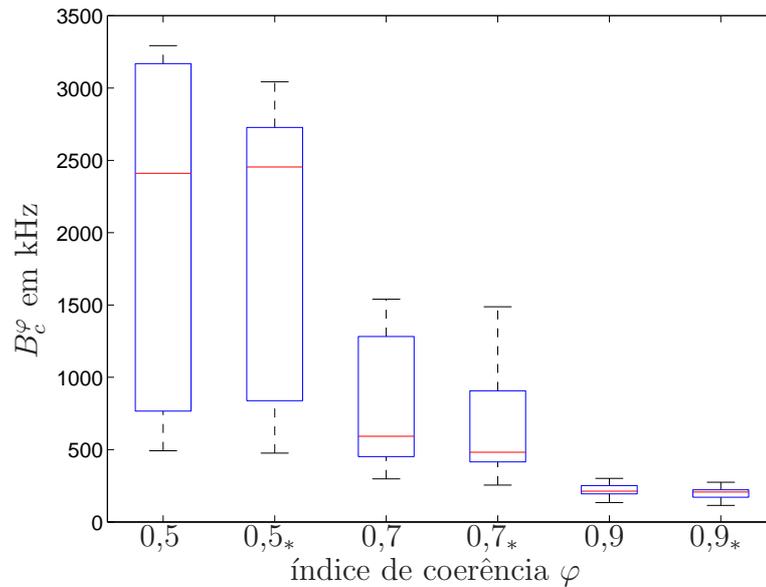


Figura 35: Estatística da Banda de Coerência dos canais PLC *outdoor* para  $BF_{03}$ . O índice de coerência com o asterisco subscrito refere-se a estimativa realizada em  $W^{120}$ .

A Tab. 12 apresenta a estatística da banda de coerência dos canais PLC *outdoor*, enquanto que a Tab. 13 apresenta a estatística da banda de coerência dos canais PLC *outdoor* durante  $W^{120}$ .

Tabela 12: Estatísticas da Banda de Coerência do canal PLC *outdoor* em kHz

	Min	Max	Média	Desvio Padrão	90% acima	90% abaixo
$B_c^{0,5}(BF_{01})$	448,0	3.305,3	2.042,6	1.102,8	668,7	3.275,0
$B_c^{0,5}(BF_{02})$	485,1	3.307,3	2.049,3	1.100,8	670,7	3.276,5
$B_c^{0,5}(BF_{03})$	537,4	3.370,8	2.043,2	1.096,3	665,3	3.262,3
$B_c^{0,7}(BF_{01})$	303,8	1.559,8	909,7	453,4	366,8	1.508,5
$B_c^{0,7}(BF_{02})$	327,3	1.562,8	914,5	454,0	366,4	1.511,5
$B_c^{0,7}(BF_{03})$	293,1	1.563,3	816,8	437,8	350,2	1.495,8
$B_c^{0,9}(BF_{01})$	155,8	319,5	236,8	41,1	178,3	291,2
$B_c^{0,9}(BF_{02})$	164,6	319,4	237,6	40,0	184,1	291,6
$B_c^{0,9}(BF_{03})$	195,4	341,9	259,2	57,6	162,1	284,3

Tabela 13: Estatísticas da Banda de Coerência do canal PLC *outdoor* na fração de tempo em que o canal muda bruscamente ( $W^{120}$ ) em kHz

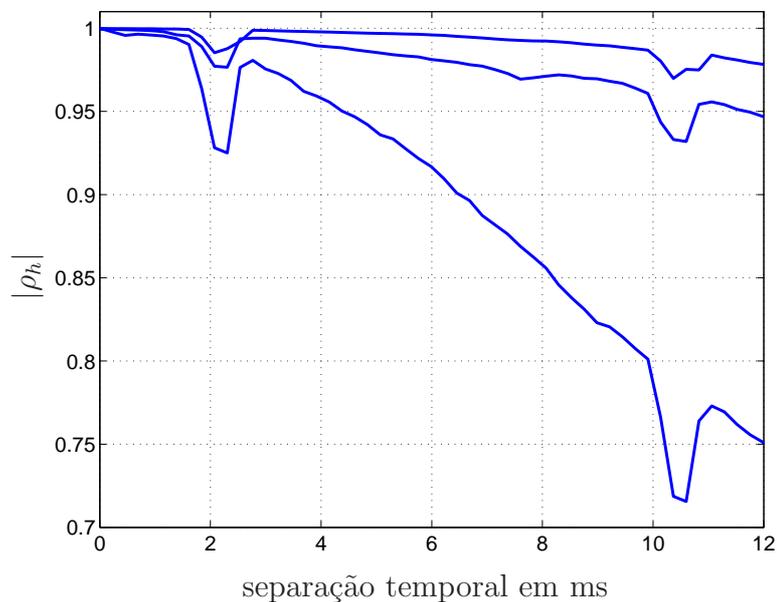
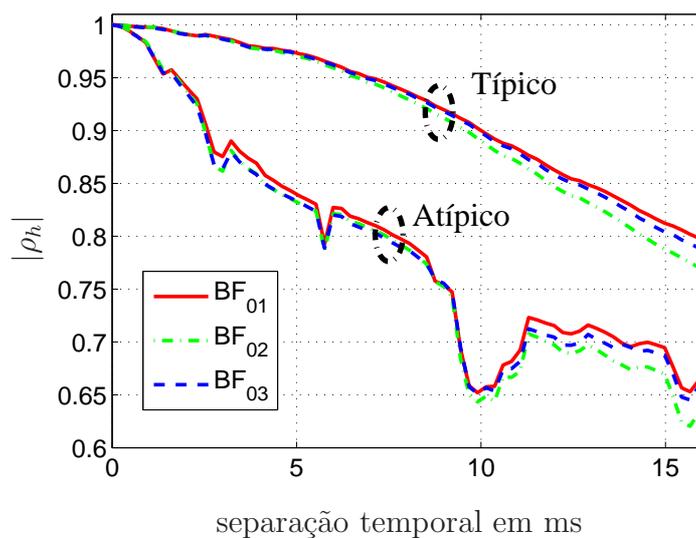
	Min	Max	Média	Desvio Padrão	90% acima	90% abaixo
$B_c^{0,5}(BF_{01})$	435,8	3.075,2	1.891,1	995,6	641,9	2.932,1
$B_c^{0,5}(BF_{02})$	471,4	3.079,6	1.868,2	1.007,3	549,5	2.950,7
$B_c^{0,5}(BF_{03})$	476,3	3.042,5	1.889,8	959,3	540,3	2.847,1
$B_c^{0,7}(BF_{01})$	293,1	1.505,1	650,0	340,3	385,4	1.435,3
$B_c^{0,7}(BF_{02})$	293,6	1.495,8	645,2	334,7	383,9	1.066,9
$B_c^{0,7}(BF_{03})$	255,0	1.488,0	665,3	357,5	388,3	1.427,0
$B_c^{0,9}(BF_{01})$	143,1	294,0	217,6	35,2	178,3	258,9
$B_c^{0,9}(BF_{02})$	143,1	292,6	217,8	34,8	178,3	259,4
$B_c^{0,9}(BF_{03})$	114,8	274,5	199,1	36,4	162,1	242,3

### 3.3.5 Tempo de coerência

O tempo de coerência dos canais PLC *outdoor* foi estimado considerando as equações discutidas na seção 3.2.1 e fazendo uso das estratégias de melhoramento da SNR EM, com  $L_G$  igual aos valores da Tab. 10 para cada banda de frequência analisada e MM com  $M_f = 10$  conforme discutidas na seção 3.2. Com o valor de  $M_f$  escolhido, a resolução temporal do tempo de coerência é igual a  $T_{ofdm}M_f = 230 \mu s$ , que é aproximadamente um terço do tempo de coerência mínimo reportado para canais PLC *indoor* em (CORRIPIO et al., 2006).

A Fig. 36 ilustra a evolução do valor absoluto do índice de coerência  $\rho_h$  de três conjuntos de medições de canais PLC *outdoor*. Cada conjunto é formado por 720 medições consecutivas da CIR dos canais PLC *outdoor*. A figura mostra um comportamento típico observado nas amostras obtidas na campanha de medição na RDE-BT, em que ocorrem vales periódicos no valor de  $\rho_h$ . Esse comportamento está relacionado com a janela temporal  $W^{120}$  já discutida e que ocorre a cada  $1/2$  ciclo da frequência fundamental da RDE-BT. Nessa figura, os vales dos canais foram propositadamente sobrepostos, contudo, deve-se lembrar que não se dispunha de mecanismos de sincronismo das medições do canal PLC *outdoor* com a frequência fundamental da RDE-BT. Embora a Fig. 36 retrate um caso típico da evolução de  $\rho_h$ , mostrando além dos vales, um decaimento lento de  $\rho_h$ , existem casos atípicos, denominados assim por apresentarem em menor quantidade e caracterizados pela ocorrência de uma diminuição do índice de coerência do canal PLC *outdoor* de forma bem mais rápida do que as ilustradas. Além disso, em várias amostras foram observadas a existência de vales que atingem valores negativos e, de forma brusca, voltam a valores positivos novamente.

A Fig. 37 ilustra a evolução média de  $|\rho_h|$  considerando, de forma distinta, as bandas de frequências analisadas e os casos típicos e atípicos de aproximadamente 23.760 CFR de canais PLC *outdoor*. O enquadramento da evolução média como sendo típico ou atípico foi realizado através de inspeção direta de  $|\rho_h|$  nas curvas geradas por cada conjunto de 720 medidas consecutivas de CIR do canal PLC. Das 23.760 medições, 75,76% (18.000 medições) foram caracterizadas como típicas e 24,24% (5.760 medições) como atípicas. A ausência dos vales referentes a  $W^{120}$  nas curvas se deve a não existência de sincronização das medidas com a frequência fundamental da RDE. A curva superior refere-se à média de  $|\rho_h|$  para apenas os casos típicos, enquanto a curva inferior para os casos típicos e atípicos. A Fig. 37 também indica que não existem diferenças significativas na evolução da coerência entre os canais PLC em função da banda de frequência escolhida.

Figura 36: Coerência típica entre canais PLC *outdoor* (1,7 a 100 MHz).Figura 37: Coerência típica e atípica entre canais PLC *outdoor* em função da banda de frequência.

Uma vez que, conforme resultado da Fig. 37, não existe diferença no tempo de coerência quando se altera a banda de frequência, as funções distribuição cumulativa do tempo de coerência  $T_c$  médio  $\mu_{T_c^\beta}$  para diversos índices de coerência  $\beta$  estão indicadas na Fig. 38. A figura indica que em apenas 10% dos casos, o tempo de coerência foi maior do que 9,5 ms para  $\beta = 0,99$  e 15,8 ms para  $\beta = 0,95$ . Não foram observados valores de  $T_c$  menores do que 690  $\mu\text{s}$  para  $\beta = 0,90$  e menores do que 460  $\mu\text{s}$  para  $\beta = 0,98$ . Entretanto, para  $\beta = 0,99$  não se pode afirmar que  $T_c \geq 230 \mu\text{s}$ , posto que o resultado da medição é igual à resolução temporal da estratégia de estimação do tempo de coerência quando se adota  $M_f = 10$ .

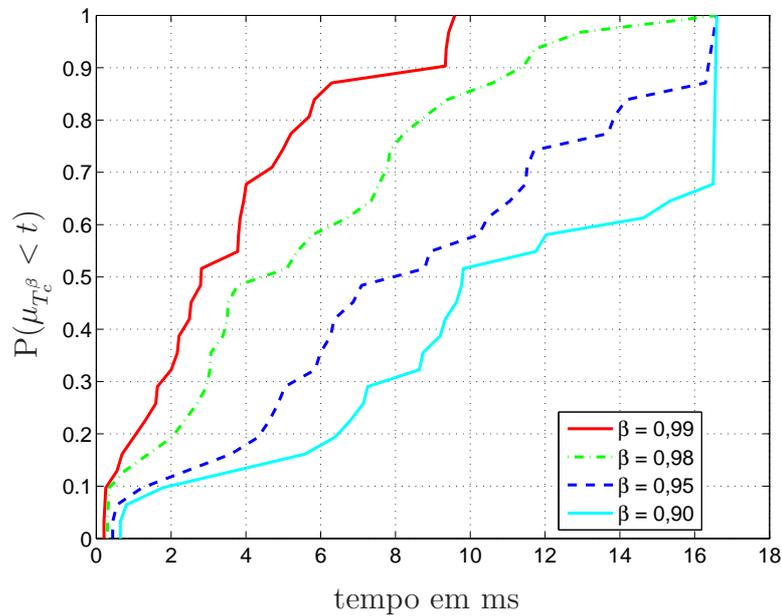


Figura 38: Função distribuição cumulativa do tempo de coerência da CIR dos canais PLC outdoor para diversos índices de coerência.

A Tab. 14 detalha a estatística do tempo de coerência do canal PLC outdoor. Observa-

Tabela 14: Estatísticas do Tempo de Coerência do canal PLC outdoor em milissegundos.

	Min	Max	Média	Desvio Padrão	90% acima	90% abaixo
$T_c^{0,99}$	0,23	15,20	4,13	3,44	0,46	9,50
$T_c^{0,98}$	0,46	16,58	6,04	4,36	0,50	11,43
$T_c^{0,97}$	0,46	16,58	7,16	4,87	0,60	14,25
$T_c^{0,96}$	0,46	16,58	8,06	5,12	0,65	15,65
$T_c^{0,95}$	0,46	16,58	8,77	5,29	0,70	15,68
$T_c^{0,90}$	0,69	16,58	11,05	5,21	2,50	16,24

se nessa tabela que o canal PLC outdoor pode ser considerado invariante no tempo por longo período de tempo, em média, aproximadamente, 4,13 ms se  $\beta = 0,99$ . Para o

caso da configuração utilizada no *Setup* TX, esse tempo representa, aproximadamente, 177 símbolos OFDM. Relaxando-se o índice de coerência para  $\beta = 0,90$ , o canal pode ser considerado invariante no tempo durante a transmissão de, aproximadamente, 480 símbolos OFDM. Pode-se perceber na Tab. 14 que o valor 16,58 ms se repete em alguns campos. Esse valor é próximo do limite superior do intervalo de tempo de aquisição de cada medida na campanha de medição, ou seja, foram adquiridas CIR contíguas em blocos que representam aproximadamente o período da frequência fundamental da RDE-BT brasileira (16,7 ms), sendo que foram descartadas, pelo procedimento de minimização do ruído, algumas CIR nas extremidades desses blocos.

A Tab. 15 lista as estimativas do espalhamento Doppler médio dos canais PLC *outdoor* estimado através da eq. (3.29). A Tab. 15 indica uma aproximação do espalhamento Doppler do canal PLC *outdoor* considerando alguns valores do índice de coerência  $\beta$ . Os valores encontrados para RDE-BT são próximos aos relatados para ambientes *indoor* por (CAÑETE et al., 2011) para a banda de frequência de 1,7-30 MHz, em que foram relatados valores menores do que 600 Hz em 90% dos casos e maior do que 100 Hz em 90% dos casos.

Tabela 15: Aproximação do espalhamento Doppler médio do canal PLC *outdoor*.

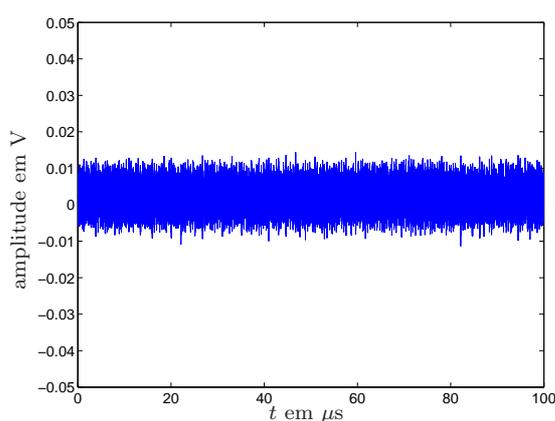
$\beta$	$B_D$ em Hz
0,99	270
0,95	112
0,90	90

### 3.3.6 Ruído

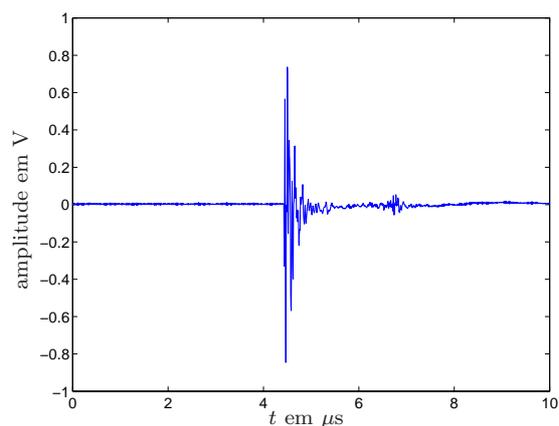
A medição do ruído no canal PLC *outdoor* foi realizada conforme (ANDRADE et al., 2013), em que foram obtidos grupos de 3.500.000 amostras sucessivas de tensão, no domínio do tempo, do sinal sobre a RDE-BT na ausência de sinal emitido pelo *Setup* TX. Cada grupo de amostra corresponde a, aproximadamente, 17,5 ms. Esse tempo foi escolhido em função da capacidade de memória da placa de aquisição de dados quando configurada para uma taxa de amostragem de 200 Msps. Essas amostras foram adquiridas em uma das três fases da RDE-BT e formam o banco de dados de ruído do canal PLC *outdoor*.

Conforme descrito na Seç. 2.1.2, os ruídos encontrados no canal PLC podem ser agrupados em classes: ruídos de fundo, ruídos periódicos síncronos, periódicos assíncronos, ruídos em rajadas, além dos ruídos de banda estreita. Na RDE-BT *outdoor* analisada

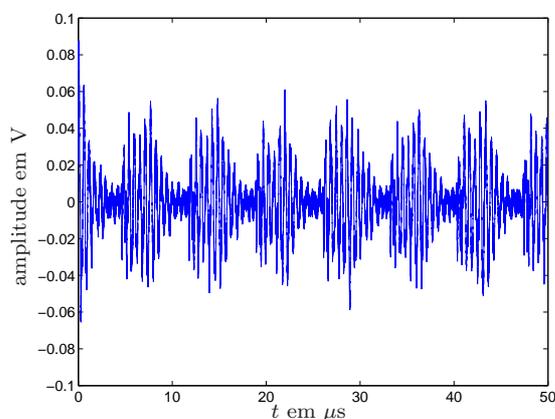
foram confirmadas a existência de todas essas classes. Um exemplo dos ruídos presentes nessas RDE-BT analisadas está representado na Fig. 39. Esses ruídos foram selecionados através de uma inspeção visual nos gráficos gerados a partir das medições realizadas, que propositadamente foram impressos com diferentes escalas de tensão para melhor visualização da forma do ruído. Percebe-se nessas figuras a diferença de amplitude existente entre os diferentes tipos de ruído. O ruído impulsivo Fig. 39(b) atinge cerca de 100 vezes a amplitude dos demais tipos de ruído.



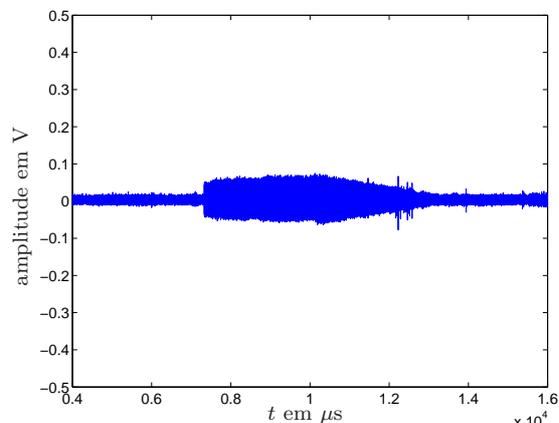
(a) Ruído de fundo.



(b) Ruído impulsivo.



(c) Ruído periódico.



(d) Ruído em rajadas.

Figura 39: Tipos de ruídos encontrados na campanha de medição no canal PLC *outdoor*.

Com o objetivo de analisar o comportamento do ruído no domínio da frequência, foi utilizada a estimativa da densidade espectral de potência (PSD - do inglês, *power spectrum density*) baseada na média de periodogramas sem sobreposição (MITRA, 2006), utilizando blocos de 100.000 amostras em cada estimativa. A PSD foi estimada com 2048 pontos, o que resulta numa resolução na frequência de aproximadamente 50 kHz.

A Fig. 40a ilustra um intervalo temporal equivalente à transmissão de um símbolo OFDM contendo apenas ruído de fundo. Na Fig. 40b é ilustrada a PSD desse ruído. Percebe-se claramente nessa figura a presença do ruído de banda estreita entre 90 e 100 MHz, proveniente da transmissão de rádio difusão comercial em frequência modulada (FM).

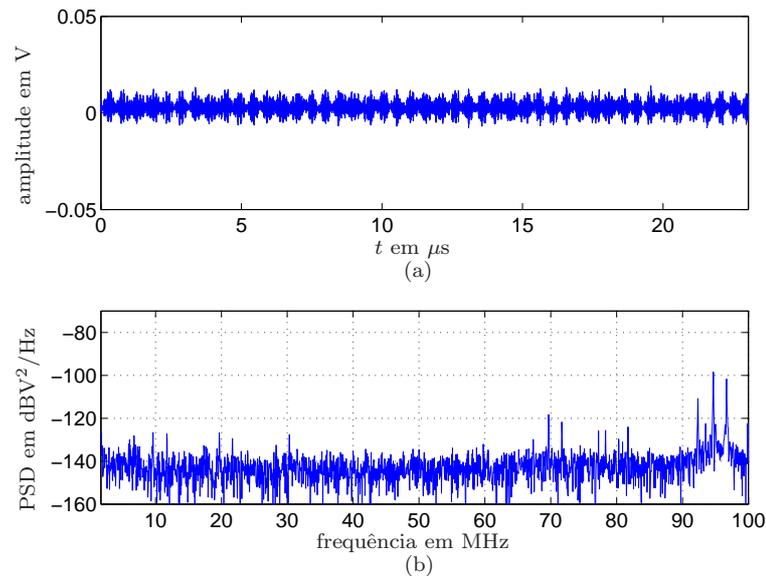


Figura 40: Amostra de uma perturbação devido ao ruído de fundo do canal PLC *outdoor* durante o tempo de transmissão de um símbolo OFDM e sua PSD.

A Fig. 41a reproduz o ruído impulso no mesmo intervalo temporal adotado na figura anterior e a Fig. 41b ilustra a PSD desse ruído. Esse tipo de ruído é altamente prejudicial para a comunicação de dados PLC devido a sua alta energia. Note que nessa figura também estão presentes as interferências de banda estreita na faixa de 90-100 MHz observadas na Fig. 40, além, é claro, do valor da PSD que aumentou em até 45 dB em relação ao ruído mencionado na Fig. 40.

Uma vez que não faz parte do escopo desse trabalho a análise minuciosa do banco de dados referentes aos ruídos presentes na RDE-BT e suas influências na comunicação PLC, no resto desse trabalho são considerados apenas os ruídos de fundo e os impulsivos, sendo considerados nesse último grupo todos os demais.

Um resultado importante da campanha de medição discutida nesse trabalho é a representação da PSD média e da PSD do pior caso dos ruídos de fundo e impulsivo nas RDE-BT *outdoor*. Essas representações possibilitam as simulações de tais ruídos para analisar o desempenho de sistemas PLC. Esses modelos eram restritos aos canais PLC *indoor*, como os propostos em (PHILIPPS, 1998) e (ESMAILIAN T.; GULAK, 2003), que

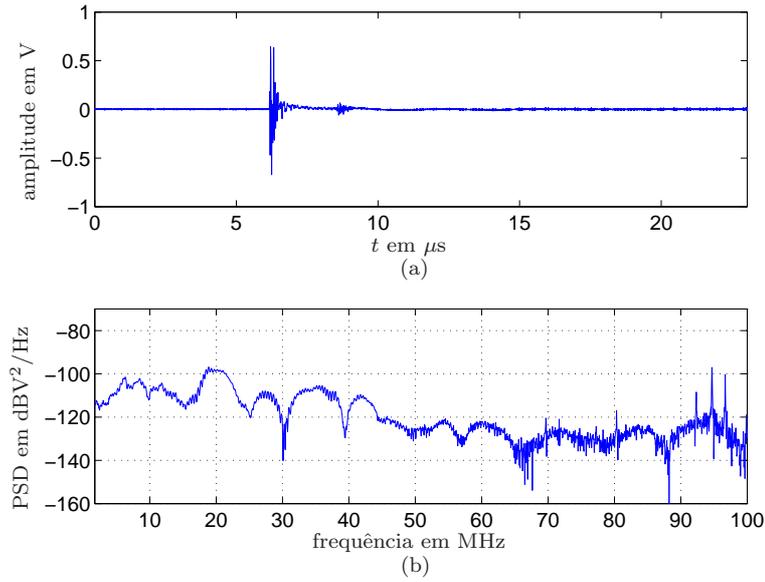


Figura 41: Amostra de uma perturbação devido ao ruído impulsivo do canal PLC *outdoor* durante o tempo de transmissão de um símbolo OFDM e sua PSD.

são aproximações matemáticas para a PSD do ruído de fundo em canais PLC *indoor* na banda de 1-30 MHz, pois como mencionado anteriormente, são raras as publicações sobre medição de canais PLC *outdoor*.

O modelo matemático proposto nesse trabalho é baseado em apenas dois parâmetros, obtidos por aproximação pelos mínimos quadrados das PSD dos ruídos medidos na campanha de medição discutida. O  $n$ -ésimo grupo de ruídos medidos,  $\mathbf{v}_n = [v_n[0] v_n[1] \dots v_n[N_v - 1]]^T$ , é classificado como ruído de fundo se  $|v_n[l]| < V_{lim}, \forall l$ . Por outro lado,  $\mathbf{v}_n$  é dito ser ruído impulsivo se  $\exists l \mid |v_n[l]| \geq V_{lim}$ . Nesse trabalho foi adotado  $V_{lim} = 0,05$  V e  $N_v = 3.500.000$  amostras. A Fig. 42 ilustra as duas classes de ruídos adotadas para modelar o ruído da RDE-BT. Na Fig. 42a, o valor de pico da amplitude do ruído não ultrapassou o limiar de decisão  $V_{lim}$ , logo, este grupo de  $N_v$  amostras é classificado como ruído de fundo. Na Fig. 42b é possível identificar que existem amostras do grupo em que suas amplitudes extrapolam o limiar de decisão, logo, o grupo é classificado como ruído impulsivo.

O modelo da PSD do ruído de fundo e impulsivo do canal PLC *outdoor* para a banda de frequências de 1,7-100 MHz é

$$S_n(f) = a + b \log_{10} |f| \quad \text{em } dBV^2/Hz, \quad (3.34)$$

em que  $a$  e  $b$  são parâmetros dependentes da localização das medidas e  $f$  é a frequência em MHz. A Tab. 16 indica os valores dos parâmetros da eq. (3.34) para o caso da PSD

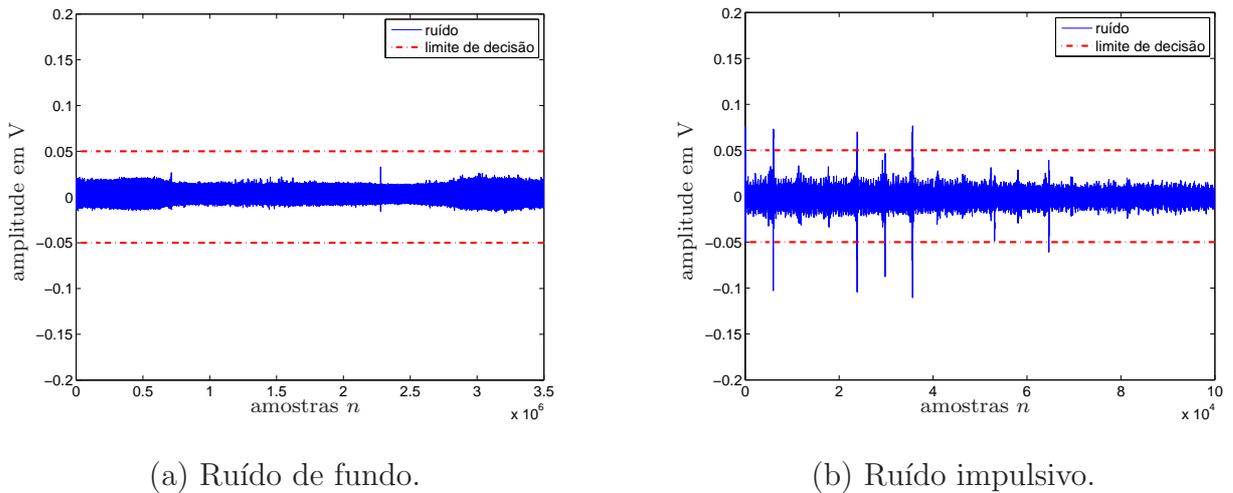


Figura 42: Classificação do ruído medido em função da amplitude de pico do grupo de amostras de ruído e do limite de decisão adotado.

média e o pior caso dos ruídos de fundo e impulsivo do canal PLC *outdoor*, os quais foram obtidos a partir dos canais PLC medidos.

Tabela 16: Estimativa dos parâmetros para o modelo da PSD dos ruídos da RDE-BT *outdoor* brasileira para a banda de frequência de 1,7-100 MHz.

Tipo de ruído	$a$	$b$
Fundo (médio)	-137,5	-2,1
Fundo (pior caso)	-122,6	-4,4
Impulsivo (médio)	-105,3	-18,6
Impulsivo (pior caso)	-85,0	-21,0

A Fig. 43 ilustra a PSD do ruído de fundo encontrado no canal PLC *outdoor*, além de mostrar a PSD do modelo gerado pela eq. (3.34) quando se utiliza os parâmetros indicados na Tab. 16. Essa figura indica que o modelo aproximado da PSD do ruído fundo se aproxima de uma PSD plana, cuja maior variação da PSD é de 8 dB para o modelo de  $PSD_{\max}$  e 3 dB para  $PSD_{\text{med}}$ .

Para o ruído impulsivo, a Fig. 44 ilustra sua PSD máxima e média, além de mostrar a PSD do modelo gerado pela eq. (3.34) quando se utiliza os parâmetros indicados na Tab. 16. Essa figura indica que PSD do ruído impulsivo nas RDE-BT é bem maior nas baixas frequências e menor nas altas frequências. Essa diferença de valor da PSD do ruído impulsivo, baseado no modelo proposto, é de, aproximadamente, 37 dB para a  $PSD_{\max}$  e 33 dB para  $PSD_{\text{med}}$  do ruído impulsivo.

A Fig. 45 ilustra a estimativa da PSD do ruído de fundo médio e do ruído impulsivo médio, denominados nesse trabalho de ruídos típicos do canal PLC *outdoor*. Essa figura

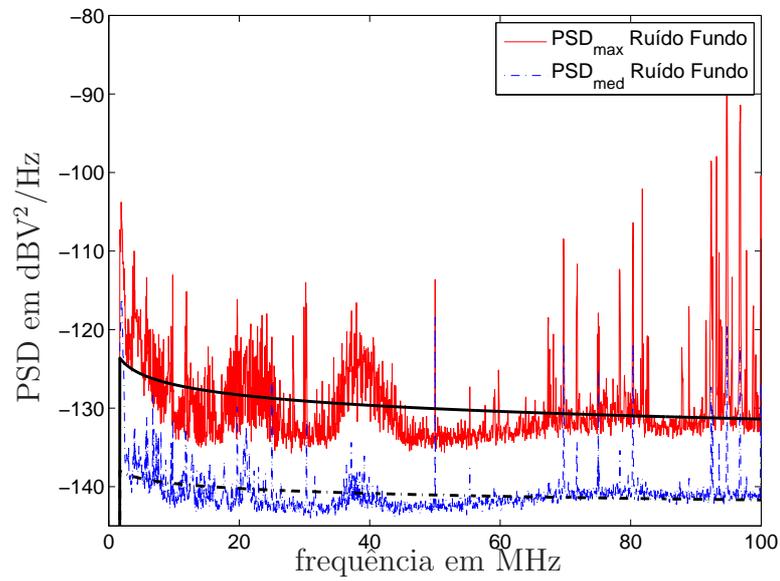


Figura 43: PSD máxima e média do ruído de fundo observado no canal PLC *outdoor* e seus modelos aproximados.

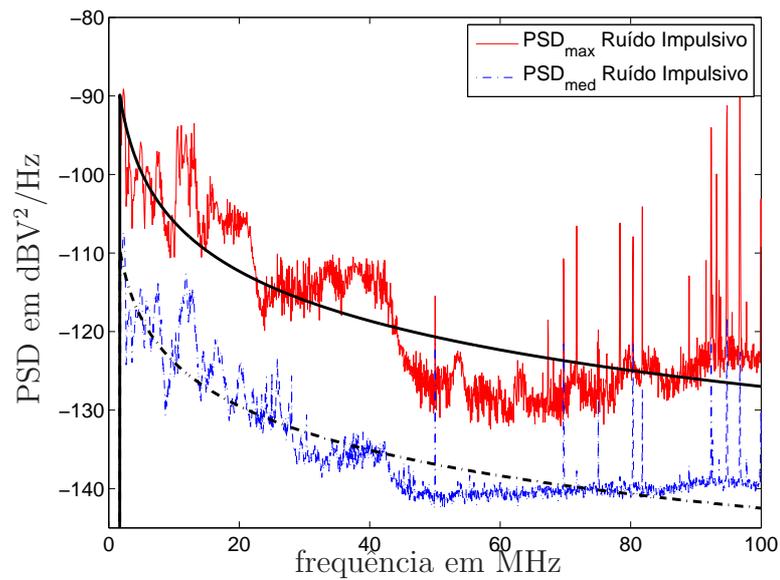


Figura 44: PSD máxima e média do ruído impulsivo observado no canal PLC *outdoor* e seus modelos aproximados.

sugere que, na média, o ruído impulsivo atua fortemente nas baixas frequências e é quase que imperceptível nas frequências acima de 50 MHz, considerando que na sua ausência está presente o ruído de fundo.

Note que, mais uma vez, as Figs. 43, 44 e 45 registram a presença do ruído de banda estreita, que nesse caso é proveniente da faixa de rádio amador (50-54 MHz), canais de TV (54-72 MHz e 76-88 MHz) e estações de rádio FM comercial (88-108 MHz) (ANDRADE et al., 2013).

A Tab. 17 indica a estimativa das PSD dos ruídos de fundo e impulsivo, máximo e médio da RDE-BT, baseadas no modelo representado pela eq. (3.34), além de indicar a PSD dos ruídos definidos como típicos para o canal PLC *outdoor*, ou seja,  $\text{PSD}_{\text{med}}$  do ruído impulsivo e  $\text{PSD}_{\text{med}}$  do ruído de fundo.

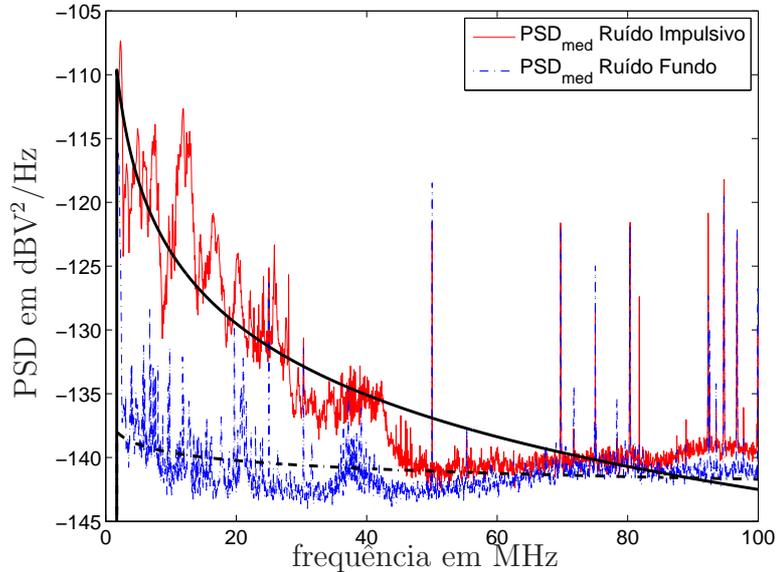


Figura 45: PSD máxima e média do ruído impulsivo observado no canal PLC *outdoor* e seus modelos aproximados.

Finalmente, observe que essa modelagem proposta é bastante interessante, pois modela diferentemente os ruídos de fundo e impulsivo, permitindo que as simulações que considerem ambos os tipos de ruídos sejam mais fidedignas.

### 3.3.7 Capacidade teórica do canal médio

A capacidade associada ao ganho médio do canal PLC *outdoor* foi calculada a partir da eq. (3.20), em que foi considerado

$$\mathbf{\Lambda} = \text{diag} \left\{ S_x[k] \bar{G} \left[ \frac{1}{S_n[0]} \quad \frac{1}{S_n[1]} \cdots \frac{1}{S_n[N_f - 1]} \right] \right\}, \quad (3.35)$$

Tabela 17: Estimativa da PSD dos ruídos típicos do canal PLC *outdoor* em dBV<sup>2</sup>/Hz.

Frequência em MHz	PSD <sub>max</sub> fundo	PSD <sub>med</sub> fundo	PSD <sub>max</sub> -PSD <sub>med</sub>
1,7	-123	-138	15
30	-129	-140	11
50	-130	-141	11
100	-131	-141	10
Frequência em MHz	PSD <sub>max</sub> impulsivo	PSD <sub>med</sub> impulsivo	PSD <sub>max</sub> -PSD <sub>med</sub>
1,7	-90	-109	19
30	-116	-132	16
50	-120	-136	16
100	-127	-142	15
Frequência em MHz	PSD <sub>med</sub> impulsivo	PSD <sub>med</sub> fundo	PSD <sub>med</sub> -PSD <sub>med</sub>
1,7	-109	-138	29
30	-132	-140	8
50	-136	-141	5
100	-142	-141	1

em que  $S_n[k] = S_n(f)|_{f=f_k}$ ,  $k = 0, 1, \dots, N - 1$  é a PSD estimada do ruído presente no canal PLC *outdoor* obtida pelo modelo proposto na eq. (3.34) quando aplicados os valores descritos na Tab. 16. Foi adotado para  $\bar{G}$  a média dos valores dos ganhos médios encontrados na campanha de medição e indicados na Tab. 6. Assim, tem-se uma estimativa da capacidade do canal PLC *outdoor* equivalente a de uma canal seletivo em frequência cujas restrições no sinal transmitido e ruído aditivo são aquelas descritas na Seç. 3.3 para obtenção da Eq. (3.34).

A Fig. 46 mostra a capacidade teórica do canal PLC *outdoor* médio na presença de apenas ruído de fundo quando se considera as bandas de frequências 1,7-30 MHz, 1,7-50 MHz e 1,7-100 MHz para as classes de distância  $D1$ ,  $D2$  e  $D3$ . A figura sugere que a capacidade do canal PLC analisado nas bandas de frequências menores é maior do que na banda de frequências maiores até uma certa potência. No caso representado, a capacidade observada em  $BF_{01}$  é maior do  $BF_{02}$  que é maior do que  $BF_{03}$  para valores menores de potência transmitida do que 0 dBm para classe de distância  $D1$ , 5 dBm para  $D2$  e aproximadamente 7 dBm para  $D3$ . Aumentando-se essa potência, a situação se inverte e a capacidade do canal de  $BF_{03}$  supera as demais. Esse fato é justificado pelo fato de  $\bar{G}$  para  $BF_{01}$  ser muito maior do que  $\bar{G}$  para  $BF_{02}$  e esse maior do que para  $BF_{03}$ . Entretanto, com o aumento da potência transmitida, as maiores frequência passam a ter uma contribuição maior na capacidade do canal, pois a PSD do ruído nessas frequência possui valores mais modestos do que em baixas frequências.

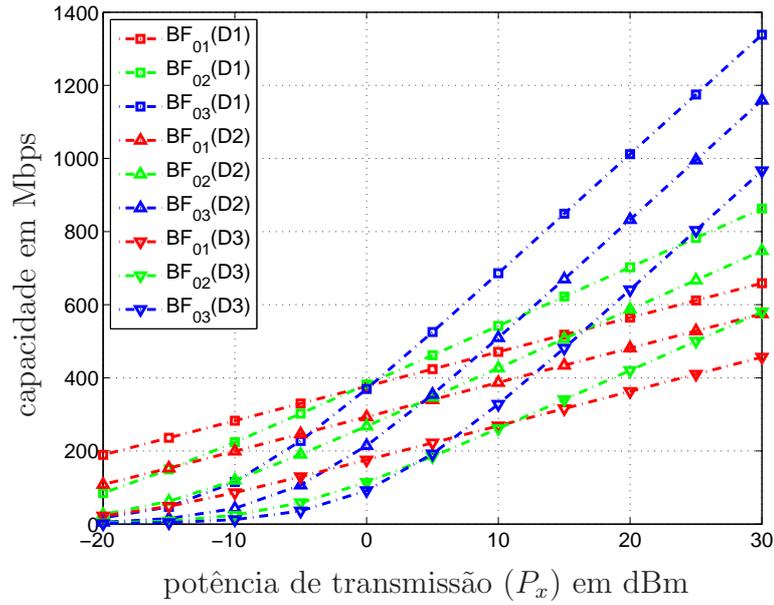


Figura 46: Capacidade teórica do canal PLC *outdoor* médio na presença de ruído de fundo para diferentes classes de distância.

Além disso, a Fig. 46 também registra a perda considerável de capacidade devido a distância entre transmissor e receptor. Percebe-se que há uma diminuição de aproximadamente 83 Mbps quando se varia a distância de  $D1$  para  $D2$  e aproximadamente 200 Mbps de  $D1$  para  $D3$  utilizando a banda de frequência de 1,7-30 MHz para valores de potência maiores do que -15 dBm. Para as demais bandas de frequências essa variação é ainda maior, chegando a 282 Mbps em  $BF_{02}$  para variação de distância de  $D1$  para  $D3$  para valores de potência superior a -5 dBm e 359 Mbps em  $BF_{03}$  quando se varia a distância de  $D1$  para  $D3$  para valores de potência maiores do que 5 dBm.

O resultado exposto na Fig. 46 informa, de forma inédita na literatura sobre PLC, que em ambientes *outdoor*, na presença de ruído de fundo, a banda de frequência compreendida de 1,7 a 30 MHz é, na média, a melhor escolha para uso nas RDE-BT se a potência for baixa. Nesse caso,  $BF_{01}$  é a melhor opção se a potência transmitida for menor do que 0 dBm para a classe de distância  $D1$ , 5 dBm para a classe  $D2$  e se  $P_x < 7$  dBm para a  $D3$ .

Uma comparação da capacidade do canal PLC *outdoor* quando os ruídos de fundo e impulsivos são considerados em diferentes classes de distância está ilustrada na Fig. 47. Essa figura, referente à  $BF_{03}$ , sugere uma perda de 146 Mbps na capacidade na presença de ruídos impulsivo quando a potência transmitida é de 10 dBm para uma classe de distância de  $D3$ , 276 Mbps para  $D2$  e 379 Mbps para  $D1$ .

Finalmente, a Fig. 48 indica a variação da capacidade do canal PLC quando sujeito a ruídos de fundo e impulsivo nas diferentes bandas de frequências e classes de distâncias.

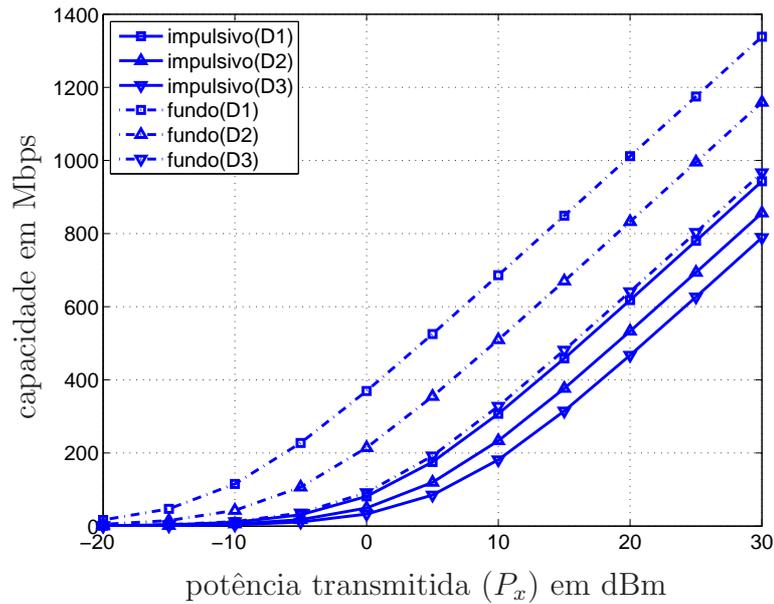


Figura 47: Capacidade teórica do canal PLC *outdoor* médio na presença de ruído impulsivo e de fundo para diferentes classes de distância ( $BF_{03}$ ).

Mais uma vez, percebe-se o favoritismo em relação à capacidade da banda de frequência de 1,7-30 MHz sobre as demais, quando a potência transmitida é mais baixa que um limiar. Entretanto, agora, pode-se perceber esse favoritismo também quando o canal está sujeito ao ruído impulsivo. Assim, a figura sugere que o uso da banda de frequência  $BF_{01}$  deve ser escolhida, caso se utilize um sistema PLC com potência de transmissão menor do que 5 dBm e corrompida por apenas ruído de fundo. Caso seja admitida a existência de ruído impulsivo, esse limite superior de potência é de aproximadamente 14 dBm. Esses valores são válidos para a classe de distância  $D2$ . Essa figura também retrata o pior e o melhor cenário para a capacidade do canal para cada classe de distância.

### *Resumo do capítulo*

No presente capítulo foram apresentados os procedimentos, configurações e equipamentos utilizados para coletar as amostras dos dados das RDE-BT. Em seguida, foram discutidas as estatísticas dos parâmetros que auxiliam a caracterização das RDE-BT como meio de comunicação de dados PLC para a banda de frequência compreendida entre 1,7 e 100 MHz. A seguir, no Cap. 4, é discutida uma proposta de representação esparsa para o canal PLC medido, é apresentado um sintetizador de modelos de canais PLC *outdoor* e analisado, baseado em resultados computacionais, a estimação esparsa de canais PLC.

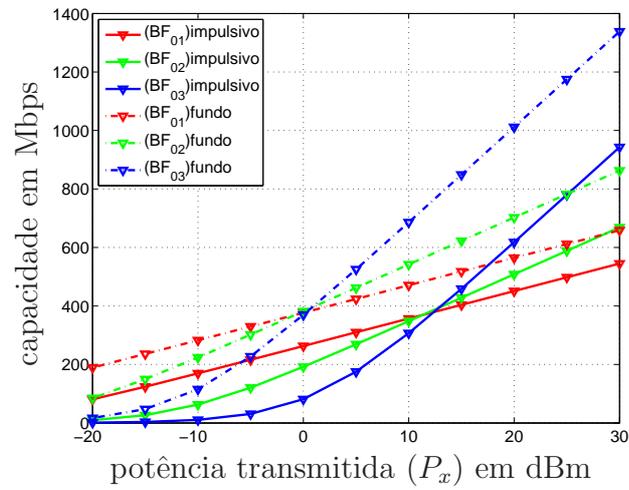
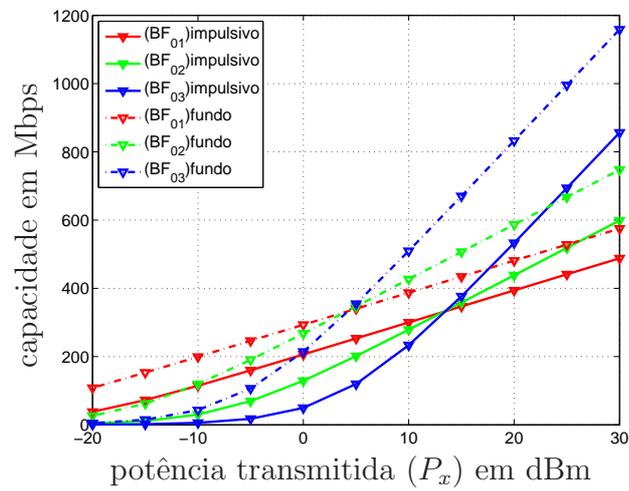
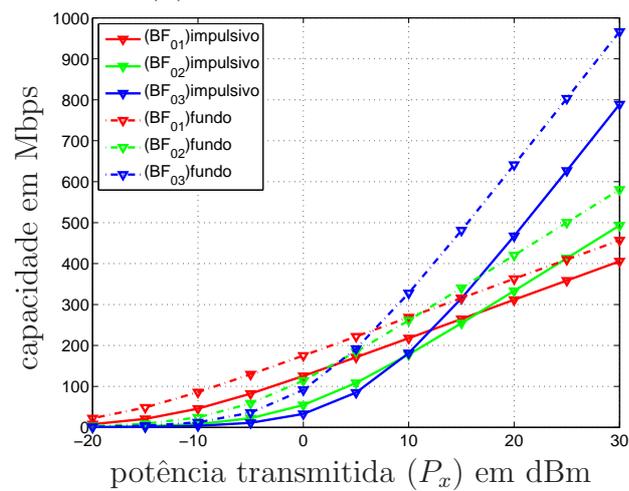
(a) Classe de distância  $D1$ (b) Classe de distância  $D2$ (a) Classe de distância  $D3$ 

Figura 48: Capacidade teórica do canal PLC *outdoor* médio na presença de ruído impulsivo e de fundo para diferentes bandas de frequências.

## 4 *Esparsidade dos canais PLC outdoor em RDE-BT brasileira*

A técnica de amostragem compressiva tem ocupado diversos espaços em sistemas de comunicação. Para seu uso é fundamental que o sinal com que se pretende trabalhar admita uma representação esparsa em algum domínio. Então, este capítulo discute a representação esparsa de canais PLC propondo uma metodologia para representar os canais PLC obtidos através de um processo de medição, como o discutido no Capítulo 3, de forma esparsa. Em seguida, os canais PLC *outdoor* são caracterizados quanto à sua esparsidade. Finalmente, também de forma inédita, é proposto um gerador de modelos de canais PLC *outdoor* que possui como grau de liberdade o tempo de coerência das realizações.

### 4.1 *Representação esparsa do canal PLC*

Em algumas situações práticas, como modelagens de canais de comunicação para uso em simulações e, mais recentemente, utilização das técnicas de amostragem compressiva em estimação de canais e campanhas de medição de canais de comunicação com o objetivo de otimizar o uso de memória de massa, é interessante representar de forma esparsa, em algum domínio, o canal de comunicação.

Mesmo com o comprimento da CIR limitada à somente  $\hat{M}_{SEE}$  amostras, conforme resultados obtidos com a estratégia SEE (vide Seção 3.3.2) para truncar o canal PLC, pode-se considerar em muitos casos que a energia da CIR está concentrada em poucos de seus coeficientes. Conseqüentemente, o canal PLC originalmente medido pode ser representado como um canal esparso, se considerarmos na sua representação apenas esses coeficientes relevantes em energia.

Para se obter uma representação esparsa de CIR PLC no tempo discreto  $\mathbf{h}_n$  é necessário considerar apenas os coeficientes mais representativos de cada realização do canal PLC. Isso pode ser realizado zerando os coeficientes que possuem amplitudes menores do que certo valor. Dessa forma, um novo vetor representando o canal PLC esparso é obtido

e dado por

$$\mathbf{h}_{n,s} = [h_{n,s}[0] \ h_{n,s}[1] \ h_{n,s}[2] \ \dots \ h_{n,s}[\hat{M}_{SEEn} - 1]]^T, \quad (4.1)$$

em que

$$h_{n,s}[l] = \begin{cases} h_n[l], & \text{se } |h_n[l]| \geq K_s h_n^{\max} \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (4.2)$$

$h_n^{\max} = \max_l |h_n[l]|$  e  $K_s \in [0, 1)$ .

Não existe uma formulação fechada para a escolha de  $K_s$ . Entretanto, sua escolha deve ser realizada com bastante atenção, pois a representação esparsa do canal PLC deve aproximar-se da CIR do canal PLC real, de acordo com um parâmetro que quantifique a distorção introduzida. Assim, caso seja adotado  $K_s$  maior do que o valor ótimo, o erro entre a representação esparsa e o canal real inviabilizará qualquer aplicação prática dessa representação, pois não será possível reconstruir o sinal original dentro dos parâmetros de erro estipulado. Por outro lado, caso se adote  $K_s$  menor do que o valor ótimo, haverá um desperdício de recursos computacionais e de hardware que inviabilizará também seu uso prático. Em (LOPES, 2012) é discutido o problema do cálculo da esparsidade de sinais obtidos por meio de medição.

Com o objetivo de se estimar o índice de esparsidade dos canais PLC *outdoor* medidos, além de se obter uma aproximação esparsa da CIR desse canal PLC,  $K_s$  foi escolhido levando-se em consideração a correlação existente entre a CIR medida e sua representação esparsa. Para tal, considere a correlação entre a  $n$ -ésima CIR medida e uma estimativa esparsa dessa CIR, para um dado  $K_s$ , descrita por

$$\rho_s = \frac{\mathbf{h}_s^T \mathbf{h}}{\sqrt{(\mathbf{h}_s^T \mathbf{h}_s)(\mathbf{h}^T \mathbf{h})}}, \quad (4.3)$$

em que foram omitidas, para maior clareza, as notações referentes à  $n$ -ésima CIR. Então, a representação esparsa é obtida escolhendo-se um valor de  $K_s$  em (4.2) que garanta  $\rho_s \geq \rho$ , para um  $\rho \in (0, 1)$  escolhido *a priori*. A Fig. 49 mostra a função de distribuição cumulativa complementar de  $\rho_s$  em função de  $K_s$  para diferentes opções de  $\rho$ , considerando as três bandas de frequências analisadas na campanha de medição da RDE-BT. Essa figura foi gerada considerando 33 medições na RDE-BT compostas por 720 CIR cada medição, o que representa 2.376 CIR estimada após a estratégia de minimização de ruído MM com  $M_f = 10$ , conforme (3.3). A Fig. 49 indica que para 90% dos casos analisados é possível obter uma correlação entre a CIR medida e uma representação esparsa dessa CIR de

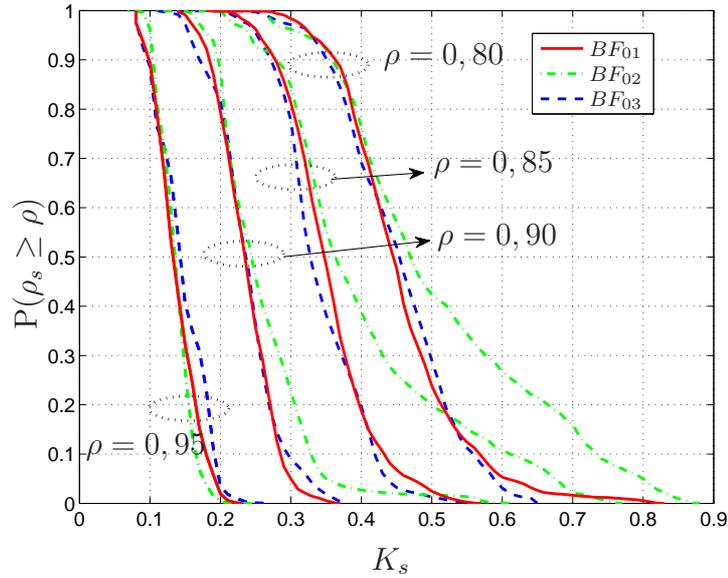


Figura 49: Função distribuição cumulativa complementar da correlação entre a CIR medida e sua representação esparsa quando se adota diferentes valores de  $K_s$ .

0,95 adotando-se  $K_s = 0,10$ . Relaxando-se a correlação desejada para  $\rho = 0,90$ , pode-se adotar  $K_s = 0,17$  em 90% dos casos. Para  $\rho = 0,85$  e  $\rho = 0,80$  tem-se  $K_s = 0,27$  e  $K_s = 0,35$  em 90% dos casos analisados, respectivamente. A figura também indica que essas escolhas de  $K_s$  atendem igualmente as bandas de frequência  $BF_{01}$ ,  $BF_{02}$  e  $BF_{03}$ , ou seja, pode-se utilizar um valor único de  $K_s$  para se obter as representações esparsas das CIR medidas nas três bandas de frequências analisadas para percentuais da função de distribuição cumulativa complementar maior do que, aproximadamente, 50%.

A Fig. 50 ilustra o resultado da transformação de uma CIR normalizada medida,  $\mathbf{h}_n$ , na banda de frequência de 1,7 a 30 MHz em sua representação esparsa,  $\mathbf{h}_{s,n}$ , em que foi utilizado  $K_s = 0,17$ , ou seja, foram zeradas as amostras que cuja amplitude eram menores do que, aproximadamente, 15 dB da maior amplitude encontrada em  $\mathbf{h}_n$ . Como consequência, a CIR esparsa desse exemplo possui apenas 23 coeficientes não nulos, ou seja,  $\mathbf{h}_{s,n}$  é dita ser 23-esparsa, possui um índice de correlação de 0,90 com a CIR medida e o erro quadrático médio (MSE, do inglês, *mean square error*) entre as representações  $\mathbf{h}[n]$  e  $\mathbf{h}_s[n]$  é igual a, aproximadamente, 35 dB. A representação no domínio da frequência de  $\mathbf{h}[n]$  e de sua representação esparsa estão ilustradas na Fig. 51.

Ao se adotar a estratégia discutida acima para representar o canal PLC como esparsa, o índice  $S$  de esparsidade dessa representação, ou seja, a quantidade de coeficientes não nulos de  $\mathbf{h}_{n,s}$ , assume a forma de uma variável aleatória. Conhecer a estatística dessa variável aleatória é de fundamental importância para se utilizar as ferramentas de

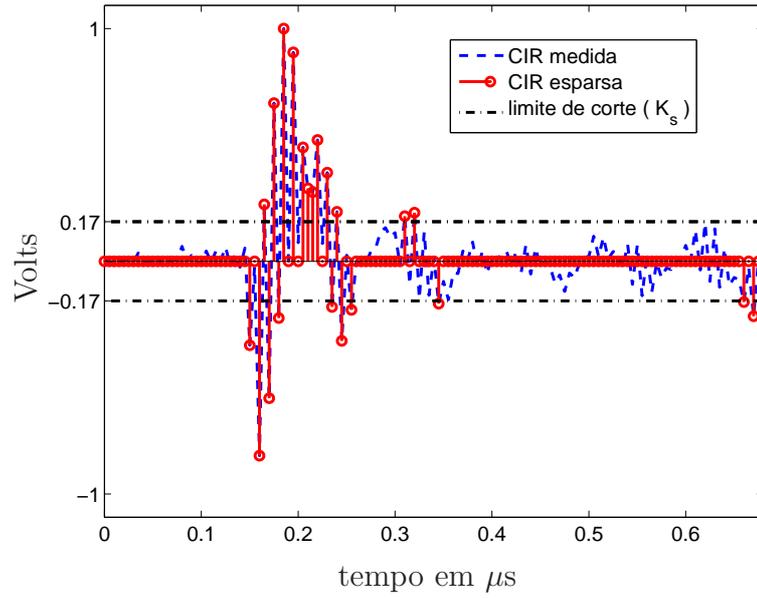


Figura 50: CIR do canal PLC *outdoor* medida e sua representação esparsa

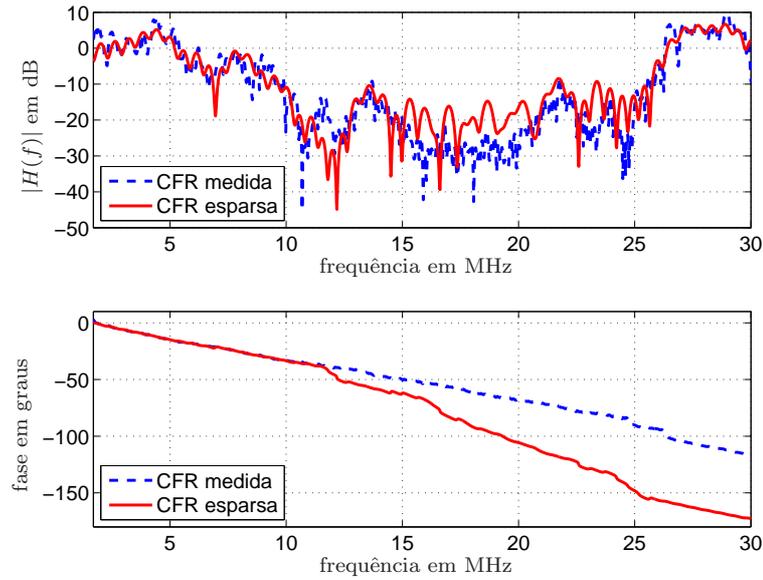


Figura 51: CFR do canal PLC *outdoor* medida e sua representação esparsa

amostragem compressiva para, por exemplo, estimar a CFR dos canais PLC *outdoor*. Entretanto, não se encontra qualquer referência sobre essa variabilidade na literatura.

A Tab. 18 apresenta as estatísticas do índice de esparsidade do canal PLC *outdoor* em função da banda de frequência escolhida, das distâncias entre o transmissor e receptor e considerando  $\rho = 0,90$ . Pode-se observar nessa tabela que nas medições realizadas o maior índice de esparsidade encontrado foi 127 para  $\rho = 0,90$ . Entretanto, em 90% dos casos analisados o índice de esparsidade ficou abaixo de 73.

A seguir é discutido o emprego da técnica de amostragem compressiva ao problema

Tabela 18: Estatísticas do índice de esparsidade da CIR do canal PLC *outdoor* ( $S$ ) quando  $\rho = 0, 90$ .

	Min	Max	Média	Desvio Padrão	90% acima	90% abaixo
$S_{D1}(BF_{01})$	17	46	30	8	20	42
$S_{D1}(BF_{02})$	17	42	31	8	20	39
$S_{D1}(BF_{03})$	33	70	50	14	34	65
$S_{D2}(BF_{01})$	9	73	29	14	11	47
$S_{D2}(BF_{02})$	9	73	27	14	13	47
$S_{D2}(BF_{03})$	15	97	42	17	25	66
$S_{D3}(BF_{01})$	28	98	48	12	33	61
$S_{D3}(BF_{02})$	24	87	43	14	29	65
$S_{D3}(BF_{03})$	40	127	60	12	44	73

de estimação de canais PLC esparsos.

#### 4.2 Equacionamento para estimação de canais PLC esparsos

Consideremos uma comunicação ponto-a-ponto sobre um canal PLC *outdoor*, que pode ser caracterizado como discreto, linear, invariante no tempo e na banda base como descrito na eq. (2.7) durante o período de símbolo. Então, considerando o uso da HS-OFDM, o vetor na recepção, logo após a operação da  $2N$ -DFT normalizada, pode ser representado conforme a eq. (2.96), e repetido aqui por conveniência.

$$\mathbf{Y} = \text{diag}\{\mathbf{X}\}\mathbf{H} + \mathbf{V}. \quad (4.4)$$

O subscrito indicador do  $n$ -ésimo símbolo foi omitido para uma maior clareza da notação.

Conforme mencionado anteriormente, assumimos que a CIR do canal PLC possui  $L \leq L_{pc} + 1$  coeficientes não nulos e que o comprimento do prefixo cíclico,  $L_{pc} < 2N$ . Consequentemente, os coeficientes não nulos da CIR estão concentrados nos primeiros coeficientes do vetor que representa o canal PLC *outdoor*, ou seja,  $\mathbf{h} = [h[0], h[1], \dots, h[L-1], 0, \dots, 0]^T \in \mathbb{C}^{2N \times 1}$ , isto é, somente os  $L < 2N$  coeficientes de  $\mathbf{h}$  podem, possivelmente, assumir valores não nulos.

No método de se estimar canais de comunicação baseado em sequências de treinamento, pode-se considerar o símbolo transmitido no domínio do tempo discreto, antes da inserção do prefixo cíclico, como composto por duas componentes distintas:  $\mathbf{x}_p$  que representa o vetor do sinal dos pilotos no domínio do tempo discreto e  $\mathbf{x}_d$  que representa o vetor do sinal dos dados no mesmo domínio. Esses sinais são provenientes de uma transformação linear realizada pela  $2N$ -IDFT normalizada, cujas funções de base

são ortogonais, ou seja:

$$\begin{aligned}\mathbf{x} &= \mathbf{x}_p + \mathbf{x}_d \\ &= \mathcal{F}_{2N}^\dagger (\mathcal{S}^T \mathbf{X}_p + \mathcal{S}_d^T \mathbf{X}_d),\end{aligned}\quad (4.5)$$

em que  $\mathbf{X}_d$  representa o vetor do sinal da mensagem a ser transmitida no domínio da frequência e  $\mathcal{S}_d$  a matriz  $N_d \times 2N$  que seleciona as  $N_d$  subportadoras de dados do vetor  $\mathbf{X}$ . Uma vez que em todo o trabalho consideramos que o canal PLC *outdoor* é linear, o sinal no receptor, logo após a operação da  $2N$ -DFT, pode ser considerado como a soma de duas componentes independentes: uma correspondendo aos pilotos,  $\mathbf{x}_p$ , e a outra aos dados,  $\mathbf{x}_d$ .

Como nosso objetivo é estimar o canal PLC *outdoor*, nesta abordagem ignora-se a componente representante dos dados transmitidos e foca-se somente na componente do sinal recebido referente aos pilotos,  $\mathbf{x}_p$ . Uma vez que  $\mathbf{x}_p$  é uma representação no domínio do tempo discreto de  $\mathbf{X}_p$  e, considerando que para demodulação e decodificação ótima se faz necessário o conhecimento preciso da CFR ou CIR, o vetor que representa as componentes do sinal piloto na saída do canal de comunicação é representado pela eq. (2.106), e repetido aqui por conveniência,

$$\begin{aligned}\mathbf{Y}_p &= \text{diag}\{\mathbf{X}_p\} \mathbf{H}_p + \mathbf{V}_p \\ &= \text{diag}\{\mathbf{X}_p\} \mathcal{F}_{L,p} \mathbf{h} + \mathbf{V}_p \\ &= \mathbf{Z} \mathbf{h} + \mathbf{V}_p,\end{aligned}\quad (4.6)$$

em que definimos  $\mathbf{Z} \triangleq \text{diag}\{\mathbf{X}_p\} \mathcal{F}_{L,p}$ .

Uma vez que se admite que a CIR do canal PLC é esparsa, ou aproximadamente esparsa, então pode-se reescrever eq. (4.6) a fim de colocá-la na forma canônica para explorar a teoria de CS conforme eq. (2.115):

$$\begin{aligned}\mathbf{y} &= \mathbf{\Phi} \mathbf{x} + \eta = \mathbf{\Phi} \mathbf{\Psi} \mathbf{s} + \eta = \mathbf{\Theta} \mathbf{s} + \eta \\ \mathbf{Y}_p &= \text{diag}\{\mathbf{X}_p\} \mathbf{H} + \mathbf{V}_p = \text{diag}\{\mathbf{X}_p\} \mathcal{F}_{L,p} \mathbf{h} + \mathbf{V}_p = \mathbf{Z} \mathbf{h} + \mathbf{V}_p,\end{aligned}\quad (4.7)$$

o que implica em considerarmos:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{y} &= \mathbf{Y}_p \\
 \mathbf{x} &= \mathbf{H} \\
 \mathbf{Z} &= \mathbf{\Phi}\mathbf{\Psi} = \mathbf{\Theta} \\
 \mathcal{S} &= \mathbf{h} \\
 \eta &= \mathbf{V}_p \\
 \mathbf{\Phi} &= \text{diag}\{\mathbf{X}_p\} \\
 \mathbf{\Psi} &= \mathcal{F}_{L,p}
 \end{aligned}$$

Observe que nesse equacionamento  $\text{diag}\{\mathbf{X}_p\}$  ocupa o lugar da matriz de amostragem e  $\mathcal{F}_{L,p}$  passa a ser a matriz de representação. Conforme discutido na Seç. 2.4.2, para que seja possível recuperar os sinais amostrados em CS é fundamental que se tenha uma alta incoerência entre essas bases. Caso se adote  $\mathbf{\Phi} = \text{diag}\{\mathbf{X}_p\} = \mathbf{I}_{N_p}$ , que representa a matriz de amostragem clássica e  $\mathbf{\Psi} = \mathcal{F}_{2N}$ , têm-se as bases maximamente incoerentes, pois o par tempo-frequência resulta em  $\mu(\mathbf{\Phi}, \mathbf{\Psi}) = 1$ .

Com esse equacionamento, o problema de estimação de canal PLC *outdoor* passa a ser considerado como o de se estimar um canal de comunicação linear, invariante no tempo e esparso, buscando projetar a etapa de detecção e reconstrução conforme abordada na Seção 2.4.2.

### 4.3 Gerador de canais PLC variantes no tempo

Para pesquisas e desenvolvimentos de sistemas de comunicação PLC é de suma importância dispor de modelos de canais de comunicação que retratam de forma mais realística possível as alterações sofridas pelos sinais quando se propagam nas redes de energia elétrica.

Os modelos de canais PLC existentes na literatura possuem diferentes graus de liberdades. Alguns possuem como variáveis de entrada as características da rede de energia elétrica, tais como comprimento dos condutores, o número de derivações da rede de energia elétrica além dos estados das cargas (BOSTOEN; WIEL, 2000; GALLI; BANWELL, 2006; CAÑETE et al., 2011). Outros possuem, como grau de liberdade o número de multipercursos do sinal e o atraso entre eles, além dos parâmetros de atenuação e distância entre transmissor e receptor (ZIMMERMANN; DOSTERT, 2002a). Em (PICORONE; AMADO; RIBEIRO,

2010) é apresentada uma estratégia cujo grau de liberdade associado à variação temporal do modelo de canal PLC está no peso atribuído ao ganho de cada caminho percorrido pelo sinal. Em (CAÑETE et al., 2011) é proposto representar a variação temporal da CIR considerando a impedância variável das cargas. Nessa última abordagem, os autores modelam a variação da impedância da carga de duas formas distintas: uma comutada e outra de forma harmônica. Na forma comutada, a impedância da carga varia entre dois valores distintos de forma abrupta. A variação da impedância da carga de forma harmônica constitui uma transição suave entre os dois valores limites de impedância. Entretanto, todos os modelos anteriores abstraem a coerência entre as realizações dos canais, embora, conforme resultados da Seç. 3.3.5, pode-se admitir que a coerência entre as CIR varia de forma equivalente às duas formas citadas por (CAÑETE et al., 2011). Fora da janela temporal  $W^{120}$ , a variação da coerência se assemelha à harmônica e, na transição com  $W^{120}$  se assemelha à forma comutada. Modelos de canais PLC lineares e variantes no tempo (LTV) tendo como grau de liberdade a coerência do canal inexistem na literatura. Como resultado, a grande maioria dos trabalhos sobre PLC são desenvolvidos considerando o canal PLC como invariante no tempo ou com uma variabilidade, possivelmente, muito diferente da encontrada na prática. Além disso, em estudos de sistemas PLC *outdoor*, frequentemente são usados modelos de canais e parâmetros de variabilidade desses canais referentes ao ambiente PLC *indoor*, pois como já foi dito, características de canais PLC *outdoor* baseadas em medições são, até então, escassas na literatura.

Um dos principais parâmetros que caracterizam a evolução temporal dos canais de comunicação é o tempo de coerência, que indica o tempo máximo entre duas realizações de canal que podem ser consideradas correlacionadas. Pode-se caracterizar a propriedade de correlação entre as amostras de uma sequência através da distância de correlação  $L_\rho$  (FONTÁN; ESPIÑEIRA., 2008). A distância de correlação indica a quantidade de amostras existentes entre duas amostras consecutivas consideradas descorrelacionadas.

Em (FONTÁN; ESPIÑEIRA., 2008) são discutidas duas formas de gerar séries aleatórias com a correlação entre suas amostras controlada: a partir de uma filtragem passa-baixa e uma outra abordagem baseada em interpolação. Nesse trabalho é proposta uma estratégia de se sintetizar modelos de canais PLC que possuem como grau de liberdade o tempo de coerência entre suas realizações. Para a geração dos modelos de canais PLC *outdoor* com o índice de coerência controlado foi utilizada a abordagem baseada na interpolação linear.

#### 4.4 Modelo de canais PLC com tempo de coerência controlado

Um conjunto de modelos de canais correlacionados, utilizando-se a interpolação de  $L_\rho - 1$  amostras entre dois canais quaisquer pode representado matricialmente por

$$\mathbf{M}_h = [\mathbf{h}_{B,0} \ \mathbf{h}_{B,1} \ \dots \ \mathbf{h}_{B,L_\rho-1}], \quad (4.8)$$

em que

$$\mathbf{h}_{B,l} = \mathbf{h}_{B,0} + \frac{l}{L_\rho - 1}(\mathbf{h}_{B,L_\rho-1} - \mathbf{h}_{B,0}), \quad l = 0, 1, \dots, L_\rho - 1. \quad (4.9)$$

Os modelos de canais consecutivamente correlacionados, propostos nesse trabalho, originaram de duas CIR previamente escolhidas  $\mathbf{h}_{B,0}$  e  $\mathbf{h}_{B,L_\rho-1}$  com um índice de correlação entre elas  $\rho_h$ . Uma vez que  $\mathbf{h}_{B,0}$  e  $\mathbf{h}_{B,L_\rho-1}$  são responsáveis pela geração dos demais modelos de canais PLC, nesse trabalho são denominadas de sementes do modelo proposto. A primeira CIR,  $\mathbf{h}_{B,0} = [h_{B,0}[0] \ h_{B,0}[1] \ \dots \ h_{B,0}[L-1]]^T$  com  $\mathbf{h}_{B,0}^T \mathbf{h}_{B,0} = 1$  e com  $L = \tau_{0,99} T_s$ , foi obtida de forma aleatória de um conjunto de canais provenientes da campanha de medição de canais PLC *outdoor*;  $\tau_{0,99}$  é dado pela Tab. 10 em função da banda de frequência e  $T_s$  é o intervalo de amostragem adotado. Nesse capítulo, é considerado apenas a banda de frequência  $BF_{01}$ . A segunda CIR escolhida é uma realização de canal PLC *outdoor* obtida através de

$$\mathbf{h}_{B,L_\rho-1} = \text{diag}\{\mathbf{h}_{B,0}\} \mathbf{a}, \quad (4.10)$$

em que  $\mathbf{a} \in \mathbb{R}^L \mid -1 \leq a_k \leq 1 \ \forall k$  e  $\mathbf{a}^T \mathbf{a} = 1$ . O excursionamento do índice de coerência  $\rho_h$  entre as realizações dos modelos de canais PLC depende dos valores de  $\mathbf{a}$ . Para o máximo excursionamento,  $-1 < \rho_h \leq 1$ , deve-se garantir que  $\mathbf{h}_{B,0}^T \mathbf{h}_{B,L_\rho-1} = -1$ . Caso contrário, limites inferiores desse excursionamento serão obtidos.

No modelo proposto é considerado que um ciclo da frequência fundamental da RDE é dividido em  $M$  *microslots* no tempo, de tal forma que a CFR de cada *microslot* seja distinta, ou seja, cada *microslot* pode ser representado por uma CFR ou CIR distinta.

As realizações dos modelos de canais gerados para cada 1/2 ciclo da frequência fundamental da rede de energia elétrica são obtidas concatenando-se três estágios distintos referentes aos *microslots* antes, durante e após a ocorrência da janela temporal  $W^{120}$  discutida na Seção 3.3.1. A janela temporal  $W^{120}$  é centrada em  $C_w[n] = nM/2$ , para  $n = 1, 2, \dots$ , e possui um comprimento aleatório  $L_w \in \mathbb{N} \mid T_{W^{120}}^{\min} \leq L_w \leq T_{W^{120}}^{\max}$ , em que  $T_{W^{120}}^{\min}$  e  $T_{W^{120}}^{\max}$  são dados pela Tab. 7.

O  $i$ -ésimo estágio é representado por

$$\mathbf{M}_{h_{e_i}} = [\mathbf{h}_{B,v} \ \mathbf{h}_{B,v+1} \ \dots \ \mathbf{h}_{B,v+v_i}], \quad i = 1, 2, 3. \quad (4.11)$$

Para o primeiro estágio,  $v = 0$  e  $v_1 = M/4 - L_w/2 - 1$ . O segundo estágio, referente às realizações dos modelos de canais PLC contidos em  $W^{120}$  é descrito por  $0 \leq v = \gamma \leq L_\rho - L_w + 1$  e  $v_2 = L_w$ .  $\gamma_p$  é uma variável responsável por controlar a profundidade do vale ocasionado no índice de coerência em decorrência de  $W^{120}$ . Finalmente, o terceiro estágio, referente às realizações dos modelos de canais PLC contidos entre o final de  $W^{120}$  até o final da 1/2 ciclo da frequência fundamental da RDE é definido por  $v = M/4 + L_w/2$  e  $v_3 = M/4 - L_w/2$ . No modelo proposto, apenas  $L_w$  e  $\gamma_p$  não são constantes. Note que  $L_w$  varia a cada realização para representar o comprimento de  $W^{120}$  e  $\gamma_p$  altera a profundidade do vale provocado por  $W^{120}$ .

Concatenando-se os três estágios descritos, tem-se os modelos de canais PLC gerados para 1/2 ciclo da frequência fundamental da RDE com o índice de coerência controlado pelas escolhas de  $L_\rho$ ,  $L_w$ ,  $\gamma_p$  e  $\rho_h$ , dado por

$$\mathbf{M}_{h_G} = [\mathbf{M}_{h_{e_1}} \ \mathbf{M}_{h_{e_2}} \ \mathbf{M}_{h_{e_3}}]. \quad (4.12)$$

Observe que o índice de coerência entre a primeira e a  $n$ -ésima realização de  $\mathbf{h}_G$ , denominado de  $\rho_{\mathbf{h}_G, n}$ , assume valores de  $\rho_h \leq \rho_{\mathbf{h}_G} \leq 1$  e é mínimo quando  $\rho_{\mathbf{h}_G, L_\rho - 1} = \rho_h$ , ou seja, ocorre a última realização do modelo de canal PLC contida em  $\mathbf{M}_{h_G}$ , cujo índice é dado por  $L_\rho - 1$ .

Observe que, para a modelagem proposta, pode-se utilizar qualquer par de CIR  $\mathbf{h}_{B,0} \neq \mathbf{h}_{B,L_\rho - 1}$  para gerar modelos de canais com o tempo de coerência controlado. Assim, caso se escolha para gerar os canais PLC linear e variantes no tempo as versões esparsas de  $\mathbf{h}_{B,0}$  e  $\mathbf{h}_{B,L_\rho - 1}$ , denominadas, respectivamente,  $\mathbf{h}_{S,0}$  e  $\mathbf{h}_{S,L_\rho - 1}$ , pode-se obter essas representações esparsas de uma forma simplificada, considerando seus coeficientes como

$$h_{S,n}[l] = \begin{cases} h_{B,n}[l], & \text{se } |h_{B,n}[l]| \geq K_s h_{B,n}^{\max} \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (4.13)$$

$n = 0, L_\rho - 1$ ;  $l = 0, 1, \dots, L - 1$ ;  $h_{B,n}^{\max} \in \mathbf{h}_{B,n} \mid h_{B,n}^{\max} \geq h_{B,n}[l] \ \forall l$  e  $K_s \in \mathbb{R} \mid 0 < K_s \leq 1$ .

A Fig. 52 ilustra uma CIR proveniente da campanha de medição dos canais PLC *outdoor* para  $BF_{01}$  e sua representação esparsa. Na Fig. 53 é ilustrada a CIR gerada a partir de uma realização do vetor  $\mathbf{a}$  e sua representação esparsa. As representações esparsas de ambos os casos, diferentemente das representações esparsas obtidas para ca-

racterizar a esparsidade dos canais PLC *outdoor*, foram obtidas adotando-se  $K_s = 0,05$  na eq. (4.13). As CIR esparsas dos modelos gerados foram truncadas, fazendo-se com que o comprimento das CIR fosse igual ao maior comprimento observado no conjunto de modelos gerados. Esse comprimento é determinado pelo índice, a partir do qual, os coeficientes da CIR assumem valores nulos. Nesse trabalho, os modelos de canais PLC gerados possuem 40 coeficientes.

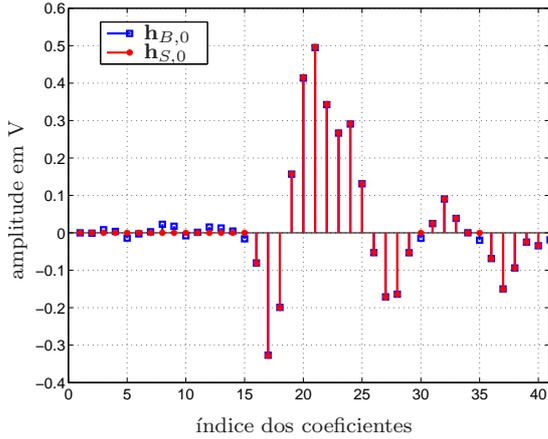


Figura 52: CIR obtida na campanha de medição dos canais PLC *outdoor* e sua representação esparsa ( $K_s = 0,05$ ).

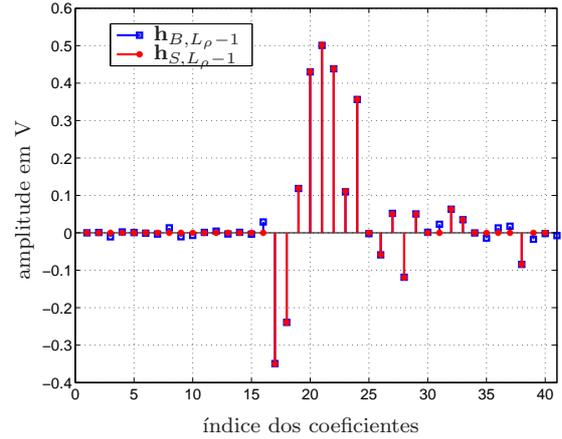


Figura 53: CIR obtida pela aplicação do vetor aleatório  $\mathbf{a}$  e sua representação esparsa ( $K_s = 0,05$ ).

As CIR representadas nas Figs. 52 e 53 correspondem a  $\rho_h = 0,7$  e definem um modelo de referência nesse trabalho denominado p70. A Fig. 54 mostra a evolução do índice de coerência imposta pelo modelo p70 e por outros modelos gerados com diferentes valores  $\rho_h$  e  $L_\rho$  configurado para 1 ciclo da frequência fundamental da RDE. Observe a semelhança entre os modelos gerados, Fig. 54, e a evolução de alguns índices de coerências medidos, discutidos na Seç. 3.3.5 e representados na Fig. 36, repetida aqui por comodidade como Fig. 55. O modelo m45, gerado a partir de  $\rho_h = -0,45$ , representa, além de uma rápida variação da coerência entre os canais PLC consecutivos, uma inversão de fase do índice de coerência do canal PLC. Essa inversão de fase no índice de coerência também foi observada em algumas amostras da campanha de medição dos canais PLC *outdoor*.

Os valores dos coeficientes das sementes geradoras dos modelos indicados na Fig. 54 estão disponíveis na Tab. 20. Nessa tabela estão representados os 30 últimos coeficientes das sementes, pois os 10 primeiros coeficientes dessas CIR possuem valores iguais a zero. A combinação das sementes para a realização de cada modelo está indicada na Tab. 19. Para se utilizar, por exemplo, o tipo de modelo de canais PLC *outdoor* denominado de p00, deve-se selecionar o par de sementes  $\mathbf{h}_{B,0} = \mathbf{h}_0$  e  $\mathbf{h}_{B,L_\rho-1} = \mathbf{h}_3$ , conforme apontado

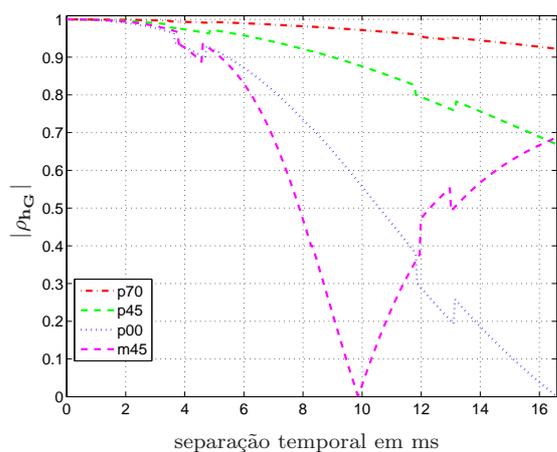


Figura 54: Realizações adotando limites diferentes de excursionamento do índice de coerência entre os modelos de canais PLC gerados

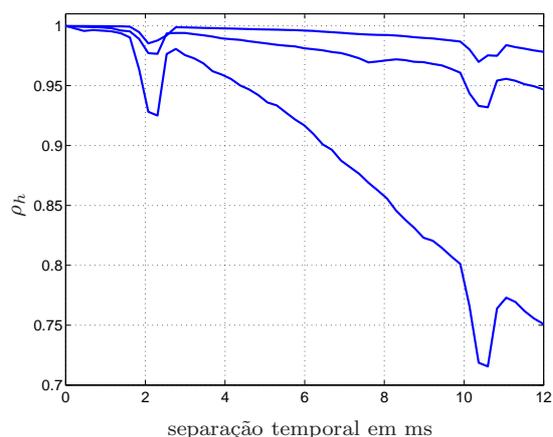


Figura 55: Evolução do índice de coerência de alguns canais PLC *outdoor* (1,7 a 100 MHz), conforme discutido na Seq. 3.3.5.

na Tab. 19. Os coeficientes dessas sementes são obtidos na Tab. 20. Finalmente,  $\mathbf{h}_{B,0}$  e  $\mathbf{h}_{B,L_\rho-1}$  devem ser aplicados à eq. (4.11) para se obter os três estágios a serem concatenados cujo resultado representa os modelos de canais PLC *outdoor* gerados para 1/2 ciclo da frequência fundamental da RDE-BT.

Tabela 19: Combinação das sementes para gerar os modelos de canais PLC *outdoor*.

Modelo	$\mathbf{h}_{B,0}$	$\mathbf{h}_{B,L_\rho-1}$
p70	$\mathbf{h}_0$	$\mathbf{h}_1$
p45	$\mathbf{h}_0$	$\mathbf{h}_2$
p00	$\mathbf{h}_0$	$\mathbf{h}_3$
m45	$\mathbf{h}_0$	$\mathbf{h}_4$

Tabela 20: Sementes para a geração dos modelos de referência de canal PLC *outdoor*.

Semente	Coeficientes									
	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40
$h_0$	0	0	0	0	0	-0.0808	-0.3281	-0.1998	0.1574	0.4149
	0.4965	0.3436	0.2673	0.2917	0.1314	-0.0529	-0.1716	-0.1644	-0.0534	0
	0.0249	0.0907	0.0387	0	0	-0.0688	-0.1504	-0.0942	-0.0250	-0.0347
$h_1$	0	0	0	0	0	-0.1127	-0.1397	0.1423	-0.0696	0.6290
	0.5325	0.3043	0.1891	0.1601	0	-0.0578	0.2301	0	0.0583	0
	0	0	0	0	0	0.0919	0.1631	-0.1213	0	0
$h_2$	0	0	0	0	0	0.1029	-0.4438	0.1693	-0.1847	-0.1045
	0.6095	-0.2779	0.3489	0.1249	-0.1605	0	0	-0.1901	0.0432	0
	0	0.1234	0	0	0	-0.0567	0.2115	0.0758	0	0
$h_3$	0	0	0	0	0	0	0.1890	-0.2565	0.1765	0.2039
	-0.5514	0.4500	-0.3125	0.3266	-0.1516	0	-0.1541	-0.0944	0	0
	0	0	0.0499	0	0	-0.0828	0.1978	-0.1040	0	0
$h_4$	0	0	0	0	0	0.0830	-0.5186	0.3184	-0.1207	-0.3125
	-0.2991	-0.4702	-0.3316	0.1266	0	0	0	0.1570	0.0883	0
	0	0.1576	0.0481	0	0	0.0888	0	-0.0810	0	0

A Fig. 56 ilustra o controle exercido por  $\gamma_p$  na profundidade do vale gerado pela janela temporal  $W^{120}$ . Observe que para  $\gamma_p = 0$  o modelo gerado não possui  $W^{120}$ , o que representa o modelo de canal LVT, o que corresponde ao modelo harmônico proposto em (CAÑETE et al., 2011). Por outro lado, valores de  $\gamma_p \neq 0$  geram modelos de canais equivalentes ao ambiente LPVT, o que corresponde ao modelo comutado proposto em (CAÑETE et al., 2011). A figura também ilustra os valores diferentes assumidos por  $L_w$ , resultando em larguras variáveis da janela temporal  $W^{120}$ .

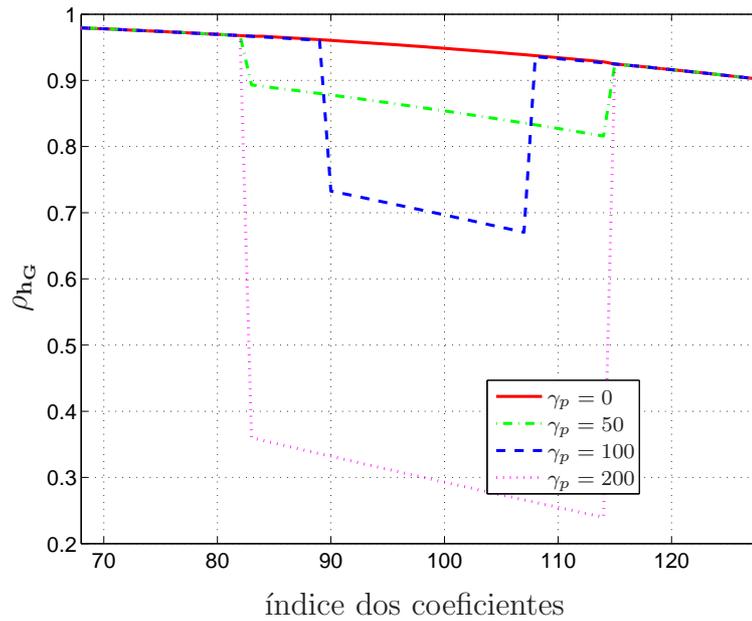


Figura 56: Variação do índice de coerência das realizações dos modelos de canais PLC em função da escolha de  $\gamma_p$ .

Para obter modelos que representam tempos múltiplos de  $1/2$  ciclo da frequência fundamental da RDE, o procedimento descrito deve ser repetido e seus resultados concatenados. Na Fig. 57 está representada a evolução temporal obtida pelo modelo p00 para canais PLC *outdoor* em função do índice de coerência para quatro ciclos da frequência fundamental de RDE. A Fig. 58 ilustra o diagrama tempo-frequência do mesmo conjunto de modelos de canais PLC que deu origem à Fig. 57, quando se configura o gerador de modelos de canais PLC para  $M/2 = 1024$ .

Observe que o decaimento de  $\rho_{h_G}$  na Fig. 57 e Fig. 54 é diferente para o mesmo modelo de referência adotado, p00. Essa diferença reside no fato de que  $L_\rho$  foi obtido considerando, respectivamente, um (Fig. 57) e quatro (Fig. 54) ciclos da frequência fundamental da RDE.

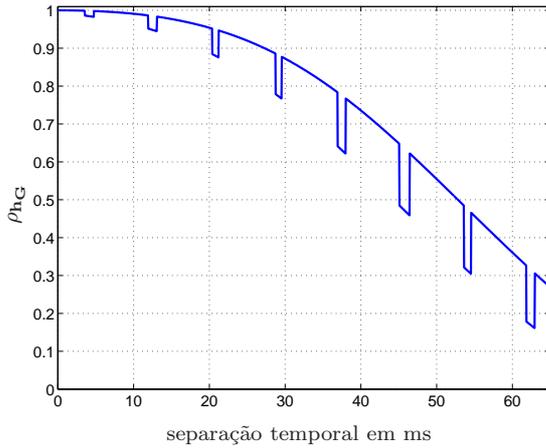


Figura 57: Variação do índice de coerência das realizações dos modelos de canais PLC para 4 ciclos da frequência fundamental da RDE (modelo m00).

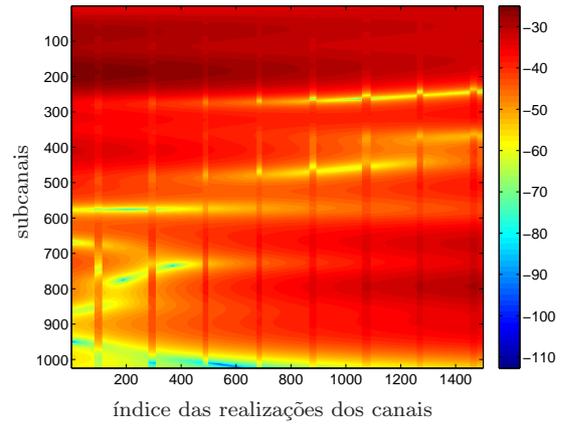


Figura 58: Diagrama tempo-frequência das realizações dos modelos de canais PLC para 4 ciclos da frequência fundamental da RDE (modelo m00).

#### 4.5 Estimação de canais PLC esparsos

Para analisar a oportunidade de uso de CS para estimação de canais PLC foram utilizados os modelos de canais gerados como descrito na Seç. 4.4, com  $L_\rho = 780$ ,  $\gamma_p = 60$ ,  $17 \leq L_w \leq 33$  com distribuição uniforme, modelo de referência p70 e considerando a banda de frequência de 1,7-30 MHz ( $BF_{01}$ ), o que resulta em 780 realizações de modelos de canais PLC em aproximadamente 2 ciclos da frequência fundamental da RDE. Os modelos de canais gerados são de 12 a 22-esparsos.

O ruído utilizado é uma realização do modelo proposto para o ruído de fundo na Seç. 3.3.6. Essa realização do ruído foi obtida através de um processo de filtragem em que um sinal aleatório, ruído branco, com distribuição  $\mathcal{N}(0, 1)$  é submetido a um filtro cujo módulo ao quadrado da resposta em frequência é igual a PSD descrita pela eq. (3.34), considerando os parâmetros referentes ao caso de ruído de fundo médio da Tab. 16.

Foi adotado o modelo de sistema HS-OFDM apresentado na Seç. 2.2.2, em que foi considerada a inexistência de IIS devido a inserção e descarte do prefixo cíclico, além de uma sincronização perfeita entre o transmissor e receptor. A Tab. 21 indica os demais parâmetros utilizados na simulação.

As métricas de comparações utilizadas foram a taxa de erro de bits (BER, do inglês, *bit error rate*) e o MSE definido como:

$$\text{MSE}(\hat{\mathbf{h}}) = E\{|\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h}|^2\}, \quad (4.14)$$

Tabela 21: Parâmetros utilizados na simulação

Descrição	Adotado
Número de subcanais $N$	1024
Número de subportadoras piloto $N_p$	32, 64, 128, 256
Frequência de amostragem $F_s$	60 MHz
Estimadores	LS, OMP, CoSaMP, mCoSaMP
Equalizador	ZF
Interpolador	linear

em que  $\hat{\mathbf{h}}$  é a estimativa de  $\mathbf{h}$ .

O estimador LS foi considerado como o descrito na eq. (2.107). Nesse resultado foi realizada uma interpolação linear para se obter a resposta em frequência nas subportadoras de dados e, em seguida, aplicou-se a  $2N$ -IDFT, descartando-se as amostras da resposta ao impulso estimada com índices maiores do que o comprimento dos modelos de CIR gerados.

A Fig. 59 mostra a coerência mútua entre a matriz de detecção e a de representação dada pela eq. (2.122), quando se adota os sinais pilotos com amplitude e fase constante, ou seja,  $\text{diag}\{\mathbf{X}_p\} = \mathbf{I}_{N_p}$ , e a matriz de detecção como sendo a matriz da DFT,  $\mathcal{F}_{L,p}$ . A figura indica que para uma quantidade de pilotos  $N_p > 20$  existe uma baixa coerência mútua entre essas matrizes, o que é a situação desejável para a aplicação de CS.

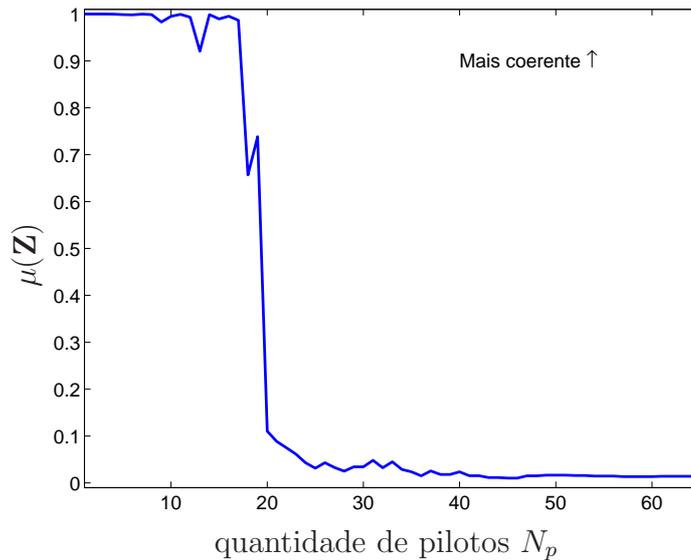


Figura 59: Coerência mútua da matriz de medição  $\mu(\Theta)$ .

Os algoritmos de reconstrução de sinais esparsos OMP e CoSaMP foram configurados considerando reconstrução de canais 20-esparsos, enquanto o mCoSaMP foi ajustado para

reconstruir sinais até 25-esparsos.

A Fig. 60 apresenta o MSE das estimativas produzidas pelo algoritmo LS e os de reconstrução esparsa OMP, CoSaMP e mCoSaMP para 32 e 256 subportadoras piloto e o modelo de ruído de fundo médio, ou seja  $a = -137,5$  e  $b = -2,1$  na Eq. (3.34). A figura indica o melhor desempenho dos algoritmos de reconstrução esparsa quando se considera a mesma quantidade de pilotos, exceto para o OMP que se mostrou instável. A causa dessa instabilidade deve ser melhor estudada, mas possivelmente está relacionada ao ruído presente no canal PLC. Pode-se observar que os algoritmos CoSaMP e mCoSaMP apresentam desempenho melhor do que o estimador LS mesmo se for considerado  $N_p = 32$  para os primeiros e  $N_p = 256$  para o último. A Fig. 60 também indica o desempenho dos estimadores CoSaMP e mCoSaMP são bem próximos, e que o mCoSaMP supera o CoSaMP na estimativa do canal PLC para valores de potência maiores do que 20 dBm.

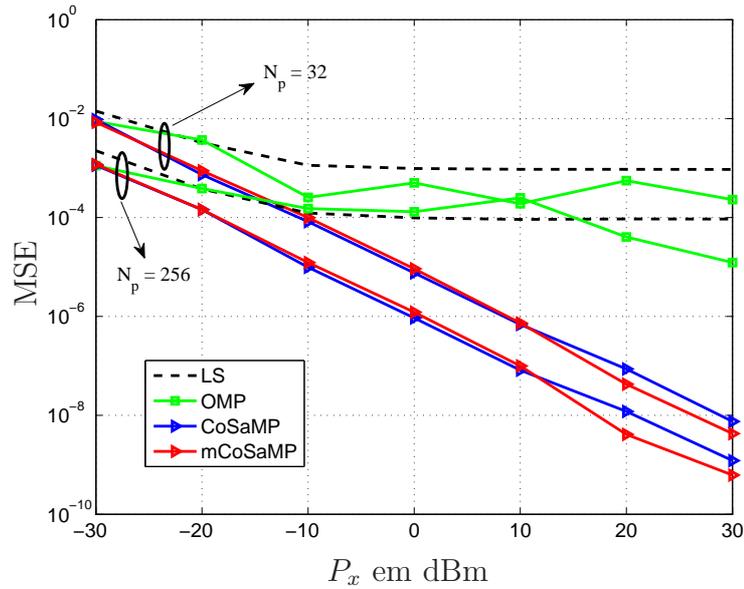


Figura 60: MSE entre a CIR esparsa e as estimativas obtidas pelos estimadores analisados.

É importante ressaltar que o baixo desempenho do algoritmo LS para  $N_p = 32$  não representa uma surpresa, pois conforme discutido na Seção 2.3.2.1 e indicado na eq. (2.93), respeitando-se o teorema da amostragem de Nyquist, são necessárias, no mínimo, 37 subportadoras piloto, ou 75 se considerarmos um fator de sobreamostragem igual 2 conforme sugerido em (HOEHER; KAISER; ROBERTSON, 1997; NILSSON et al., 1997).

A Fig. 61 mostra o índice de esparsidade dos modelos de canais PLC gerados e as estimativas dessa esparsidade pelos algoritmos de reconstrução esparsa analisados. Na Fig. 61a, percebe-se que o algoritmo OMP considera valores de esparsidade do canal PLC

entre 6 e 20, enquanto o CoSaMP e mCoSaMP consideram, respectivamente, 20 e 25 para todas as realizações do modelo de canal PLC, considerando a potência transmitida de -20 dBm e apenas 32 subportadoras piloto.

À medida que as condições de estimação melhoram, ou seja, aumenta-se a relação sinal-ruído (Fig. 61c) ou a quantidade de pilotos transmitidos (Fig. 61b), o algoritmo OMP passa a considerar a esparsidade do canal PLC com um menor erro em relação à esparsidade real desse canal. Entretanto, essa esparsidade fica restrita ao valor de esparsidade configurado como um dos critérios de parada de cálculo, que no presente trabalho foi adotado 20-esparsos no limite superior de esparsidade e ao menor valor de esparsidade dos modelos de canais PLC gerados, ou seja, 12.

O algoritmo CoSaMP não altera sua estimativa de esparsidade do canal PLC, mantendo-se constante com o mesmo valor configurado como um dos critérios de parada de cálculo, que no presente trabalho também foi adotado 20-esparsos. Por outro lado, o mCoSaMP, que possui uma liberdade maior quanto à estimativa da esparsidade do canal PLC, melhora a estimativa da esparsidade do canal gerado com o aumento da SNR (Figs. 61c e 61d). Nessas figuras são mostrados a alteração da estimativa do canal PLC gerado feita pelo mCoSaMP, saindo de uma posição em que considerava o canal 25-esparsos (Figs. 61a e 61b) para uma posição em que encontrada corretamente a esparsidade das realizações do canal PLC. É interessante observar que, mesmo com os valores errados de esparsidade estimada pelo mCoSaMP, o seu desempenho é melhor do que a estimativa do canal PLC realizada pelo estimador LS, por exemplo, na Fig. 60, considerando  $P_x = -20$  dBm, o MSE do mCoSaMP é mais baixo do que o do estimador LS para  $N_p = 32$  e  $N_p = 256$ , mesmo que as Figs. 61a e 61d indique que a estimativa da esparsidade feita pelo estimador mCoSaMP esteja errada.

As curvas de BER dos estimadores LS e mCoSaMP estão representadas na Fig. 62, onde foram excluídos da figura os estimadores OMP, pela instabilidade apresentada e CoSaMP, por possuir um desempenho menor ou igual ao mCoSaMP. A Fig. 62 retrata o melhor desempenho do mCoSaMP em relação ao LS para todas as configurações de  $N_p$ . Essa figura indica a superioridade, baseado no critério de BER, do estimador mCoSaMP utilizando-se 32 subportadoras piloto sobre o estimador LS trabalhando com 256 pilotos. Esse resultado sugere que o algoritmo mCoSaMP possa ser considerado como uma opção para redução do *overhead* nos símbolos OFDM devido ao uso de sinais pilotos e, conseqüentemente, levando a um aumento da vazão de dados do sistema PLC.

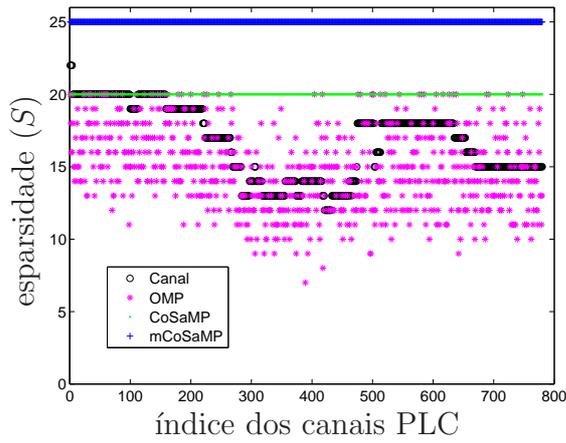
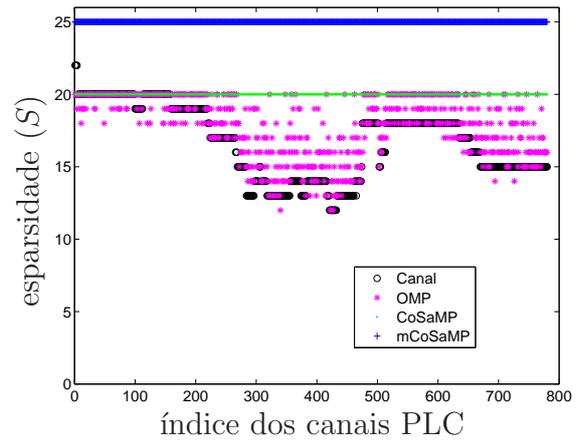
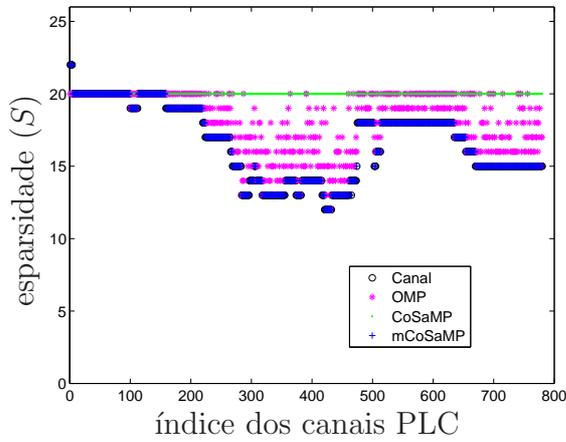
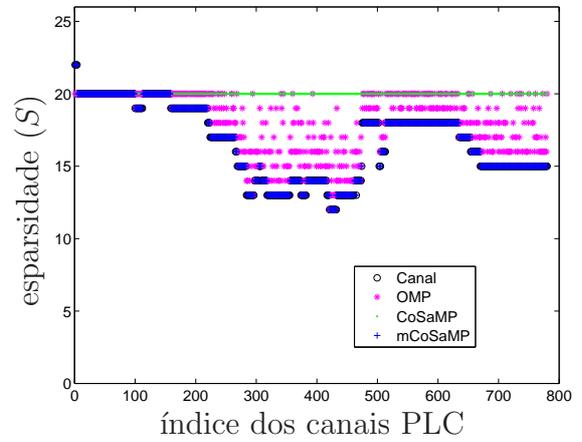
(a)  $P_x = -20$  dBm,  $N_p = 32$ .(b)  $P_x = -20$  dBm,  $N_p = 256$ .(c)  $P_x = 20$  dBm,  $N_p = 32$ .(d)  $P_x = 20$  dBm,  $N_p = 256$ .

Figura 61: Esparsidades dos modelos de canais gerados e da estimativa realizada pelos algoritmos de reconstrução esparsa.

### Resumo do capítulo

Neste capítulo foi discutida uma estratégia para representar os canais PLC medidos de forma esparsa. Um gerador de canais PLC *outdoor* esparsos, cujo tempo de coerência é controlado, foi apresentado. Além disso, a estimação esparsa de canais PLC foi analisada através de resultados computacionais.

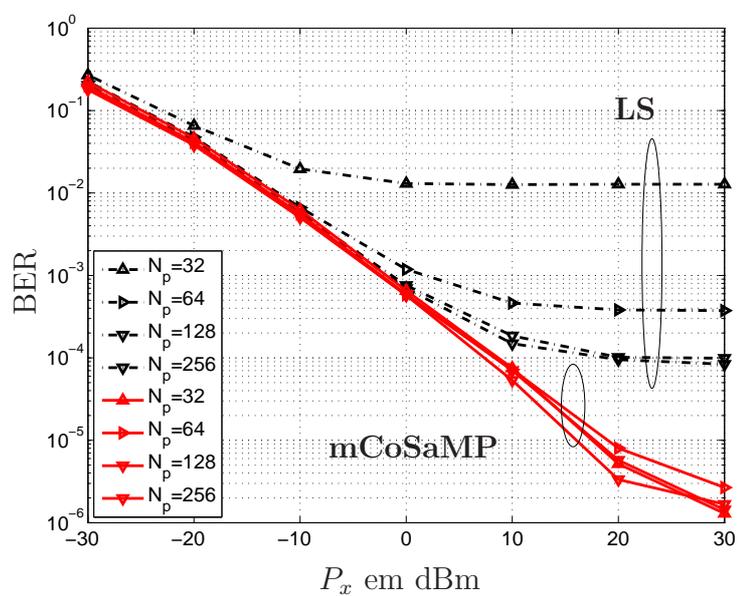


Figura 62: BER dos estimadores LS e mCoSaMP para diferentes quantidades de pilotos.

## 5 Conclusão

Nesta tese de doutorado foram apresentados os estudos e as pesquisas com o objetivo de caracterizar e modelar as RDE-BT brasileiras como meio de comunicação de dados.

As principais contribuições desta tese de doutorado são as seguintes: i) apresentação de uma revisão bibliográfica sobre o canal PLC, os sistemas de comunicação PLC, as técnicas tradicionais de estimação de canais PLC e a técnica de amostragem compressiva com foco na estimação de canais esparsos; ii) análise dos dados provenientes de uma campanha de medição de canais PLC *outdoor*; iii) caracterização da RDE-BT brasileira para uso de sistemas PLC na banda de frequência de 1,7-30 MHz, 1,7-50 MHz e 1,7-100 MHz; iv) proposta de modelos matemáticos para representar as PSD dos ruídos típicos encontrados nas RDE-BT usadas como meio de comunicação de dados; v) proposta de uma metodologia para representar de forma esparsa os canais PLC obtidos por meio de medições; e vi) concepção de um sintetizador de canais PLC aderente às RDE-BT, cujo tempo de coerência entre as realizações de canais é controlado.

O Cap. 2 apresentou uma revisão bibliográfica sobre as características do canal PLC e o equacionamento dos sistemas de comunicação PLC baseados na transmissão em blocos OFDM e SC-CP. Foram discutidas as estratégias de estimação de canais PLC e introduzida a teoria de amostragem compressiva com aplicação em estimação de canais PLC.

No Cap. 3 foram apresentados os procedimentos, configurações e equipamentos utilizados na campanha de medição realizada com intuito de caracterizar as RDE-BT para uso em sistemas PLC. Resultados dessa campanha de medição foram apresentados, que de forma inédita, representam os primeiros resultados de caracterização das RDE-BT brasileiras para uso de sistemas PLC na banda de frequência normatizada na Europa (1,7 à 30 MHz) e no Brasil (1,7 à 50 MHz). Além disso, também foi analisado o comportamento do canal PLC para a banda de frequência de 1,7 à 100 MHz, que é uma oportunidade em aberto para sistemas PLC. Foi constatada que a dispersão temporal (RMS-DS) do canal PLC *outdoor*, diferentemente do que se supunha na literatura, é menor do que a

encontrada em ambientes internos. Quanto ao cálculo da banda de coerência e do tempo de coerência, foi proposto considerar o canal PLC *outdoor* como possuindo espalhamento decorrelacionado e estacionário no sentido amplo. Essa modelagem se mostrou factível, pois o menor tempo de coerência do canal PLC *outdoor* encontrado durante a campanha de medição foi  $230 \mu\text{s}$ , que é muito maior do que a duração do símbolo transmitido  $23,4 \mu\text{s}$ . Além de se caracterizar de forma inédita o tempo de coerência dos canais PLC *outdoor*, foram discutidas, também pela primeira vez, questões sobre a estatística da janela temporal, banda de coerência e variação do ganho médio que ocorrem devido às variações periodicamente cíclicas da resposta em frequência do canal PLC. Modelos matemáticos, baseados em apenas dois parâmetros, que representam os ruídos de fundo e impulsivo presentes nas RDE-BT foram propostos. Também foi verificado que a capacidade do canal PLC *outdoor* é maior na banda de frequência de 1,7-30 MHz do que nas bandas 1,7-50 MHz e 1,7-100 MHz, quando a potência transmitida assume valores abaixo de um determinado limiar. Esse resultado não tinha ainda sido mencionado na literatura.

No Cap. 4 foi discutida uma estratégia para representar o canal PLC *outdoor*, proveniente de uma medição, numa representação esparsa. Além disso, foi determinada a variação da esparsidade dos canais PLC externos. Esse resultado pode motivar o uso das técnicas de amostragem compressiva para estimação de canais PLC. Porém, devido aos resultados obtidos que apontaram para tempos de coerência do canal PLC *outdoor* longos, em média da ordem 1000 vezes a duração do símbolo OFDM, a aplicação da técnica de CS pode ser inviável para aplicações de estimação de canais em tempo real, devido à sua elevada complexidade computacional. A complexidade computacional dos estimadores de canais esparsos não foi considerada nesse trabalho, mas decidir pelo uso de tais estimadores significa substituir, um estimador de canal baseado no critério LS por um algoritmo de reconstrução esparsa, que requer um maior recurso computacional. Para canais PLC que exibem um tempo de coerência longo, o estimador LS possui um bom desempenho a um custo muito baixo, não justificando a investida em estratégias de estimação de canais baseadas em CS. No Cap. 4 também foi proposto um sintetizador de modelos de canais PLC cujos parâmetros foram extraídos da campanha de medição. Os canais gerados por esse sintetizador possuem, de forma inédita, um controle do tempo de coerência das realizações, tornando-o adequado para pesquisas e desenvolvimentos de técnicas de estimação de canais PLC, bem como análise de desempenho de sistemas PLC. Finalmente, o uso dos modelos gerados pelo sintetizador de modelos de canais PLC com tempo de coerência controlado foram utilizados para analisar a estimação de canais PLC como uma oportunidade de aplicação CS. Os resultados computacionais, usando os modelos de canais PLC

*outdoor* gerados e considerando o modelo de ruído de fundo proposto, indicaram que o estimador de canal esparsos mCoSaMP apresenta um desempenho superior ao estimador LS, possibilitando uma redução do número de sinais pilotos em relação ao LS da ordem de 8 vezes.

### 5.1 *Trabalhos futuros*

Como propostas de trabalhos de futuros, considerando que os resultados do presente trabalho, de uma forma geral, traz uma série de dados até então inexistentes na literatura sobre PLC, pode-se sugerir:

- Refinar os parâmetros que caracterizam as RDE-BT através de medições em RDE com diferentes perfis de cliente/carga, ou seja, RDE com cargas tipicamente residencial, comercial, industrial, baixa renda, alta renda, etc;
- Considerar nas campanhas de medição estratégias para sincronizar as medições com a passagem por zero da frequência fundamental da rede de energia elétrica, afim de caracterizar com precisão a janela temporal  $W^{120}$ ;
- Estudar a viabilidade do emprego das técnicas de amostragem compressiva em *Setups* de medição, pois, embora a aplicação de CS para estimação de canais PLC *outdoor* em tempo real possa não ser viável do ponto de vista de recursos computacionais envolvidos em ambientes que exibem longos tempos de coerência do canal, sua aplicação em *Setups* de medição deve ser melhor estudada. Aplicações dessa natureza requerem o armazenamento de grandes volumes de dados que representam os canais medidos. Considerando que o canal medido possui uma representação esparsa, conseqüentemente, pode-se reconstruir o canal medido a partir de poucas amostras, o que diminui consideravelmente a necessidade de altos volumes de dados armazenados em cada medição. O custo computacional para a reconstrução dessa medida do canal não é relevante nesse caso, pois todo o processamento pode ser realizado *off-line*.

## *Referências*

- ADEBISI, B. et al. Low complexity turbo equalisation for power line communications. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 385–389.
- ANDRADE, F. et al. Preliminary analysis of additive noise on outdoor and low voltage electric power grid in Brazil. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 109–113.
- ASSIMAKOPOULOS, C.; PAVLIDOU, F.-N. Measurements and modelling of inhouse power lines installation for broadband communications. In: *IEEE ISPLC*. [S.l.: s.n.], 2001.
- BABIC M. HAGENAU, K. D. M.; BAUSCH, J. *Theoretical postulation of PLC channel model*. Mar. 2005. IST Integrated Project Deliverable.
- BAHAI, A. R. S.; SALTZBERG, B. R. *Multi-Carrier Digital Communications: Theory and Applications of OFDM*. [S.l.]: Kluwer Academic Publishers, 2002.
- BAJWA, W. et al. Compressed channel sensing: A new approach to estimating sparse multipath channels. *Proc. IEEE*, v. 98, n. 6, p. 1058–1076, Jun. 2010. ISSN 0018-9219.
- BARANIUK, R. Compressive sensing [lecture notes]. *IEEE Signal Processing Magazine*, v. 24, n. 4, p. 118–121, Jul. 2007. ISSN 1053-5888.
- BERGER, C. et al. Application of compressive sensing to sparse channel estimation. *IEEE Communications Magazine*, v. 48, n. 11, p. 164–174, Nov. 2010. ISSN 0163-6804.
- BIGLIERI, E. Coding and modulation for a horrible channel. *IEEE Communications Magazine*, v. 41, n. 5, p. 92–98, May. 2003. ISSN 0163-6804.
- BOMER, L.; ANTWEILER, M. Polyphase barker sequences. *Electronics Letters*, v. 25, n. 23, p. 1577–1579, Nov. 1989. ISSN 0013-5194.
- BOSTOEN, T.; WIEL, O. Van de. Modelling the low-voltage power distribution network in the frequency band from 0.5 MHz to 30 MHz for broadband powerline communications (PLC). In: *Proc. Int Broadband Communications Zurich Seminar*. [S.l.: s.n.], 2000. p. 171–178.
- BROWN, P. A. Some key factors influencing data transmission rates in the power line environment when utilising carrier frequencies above 1MHz. In: *IEEE ISPLC*. [S.l.: s.n.], 1998.
- BUECHE, D. et al. Analysis of the power line channel estimation error based on comb-type pilot arrangement. In: *IEEE ISPLC*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 290–295.

- BUECHE, D. et al. Pilot symbol assisted modulation for powerline communications. In: *IEEE ISIE*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 717–720.
- BURR, A. G.; REED, D. M. W.; BROWN, P. A. HF broadcast interference on LV mains distribution networks. In: *IEEE ISPLC*. [S.l.: s.n.], 1998.
- CAÑETE, F. et al. A channel model proposal for indoor power line communications. *IEEE Communications Magazine*, v. 49, n. 12, p. 166–174, Dec. 2011. ISSN 0163-6804.
- CAMPOS, F.; RIBEIRO, M. Performance analysis of clustered-OFDM system with bitloading algorithm for broadband PLC. In: *IEEE ISPLC*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 345–350.
- CANDES, E.; WAKIN, M. An introduction to compressive sampling. *IEEE Signal Processing Magazine*, v. 25, n. 2, p. 21–30, Mar. 2008. ISSN 1053-5888.
- CANDÈS, E. J. The restricted isometry property and its implications for compressed sensing. *Comptes Rendus Mathématique*, v. 346, n. 9-10, p. 589–592, 2008. ISSN 1631-073X.
- CARDOSO, D. F.; BACKX, F. D.; SAMPAIO-NETO, R. Estimação de canal melhorada baseada em projeção em subespaço para sistemas MC-CDMA. In: *XXVII SBrT*. [S.l.: s.n.], 2009.
- CHANG, R.; GIBBY, R. A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme. *IEEE Trans. Commun. Technol.*, v. 16, n. 4, p. 529–540, Aug. 1968. ISSN 0018-9332.
- CHEN, N.; ZHOU, G. T. A superimposed periodic pilot scheme for semi-blind channel estimation of OFDM systems. In: *Proc. IEEE 10th and the 2nd Signal Processing Education Workshop Digital Signal Processing Workshop*. [S.l.: s.n.], 2002. p. 362–365.
- CHO, Y. S. et al. *MIMO-OFDM Wireless Communication with MATLAB*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011.
- CHOI, E. et al. Power loading using order mapping in OFDM systems with limited feedback. *IEEE Signal Process. Lett.*, v. 15, p. 545–548, 2008. ISSN 1070-9908.
- CHU, D. Polyphase codes with good periodic correlation properties (corresp.). *IEEE Transactions on Information Theory*, v. 18, n. 4, p. 531–532, Jul. 1972. ISSN 0018-9448.
- CIMINI L., J. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, v. 33, n. 7, p. 665–675, 1985.
- CIOFFI, J. M. *A Multicarrier Primer*. Boca Raton, FL, Nov. 1991.
- COLEN, G. R. et al. Setup de medição para caracterização de redes de distribuição de energia elétrica externas para sistemas PLC. In: *XXI Seminário Nacional de Distribuição de Energia Elétrica*. [S.l.: s.n.], 2014. Em análise.
- 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.

- CORLAY, P. et al. Improving channel estimation in power line communications by using linear interpolation revitalized. In: *IEEE ISPLC*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 471–475.
- CORRIPIO, F. et al. Analysis of the cyclic short-term variation of indoor power line channels. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, v. 24, n. 7, p. 1327–1338, Jul. 2006.
- CORTES, J.; TONELLO, A.; DIEZ, L. Comparative analysis of pilot-based channel estimators for DMT systems over indoor power-line channels. In: *IEEE ISPLC*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 372–377.
- CZYLWIK, A. Degradation of multicarrier and single carrier transmission with frequency domain equalization due to pilot-aided channel estimation and frequency synchronization. In: *IEEE Global Telecommunications Conference*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 1, p. 27–31.
- DAVID, R. P. *Técnicas de Estimaco de Canal Utilizando Símbolos Piloto em Sistemas OFDM*. Dissertao (Dissertao de Mestrado) — PUC-Rio, 2007.
- DEGARDIN, V.; LIENARD, M.; DEGAUQUE, P. Semi-blind estimation method in DMT-based transmission on indoor power line. In: *IEEE ISPLC*. [S.l.: s.n.], 2004.
- DIAS, J. et al. Time-varying channel characterization based on SVM under the impulsive noise presence. In: *IEEE ISPLC*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 261–266.
- DINIZ, P. S. R. *Adaptive Filtering: Algorithms and Practical Implementations*. 2. ed. [S.l.]: Kluwer Academic Publishers, 2002.
- DONG, X.; LU, W.-S.; SOONG, A. Linear interpolation in pilot symbol assisted channel estimation for OFDM. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, v. 6, n. 5, p. 1910–1920, May. 2007. ISSN 1536-1276.
- DONOHU, D. Compressed sensing. *IEEE Transactions on Information Theory*, v. 52, n. 4, p. 1289–1306, Apr. 2006. ISSN 0018-9448.
- DOSTERT, K. *Powerline Communications*. [S.l.]: Prentice Hall, 2001.
- ESMAILIAN T., K. F. R.; GULAK, P. G. In-building power lines as high-speed communication channels: channel characterization and a test channel ensemble. *International Journal of Communication Systems*, v. 16, p. 381–400, 2003.
- FALCONER, D. et al. Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems. *IEEE Communications Magazine*, v. 40, n. 4, p. 58–66, Apr. 2002. ISSN 0163-6804.
- FERREIRA, H. C. et al. (Ed.). *Power line communications: theory and applications for narrowband and broadband communications over power lines*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010. 536 p.
- FONTÁN, F. P.; ESPINIRA., P. M. *Modeling the Wireless Propagation Channel. A Simulation Approach with Matlab*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2008.
- FRANK, R.; ZADOFF, S.; HEIMILLER, R. Phase shift pulse codes with good periodic correlation properties (corresp.). *IRE Transactions on Information Theory*, v. 8, n. 6, p. 381–382, Oct. 1962. ISSN 0096-1000.

- FYHN, K. et al. Compressive sensing for spread spectrum receivers. In: *IEEE Transactions on Wireless Communications*. [S.l.: s.n.], 2013. v. 12, n. 5, p. 2334–2343.
- GALLI, S. A simplified model for the indoor power line channel. In: *IEEE ISPLC*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 13–19.
- GALLI, S. A novel approach to the statistical modeling of wireline channels. *IEEE Transactions on Communications*, v. 59, n. 5, p. 1332–1345, May. 2011. ISSN 0090-6778.
- GALLI, S.; BANWELL, T. C. A deterministic frequency-domain model for the indoor power line transfer function. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, v. 24, n. 7, p. 1304–1316, 2006.
- GALLI, S.; WARING, D.; MEMBER, S. Loop makeup identification via single ended testing: Beyond mere loop qualification. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, v. 20, p. 923–935, 2002.
- GARCIA, M.-G.; ZAZO, S.; PAEZ-BORRALLLO, J. Pilot patterns for channel estimation in OFDM. *Electron. Lett.*, v. 36, n. 12, p. 1049–1050, Jun. 2000. ISSN 0013-5194.
- GAULT, S.; CIBLAT, P.; HACHEM, W. An OFDMA based modem for powerline communications over the low voltage distribution network. In: *IEEE ISPLC*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 42–46.
- GOLDFELD, L.; LYANDRES, V.; WULICH, D. Minimum BER power loading for OFDM in fading channel. *IEEE Trans. Commun.*, v. 50, n. 11, p. 1729 – 1733, Nov. 2002. ISSN 0090-6778.
- HAUPT, J. et al. Toeplitz Compressed Sensing Matrices With Applications to Sparse Channel Estimation. *IEEE Trans. Inf. Theory*, v. 56, n. 11, p. 5862–5875, Nov. 2010. ISSN 0018-9448.
- HAYKIN, S. *Sistemas de Comunicação: analógicos e digitais*. 4. ed. [S.l.]: Bookman, 2004.
- HAYKIN, S.; MOHER, M. *Sistemas Modernos de Comunicações Wireless*. [S.l.]: Bookman, 2008. 580 p.
- HOEHER, P.; KAISER, S.; ROBERTSON, P. Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by wiener filtering. In: *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 3, p. 1845–1848. ISSN 1520-6149.
- HOOIJEN, O. G. A channel model for the residential power circuit used as a digital communications medium. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, v. 40, n. 4, p. 331–336, 1998.
- HORMIS, R.; BERENQUER, I.; WANG, X. A simple baseband transmission scheme for power line channels. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, v. 24, n. 7, p. 1351–1363, Jul. 2006. ISSN 0733-8716.
- HRASNICA ABDEL FATTEH HAIDINE, R. L. H. *Broadband Powerline Communications-Network Design*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2004.

- HSIEH, M.-H.; WEI, C.-H. Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels. *IEEE Trans. Consum. Electron.*, v. 44, n. 1, p. 217–225, Feb. 1998. ISSN 0098-3063.
- HUANG, W.-C.; LI, C.-P.; LI, H.-J. On the power allocation and system capacity of OFDM systems using superimposed training schemes. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, v. 58, n. 4, p. 1731–1740, 2009.
- KANG, S. G.; HA, Y. M.; JOO, E. K. A comparative investigation on channel estimation algorithms for OFDM in mobile communications. *IEEE Trans. Broadcast.*, v. 49, n. 2, p. 142–149, Jun. 2003. ISSN 0018-9316.
- LA-GATTA, F. et al. Coded CP-SC communication scheme for outdoor power line communications. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 160–165.
- LA-GATTA, F. A. *Sistema mono-portadora com equalização no domínio da frequência codificado para canais PLC*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — UFJF - Universidade Federal de Juiz de Fora, Aug. 2009.
- LA-GATTA, F. A.; FINAMORE, W. A.; RIBEIRO, M. V. Estratégias de encurtamento em códigos LDPC. In: SBRT. *XXXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*. [S.l.], 2013.
- LAGUNA-SANCHEZ, G.; BARRON-FERNANDEZ, R. Blind channel estimation for power-line communications by a PSO-inspired algorithm. In: *IEEE LATINCOM*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–6.
- LATHI, B. P. *Sinais e Sistemas Lineares*. 2. ed. [S.l.]: Oxford University Press, 2007.
- LEE, J. K.; YANG, J. H.; KIM, D. K. Performances of the superimposition schemes for OFDM systems. In: *IEEE Conference on Communications*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–5.
- LEI, L.; ENCHANG, S.; YANHUA, Z. A method for papr reduction using pilot sequences in sc-fdma. In: *International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6.
- LI, H. et al. Channel order and RMS delay spread estimation with application to AC power line communications. *Digital Signal Processing*, v. 13, n. 2, p. 284–300, 2003. ISSN 1051-2004.
- LI, Y.; CIMINI L. J., J.; SOLLENBERGER, N. R. Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, v. 46, n. 7, p. 902–915, 1998.
- LI, Y. G.; STUBER, G. L. (Ed.). *Orthogonal frequency division multiplexing for wireless communications*. Atlanta, GA: Springer Science, 2006.
- LIU, D. et al. Wide band ac power line characterization. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, v. 45, n. 4, p. 1087–1097, Nov. 1999. ISSN 0098-3063.
- LIU, H.; G., L. *OFDM-based broadband wireless networks : design and optimization*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2005.

- LIU, W. et al. Nature of power line medium and design aspects for broadband plc system. In: *International Zurich Seminar on Broadband Communications*. [S.l.: s.n.], 2000. p. 185–189.
- LOPES, M. E. Estimating unknown sparsity in compressed sensing. *arXiv preprint arXiv:1204.4227*, 2012.
- LOVE, D.; HEATH R.W., J. OFDM power loading using limited feedback. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, v. 54, n. 5, p. 1773 – 1780, Sep. 2005. ISSN 0018-9545.
- LUKE, H. The origins of the sampling theorem. *IEEE Communications Magazine*, v. 37, n. 4, p. 106 –108, Apr. 1999. ISSN 0163-6804.
- LUKE, H.; SCHOTTEN, H.; HADINEJAD-MAHRAM, H. Binary and quadriphase sequences with optimal autocorrelation properties: a survey. *IEEE Transactions on Information Theory*, v. 49, n. 12, p. 3271 – 3282, Dec. 2003. ISSN 0018-9448.
- MARTINS, W. A. *Transceptores em Bloco com Redundância Reduzida*. Tese (Doutorado) — UFRJ/COPPE, 2011.
- MEHBOOB, A. et al. Joinsurvey and impulsive noise estimation form ofdm based power line communication systems using compressed sensing. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 203–208.
- MENG, J. et al. High resolution OFDM channel estimation with low speed ADC using compressive sensing. In: *IEEE ICC*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1 –6. ISSN 1550-3607.
- MITRA, S. K. *Digital Sgnal Processing: A computer-Based Approach*. 3<sup>a</sup>. ed. [S.l.]: McGraw-Hill, 2006.
- MO, R. et al. Channel estimation for power line OFDM systems with unknown colored noise exploiting real signal transmission. In: *IEEE ISPLC*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 149 –153.
- MORAES, R. B. *Alocação dinâmica de símbolos-piloto para sistemas OFDM de enlace fechado*. Dissertação (Mestrado) — PUC-RJ, 2009.
- MORENO-RODRIGUEZ, G.; BERGER, L. An IIR-filter approach to time variant PLC-channel modelling. In: *IEEE ISPLC*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 87 –92.
- MOROSI, S. et al. A rate adaptive bit-loading algorithm for a DMT modulation system for in-building power-line communications. In: *IEEE GLOBECOM*. [S.l.: s.n.], 2005. v. 1, p. 5pp.
- MUQUET, B. et al. Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions? *IEEE Transactions on Communications*, v. 50, n. 12, p. 2136 – 2148, Dec. 2002. ISSN 0090-6778.
- MUSOLINO, A.; RAUGI, M.; TUCCI, M. Cyclic short-time varying channel estimation in OFDM power-line communication. *IEEE Trans. Power Del.*, v. 23, n. 1, p. 157–163, Jan. 2008. ISSN 0885-8977.

- MYUNG, H. G.; GOODMAN, D. J. *Single Carrier FDMA - A new Air Interface for Long Term Evolution*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2008.
- NEEDEL, D.; TROPP, J. CoSaMP: Iterative signal recovery from incomplete and inaccurate samples. *Applied and Computational Harmonic Analysis*, v. 26, n. 3, p. 301 – 321, 2009. ISSN 1063-5203. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1063520308000638>>.
- NEGI, R.; CIOFFI, J. Pilot tone selection for channel estimation in a mobile OFDM system. *IEEE Trans. Consum. Electron.*, v. 44, n. 3, p. 1122–1128, 1998.
- NGUIMBIS, J.; JIANG, X.; CHENG, S. Noise characteristics investigation and utilization in low voltage powerline communication. In: *IEEE PESW*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 3, p. 2035–2040.
- NILSSON, R. et al. An analysis of two-dimensional pilot-symbol assisted modulation for ofdm. In: *IEEE International Conference on Personal Wireless Communications*. [S.l.: s.n.], 1997. p. 71 –74.
- OHNO, S.; GIANNAKIS, G. Capacity maximizing MMSE-optimal pilots for wireless OFDM over frequency-selective block Rayleigh-fading channels. *IEEE Trans. Inf. Theory*, v. 50, n. 9, p. 2138 – 2145, Sep. 2004. ISSN 0018-9448.
- OLIVEIRA, T.; FINAMORE, W.; RIBEIRO, M. V. A sounding method based on OFDM modulation for PLC channel measurement. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 185–190.
- OLIVEIRA, T. R. *Caracterização de Redes de Energia Elétrica como Meio de Transmissão de Dados*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — UFJF - Universidade Federal de Juiz de Fora, 2010.
- OLIVEIRA, T. R. et al. A methodology for estimating frequency responses of electric power grids. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, (online published), 2014.
- O'MAHONY, B. Field testing of high-speed power line communications in north american homes. In: *IEEE ISPLC*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 155 –159.
- OZDEMIR M.K.; ARSLAN, H. Channel estimation for wireless OFDM systems. *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, v. 9, n. 2, p. 18–48, 2007. ISSN 1553-877X.
- PANAH, A.; NOSRAT-MAKOUEI, B.; VAUGHAN, R. Non-uniform pilot-symbol allocation for closed-loop OFDM. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, v. 7, n. 7, p. 2723–2731, 2008.
- PANAH, A. Y.; VAUGHAN, R. G.; HEATH, R. W. Optimizing pilot locations using feedback in OFDM systems. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, v. 58, n. 6, p. 2803–2814, 2009.
- PAYÁN, J. D. V. *Powerline Communications Channel Characterization: In-Home Case*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2014.

- PEREIRA, M. P. *Efeitos da Quantização em Compressive Sensing de Imagens com Matrizes de Amostragem Determinísticas*. Dissertação (Mestrado) — COPPE, Mar. 2010.
- PHILIPPS, H. Performance measurements of powerline channels at high frequencies. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications*. Tokyo, Japan: [s.n.], 1998. p. 229–237.
- PHILIPPS, H. Modelling of powerline communication channels. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications*. [S.l.: s.n.], 1999. p. 14–21.
- PICORONE, A. A. *Uma contribuição a estimação de canais PLC variantes no tempo utilizando sinais pilotos*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — UFJF - Universidade Federal de Juiz de Fora, Aug. 2009.
- PICORONE, A. A. M.; AMADO, L. R.; RIBEIRO, M. V. Linear and periodically time-varying PLC channels estimation in the presence of impulsive noise. In: *IEEE ISPLC*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 255–260.
- PICORONE, A. A. M.; RIBEIRO, M. V.; CERQUEIRA, A. S. Estimação de canais PLC variante no tempo na presença de ruído impulsivo aplicado a sistemas OFDM. In: *XXVII SBrT*. Blumenau, SC-Brasil: [s.n.], 2009.
- PINTO, F. da C. et al. A low cost ofdm based modulation schemes for data communication in the passband frequency. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 424–429.
- PRASAD, T. et al. Wideband characterization of low voltage outdoor powerline communication channels in india. In: *ISPLC*. [S.l.: s.n.], 2001.
- RAUGI, M.; TUCCI, M. Power-line communications channel estimation and tracking by a competitive neural network. *IEEE Trans. Consum. Electron.*, v. 52, n. 4, p. 1213–1219, Nov. 2006. ISSN 0098-3063.
- RIBEIRO, M. V. *Técnicas de Processamento de Sinais Aplicados à Transmissão de Dados Via Energia Elétrica e ao Monitoramento da Qualidade de Energia*. Dissertação (Tese de Doutorado) — UNICAMP - Universidade Estadual de Campinas, 2005.
- RIBEIRO, M. V. *4º Relatório Técnico - Características das redes de baixa tensão para transmissão de dados*. [S.l.], Apr. 2012. P&D CEMIG/ANEEL D420 - Desenvolvimento de modem PLC para aplicações de telecomunicações e Smart Grids em redes de baixa tensão.
- RIBEIRO, M. V. et al. Clustered-orthogonal frequency division multiplexing for power line communication: when is it beneficial? *IET Communications*, p. 1–12, 2014. Aceito para publicação.
- ROSSI, M.; HAIMOVICH, A. M.; ELDAR, Y. C. Spatial compressive sensing for mimo radar. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 62, n. 2, p. 419–430, Jan. 2014.
- SAID, F.; AGHVAMI, H. Linear two dimensional pilot assisted channel estimation for OFDM systems. *IEEE ICC*, p. 32–36, Mar. 1998. ISSN 0537-9989.

- SALTZBERG, B. Performance of an efficient parallel data transmission system. *IEEE Trans. Commun. Technol.*, v. 15, n. 6, p. 805–811, Dec. 1967. ISSN 0018-9332.
- SANCHEZ-MARTINEZ, J. et al. Performance analysis of OFDM modulation on indoor PLC channels in the frequency band up to 210 MHz. In: *IEEE ISPLC*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 38–43.
- SCHNEIDER, D. et al. European mimo plc field measurements: Channel analysis. In: *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 304–309. ISSN PENDING.
- SCHULZ, A.; SILVA, E. A. B. da; VELHO, L. *Compressive Sensing*. [S.l.]: IMPA, 2010.
- SHEIKHHOSSEINI, m.; KAKHKI, M. M. Comparison of ofdm and single carrier transmission in power line communications. In: *Tenth International Symposium on Communication Theory and Applications*. [S.l.: s.n.], 2009.
- SONG, S. et al. Variable forgetting factor linear least squares algorithm for frequency selective fading channel estimation. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, v. 51, n. 3, p. 613–616, May. 2002. ISSN 0018-9545.
- 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.
- SUN, H. et al. Wideband spectrum sensing for cognitive radio networks: a survey. In: *IEEE Wireless Communications*. [S.l.: s.n.], 2013. v. 20, n. 2, p. 74–81.
- TAJER, A.; NOSRATINIA, A. Diversity order of MMSE single-carrier frequency domain linear equalization. In: *IEEE GLOBECOM*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1524–1528.
- TAKAOKA, S.; ADACHI, F. Pilot-assisted adaptive interpolation channel estimation for OFDM signal reception. In: *IEEE VTC*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 3, p. 1777–1781 Vol.3. ISSN 1550-2252.
- TANAKA, M. High frequency noise power spectrum, impedance and transmission loss of power line in Japan on intrabuilding power line communications. *IEEE Trans. Consum. Electron.*, v. 34, n. 2, p. 321–326, 1988.
- TANG, H.; LAU, K.; BRODERSEN, R. Interpolation-based maximum likelihood channel estimation using OFDM pilot symbols. In: *IEEE GLOBECOM*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 1860–1864.
- TAUBOCK, G.; HLAWATSCH, F. A compressed sensing technique for OFDM channel estimation in mobile environments: Exploiting channel sparsity for reducing pilots. In: *IEEE ICASSP*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 2885–2888. ISSN 1520-6149.
- TLICH, M. et al. Indoor power-line communications channel characterization up to 100 MHz ; part i: One-parameter deterministic model. *IEEE Trans. Power Del.*, v. 23, n. 3, p. 1392–1401, Jul. 2008. ISSN 0885-8977.

- TLICH, M. et al. Indoor power-line communications channel characterization up to 100 MHz; part ii: Time-frequency analysis. *IEEE Trans. Power Del.*, v. 23, n. 3, p. 1402–1409, Jul. 2008. ISSN 0885-8977.
- TONELLO, A.; VERSOLATTO, F.; BEJAR, B. A Top-Down Random Generator for the In-Home PLC Channel. In: *IEEE Global Telecommunications Conference*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–5. ISSN 1930-529X.
- TONELLO, A.; VERSOLATTO, F.; PITTOLO, A. In-home power line communication channel: Statistical characterization. *IEEE Transactions on Communications*, v. 62, n. 6, p. 2096–2106, Jun. 2014. ISSN 0090-6778.
- TORRE, I. de la; KUNISCH, J. Compressive sensing applied to ultra-wideband radio channel measurements. In: *European Conference on Antennas and Propagation*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 2361–2365.
- TROPP, J.; GILBERT, A. Signal Recovery From Random Measurements Via Orthogonal Matching Pursuit. *IEEE Transactions on Information Theory*, v. 53, n. 12, p. 4655–4666, Dec. 2007. ISSN 0018-9448.
- TUCCI, M. et al. Blind channel estimation for power-line communications by a Kohonen neural network. In: *IEEE ISPLC*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 35–40.
- TUCCI, M. et al. Nonlinear decision feedback estimation for multicarrier power line communication. In: *IEEE ISPLC*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 176–181.
- VETTERLI, M.; MARZILIANO, P.; BLU, T. Sampling signals with finite rate of innovation. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 50, n. 6, p. 1417–1428, Jun. 2002. ISSN 1053-587X.
- WAN, F.; ZHU, W.-P.; SWAMY, M. N. S. Semi-blind most significant tap detection for sparse channel estimation of OFDM systems. *IEEE Trans. Circuits Syst.*, v. 57, n. 3, p. 703–713, Mar. 2010. ISSN 1549-8328.
- WANG, D.; HOU, X. Compressed MIMO channel estimation and efficient pilot pattern over Doppler sparse environment. In: *International Conference on Wireless Communications and Signal Processing*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–5.
- WANG, N. et al. Improved sparse channel estimation for multicarrier systems with compressive sensing. In: *International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–5. ISSN 1347-6890.
- WANG, X.; LIU, K. Performance analysis for adaptive channel estimation exploiting cyclic prefix in multicarrier modulation systems. *IEEE Trans. Commun.*, v. 51, n. 1, p. 94–105, Jan. 2003. ISSN 0090-6778.
- WANG, Z.; GIANNAKIS, G. Wireless multicarrier communications. *IEEE Signal Processing Magazine*, v. 17, n. 3, p. 29–48, May. 2000. ISSN 1053-5888.
- WEINSTEIN, S.; EBERT, P. Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform. *IEEE Trans. Commun. Technol.*, v. 19, n. 5, p. 628–634, Oct. 1971. ISSN 0018-9332.

- WIDROW, B.; HOFF, M. Adaptive switching circuits. *Institute of Radio Engineers (now IEEE)*, v. 4, p. 96–104, 1960.
- WILLIE, T. Broadband over power lines. In: *IEEE ISPLC*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–1.
- XIA, S.; SICHINA, Y. L. Y. L.; LIU, F. A compressive sensing signal detection for UWB radar. In: *Progress In Electromagnetics Research*. [S.l.: s.n.], 2013. v. 141, p. 479–495.
- ZHANG, N.; GOLOMB, S. Polyphase sequence with low autocorrelations. *IEEE Transactions on Information Theory*, v. 39, n. 3, p. 1085 –1089, May. 1993. ISSN 0018-9448.
- ZIMMERMANN, M.; DOSTERT, K. An analysis of the broadband noise scenario in power-line networks. In: *IEEE ISPLC*. [S.l.: s.n.], 2000.
- ZIMMERMANN, M.; DOSTERT, K. A multipath model for the powerline channel. *IEEE Trans. Commun.*, v. 50, n. 4, p. 553–559, 2002. ISSN 0090-6778.
- ZIMMERMANN, M.; DOSTERT, K. Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, v. 44, n. 1, p. 249–258, 2002.

## ANEXO A

Pseudocódigo do algoritmo OMP:

$$\hat{\mathbf{s}} = \text{OMP}(\mathbf{y}, K, \Theta)$$

**Entradas:** Vetor de medidas ( $\mathbf{y}$ ), esparsidade do sinal ( $K$ ), matriz de medição ( $\Theta$ ).

**Saída:** Estimativa do sinal  $\mathbf{s}$   $K$ -esparso ( $\hat{\mathbf{s}}$ ).

**Inicialização:**

$$\begin{aligned} i &\leftarrow 0 && \{\text{Índice de iteração}\} \\ \Omega^i &\leftarrow \emptyset \\ \mathbf{r}^i &\leftarrow \mathbf{y} \end{aligned}$$

**repetir:**

$$\begin{aligned} i &\leftarrow i + 1 \\ \mathbf{d}^i &\leftarrow \Theta^\dagger \mathbf{r}^{i-1} && \{\text{Identificação do sinal}\} \\ \Omega_{\mathbf{d}^i}^i &\leftarrow \text{supp}(|\mathbf{d}^i|, 1) \\ \Omega^i &\leftarrow \Omega^{i-1} \cup \Omega_{\mathbf{d}^i}^i && \{\text{Atualiza os coeficientes dominantes}\} \\ \mathbf{v}^i|_{\Omega^i} &\leftarrow \Theta|_{\Omega^i} \mathbf{d}^i \\ \mathbf{r}^i &\leftarrow \mathbf{y} - \Theta|_{\Omega^i} \mathbf{v}^i|_{\Omega^i} && \{\text{Atualiza o resíduo da estimativa}\} \end{aligned}$$

**até** satisfazer o critério de parada:  $\|\mathbf{r}\|_2 < \delta$  ou  $i > K \approx M/2$  ( $\delta$  é uma constante pequena).

$$\hat{\mathbf{s}} \leftarrow \mathbf{v}^i \quad \{\text{Sinal reconstruído}\}$$

---

**Notações:**  $\Omega_{\mathbf{d}^i}^i \leftarrow \text{supp}(|\mathbf{d}^i|, 2K)$  denota o conjunto formado pelos índices dos  $2K$  maiores valores absolutos dos coeficientes de  $\mathbf{d}^i$ .  $(\Omega^i)^C$  denota o conjunto formado pelos índices do complementar do  $\Omega^i$ .  $\mathbf{v}^i|_{\Omega^i}$  denota o vetor constituído pelos elementos nas posições  $\Omega^i$  do vetor  $\mathbf{v}^i$ .  $\mathbf{A}^\ddagger = (\mathbf{A}^\dagger \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^\dagger$  denota a pseudoinversa da matriz  $\mathbf{A}$ .

Pseudocódigo do algoritmo CoSaMP:

$$\hat{\mathbf{s}} = \text{CoSaMP}(\mathbf{y}, K, \Theta)$$

**Entradas:** Vetor de medidas ( $\mathbf{y}$ ), esparsidade do sinal ( $K$ ), matriz de medição ( $\Theta$ ).

**Saída:** Estimativa do sinal  $\mathbf{s}$   $K$ -esparso ( $\hat{\mathbf{s}}$ ).

**Inicialização:**

$$\begin{aligned} i &\leftarrow 0 && \{\text{Índice de iteração}\} \\ \Omega^i &\leftarrow \emptyset \\ \mathbf{r}^i &\leftarrow \mathbf{y} \end{aligned}$$

**repetir:**

$$\begin{aligned} i &\leftarrow i + 1 \\ \mathbf{d}^i &\leftarrow \Theta^\dagger \mathbf{r}^{i-1} && \{\text{Identificação do sinal}\} \\ \Omega_{\mathbf{d}^i}^i &\leftarrow \text{supp}(|\mathbf{d}^i|, 2K) \\ \Omega^i &\leftarrow \Omega^{i-1} \cup \Omega_{\mathbf{d}^i}^i && \{\text{Atualiza os coeficientes dominantes}\} \\ \mathbf{v}^i|_{\Omega^i} &\leftarrow \Theta|_{\Omega^i} \mathbf{y} \\ \Omega^i &\leftarrow \text{supp}(|\mathbf{v}^i|_{\Omega^i}|, K) && \{\text{Encontra os coeficientes dominantes do sinal}\} \\ \mathbf{v}^i|_{(\Omega^i)^c} &\leftarrow \mathbf{0} && \{\text{Configura os coeficientes não dominantes para zero}\} \\ \mathbf{r}^i &\leftarrow \mathbf{y} - \Theta|_{\Omega^i} \mathbf{v}^i|_{\Omega^i} && \{\text{Atualiza o resíduo da etimativa}\} \end{aligned}$$

**até**satisfazer o critério de parada.

$$\hat{\mathbf{s}} \leftarrow \mathbf{v}^i \quad \{\text{Sinal reconstruído}\}$$

Pseudocódigo do algoritmo mCoSaMP:

$$\hat{\mathbf{s}} = \text{mCoSaMP}(\mathbf{y}, \Theta)$$

**Entradas:** Vetor de medidas ( $\mathbf{y}$ ), matriz de medição ( $\Theta$ ).

**Saída:** Estimativa do sinal  $\mathbf{s}$   $K$ -esparso ( $\hat{\mathbf{s}}$ ).

**Inicialização:**

$$\begin{aligned} i &\leftarrow 0 && \{\text{Índice de iteração}\} \\ j &\leftarrow 0 && \{\text{Índice de estágio}\} \\ \Omega^i &\leftarrow \emptyset \\ \mathbf{r}^i &\leftarrow \mathbf{y} \end{aligned}$$

**repetir:**

$$\begin{aligned} i &\leftarrow i + 1 \\ \mathbf{d}^i &\leftarrow \Theta^H \mathbf{r}^{i-1} && \{\text{Identificação do sinal}\} \\ \Omega_{\mathbf{d}^i}^i &\leftarrow \text{supp}(|\mathbf{d}^i|, j) \\ \Omega^i &\leftarrow \Omega^{i-1} \cup \Omega_{\mathbf{d}^i}^i && \{\text{Atualiza os coeficientes dominantes}\} \\ \mathbf{v}^i|_{\Omega^i} &\leftarrow \Theta|_{\Omega^i} \mathbf{y} \\ \Omega^i &\leftarrow \text{supp}(|\mathbf{v}^i|_{\Omega^i}|, j) && \{\text{Encontra os coeficientes dominantes do sinal}\} \\ \mathbf{v}^i|_{(\Omega^i)^c} &\leftarrow \mathbf{0} && \{\text{Configura os coeficientes não dominantes para zero}\} \\ \mathbf{r}^i &\leftarrow \mathbf{y} - \Theta|_{\Omega^i} \mathbf{v}^i|_{\Omega^i} && \{\text{Atualiza o resíduo da etimativa}\} \end{aligned}$$

**Se** o critério de parada é verdadeiro, **então**

Saia da iteração

**Senão, se**  $\|\mathbf{r}^i\|_2 \geq \|\mathbf{r}^{i-1}\|_2$  **então**

$$j \leftarrow j + 1$$

**Senão**

$$\mathbf{r}^i \leftarrow \mathbf{r}^{i-1}$$

$$i \leftarrow i + 1$$

**Fim se**

$$\text{até verdadeiro } \hat{\mathbf{s}} \leftarrow \mathbf{v}^i \quad \{\text{Sinal reconstruído}\}$$

**ANEXO B**

## Produção Científica

PICORONE, A. A. M.; Ribeiro, M. V.; Cerqueira, A. S. Estimação de canais PLC variante no tempo na presença de ruído impulsivo aplicado a sistemas OFDM. In: *XXVII SBrT*. Blumenau, SC-Brasil: [s.n], 2009.

PICORONE, A. A. M.; Amado, L. R.; Ribeiro, M. V. Linear and periodically time-varying PLC channels estimation in the presence of impulsive noise. In: *IEEE ISPLC*. [S.l.: s.n.], 2010, p. 255-260.

PICORONE, A. A. M.; Sampaio-Neto, R.; Ribeiro, M. V. Representação esparsa para estimação de canais PLC: Uma análise preliminar. *XXXI SBrT*. Fortaleza, CE-Brasil: [s.n], 2013.

PICORONE, A. A. M.; Sampaio-Neto, R.; Ribeiro, M. V. Coherence time and sparsity of Brazilian outdoor PLC channels: A preliminary analysis. *IEEE ISPLC*, 2014, 1-5.

PICORONE, A. A. M.; Oliveira, T.; Ribeiro, M. PLC channel estimation based on pilot signals for OFDM modulation: a review. *IEEE Latin America Transactions*, v. 12, p. 580-589, Jun. 2014.

COLEN, G. R.; Facina, M. S. P.; Oliveira, T. R.; Picorone, A. A. M.; de Campos, F. P. V.; Ribeiro, M. V. Setup de medição para caracterização de redes de distribuição de energia elétrica externas para sistemas PLC. *XXI Seminário Nacional de Distribuição de Energia Elétrica*, 2014 (Aceito).

PICORONE, A. A. M.; Ribeiro, M. V. Sistema PLC brasileiro para aplicações de telecomunicações e smart grids em redes de baixa tensão. *XXI Seminário Nacional de Distribuição de Energia Elétrica*, 2014 (Aceito).