

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ANÁLISE DE SUPRAHARMÔNICOS EM EQUIPAMENTOS ELETRÔNICOS E
CARACTERIZAÇÃO UTILIZANDO A TRANSFORMADA WAVELET

CARLOS EDUARDO MOREIRA RODRIGUES

DM 32/2018

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil
2018

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CARLOS EDUARDO MOREIRA RODRIGUES

ANÁLISE DE SUPRAHARMÔNICOS EM EQUIPAMENTOS ELETRÔNICOS E
CARACTERIZAÇÃO UTILIZANDO A TRANSFORMADA WAVELET

DM 32/2018

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil

2018

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CARLOS EDUARDO MOREIRA RODRIGUES

ANÁLISE DE SUPRAHARMÔNICOS EM EQUIPAMENTOS ELETRÔNICOS E
CARACTERIZAÇÃO UTILIZANDO A TRANSFORMADA WAVELET

Dissertação submetida à Banca
Examinadora do Programa de
Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica da UFPA para obtenção
do Grau de Mestre em
Engenharia Elétrica na área de
Sistemas de Energia Elétrica

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil

2018

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ANÁLISE DE SUPRAHARMÔNICOS EM EQUIPAMENTOS ELETRÔNICOS E
CARACTERIZAÇÃO UTILIZANDO A TRANSFORMADA WAVELET

AUTOR: CARLOS EDUARDO MOREIRA RODRIGUES

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO SUBMETIDA À AVALIAÇÃO DA BANCA EXAMINADORA APROVADA PELO COLEGIADO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ E JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA NA ÁREA DE SISTEMAS DE ENERGIA ELÉTRICA.

APROVADA EM ____/____/____

BANCA EXAMINADORA:

Prof^a Dr^a Maria Emília de Lima Tostes
(ORIENTADORA – PPGEE/UFPA)

Prof. Dr. Ubiratan Holanda Bezerra
(MEMBRO INTERNO – PPGEE/UFPA)

Prof^a. Dr^a. Carminda Célia Moura de Moura Carvalho
(MEMBRO EXTERNO - UFPA)

Prof. Dr. Werbeston Douglas de Oliveira
(MEMBRO EXTERNO - UNIFAP)

VISTO:

Prof^a. Dr^a. Maria Emília de Lima Tostes
(COORDENADOR DO PPGEE/ITEC/UFPA)

“A genialidade é 1% inspiração e 99% transpiração”.

Thomas Edison

DEDICATÓRIA

À memória de minhas avós Doraci
Moreira de Souza e Marinha Maria do
Prado.

AGRADECIMENTOS

À Deus pelo dom da vida e pelo conhecimento.

Aos meus pais, Valdivino e Nilza, pelo amor, pelos anos de dedicação e apoio em todos os aspectos da minha vida.

Aos meus irmãos, Gileade, Gizele, Jeane e Aline, pelo carinho e companheirismo.

À todos os meus familiares.

À minha orientadora, professora Dra. Maria Emília de Lima Tostes, pela confiança em mim depositada, pelo incentivo, pelo conhecimento compartilhado, pela paciência e pelas palavras de incentivo e cobrança que nortearam esse trabalho.

Ao engenheiro do CEAMAZON, Msc. Thiago Mota Soares, pelo imprescindível auxílio para o desenvolvimento desse trabalho e pelos anos de apoio e orientação na pesquisa científica desde que ingressei no CEAMAZON.

Aos amigos, colegas e professores do CEAMAZON.

À Universidade Federal do Pará (UFPA) e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) por tornarem o desenvolvimento deste estudo possível.

SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES	I
LISTA DE TABELAS	VII
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	VIII
RESUMO	IX
ABSTRACT	X
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO	11
1.1. JUSTIFICATIVA	11
1.2. MOTIVAÇÃO	13
1.3. OBJETIVOS DO TRABALHO	14
1.3.1. Objetivo Geral	14
1.3.2. Objetivos Específicos	15
1.4. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	15
1.5. ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	20
CAPÍTULO 2 - SUPRAHARMÔNICOS	22
2.1. DEFINIÇÃO	22
2.2. ORIGEM	24
2.2.1. Modulação PWM	24
2.2.2. <i>Zero-crossing distortion</i>	30
2.3. PROPAGAÇÃO	33
2.4. MEDIÇÃO	40
2.4.1. IEC 61000-4-7	41
2.4.2. IEC 61000-4-30	42
2.4.3. CISPR 16	42
2.4.4. Impacto da filtragem das componentes de baixa ordem	43
2.4.5. Impacto da definição do intervalo de agregação	45
2.5. IMPACTOS NOS EQUIPAMENTOS E NA REDE ELÉTRICA	46
2.5.1. Sobreaquecimento	46
2.5.2. Sistemas PLC	50
2.5.3. Ruído acústico	53
2.6. PROPOSTAS DE MITIGAÇÃO	56
2.6.1. Conversores multiníveis	56
2.6.2. Técnicas de modulação PWM por espalhamento espectral	58
2.6.3. Filtros EMC	61
2.7. PARÂMETROS REGULATÓRIOS	64
2.8. CONSIDERAÇÕES FINAIS	65

CAPÍTULO 3 – TRANSFORMADA WAVELET	66
3.1. TRANSFORMADA DE FOURIER	66
3.2. TRANSFORMADA DE FOURIER DE TEMPO CURTO	68
3.3. TRANSFORMADA WAVELET	69
3.3.1. Transformada Wavelet Contínua.....	71
3.3.2. Obtenção das famílias <i>wavelets</i>	72
3.3.3. Cálculo da Transformada Wavelet Contínua	74
3.3.4. Famílias de funções <i>wavelet</i>	75
3.3.5. Transformada Wavelet Discreta	79
3.3.6. Análise de Multirresolução	79
3.4. TRANSFORMADA WAVELET PACKET	85
3.5. CONSIDERAÇÕES FINAIS	87
CAPÍTULO 4 – MEDIÇÕES E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS	89
4.1. INTRODUÇÃO	89
4.2. CARACTERÍSTICAS DOS EQUIPAMENTOS DAS BANCADAS DE MEDIÇÃO	89
4.2.1. Equipamento analisador de QEE	89
4.2.2. Fonte CA eletrônica trifásica.....	90
4.2.3. Lâmpadas LED.....	91
4.2.4. Inversores de frequência	93
4.2.5. Metodologia empregada no tratamento dos dados das medições.....	97
4.3. EMPREGO DA TRANSFORMADA WAVELET PACKET	98
4.4. MEDIÇÕES EM LÂMPADAS LED	100
4.4.1. Brilia.....	100
4.4.2. Empalux.....	116
4.4.3. Philips.....	129
4.4.4. Renesola	131
4.4.5. Star	133
4.5. MEDIÇÃO EM INVERSORES DE FREQUÊNCIA	136
4.5.1. Inversor 1.....	136
4.5.2. Medição à montante da derivação.....	148
4.5.3. Variações de velocidade do motor	150
4.5.4. Medições no lado do inversor	151
4.6. CONSIDERAÇÕES FINAIS	152
CAPÍTULO 5 - CONCLUSÕES E SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS	153
5.1. TRABALHOS FUTUROS	154
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	156

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2. 1: a) forma de onda distorcida em alta frequência proveniente de um reator eletrônico contendo a distorção proveniente da frequência de chaveamento e do zero-crossing distortion; b) espectro de frequência da corrente medida (Rönnberg et al., 2015).	23
Figura 2. 2: sinal obtido por meio da modulação PWM de 2 níveis (Pomilio, 2014).	25
Figura 2. 3: espectro harmônico para um conversor com chaveamento bipolar (Arrilaga, 2003).	25
Figura 2. 4: espectro harmônico para um conversor com chaveamento unipolar (Arrilaga, 2003).	26
Figura 2. 5: regiões de operação do inversor (Reis, 2015).	27
Figura 2. 6: a) tensão de saída do inversor e b) espectro harmônico para operação na região linear (Reis, 2015).	28
Figura 2. 7: a) tensão de saída do inversor e b) espectro harmônico para operação na região de sobremodulação (Reis, 2015).	29
Figura 2. 8: a) tensão de saída do inversor e b) espectro harmônico para operação na região de saturação ou com onda quadrada (Reis, 2015).	30
Figura 2. 9: circuito PFC monofásico com controle da corrente média de saída (Sun, 2004).	32
Figura 2. 10: zero-crossing distortion em um circuito PFC (Sun,2004).	32
Figura 2. 11: formas de onda de tensão (azul) e corrente (laranja) para duas lâmpadas LED com (superior) e sem (inferior) o circuito PFC (Busatto et al., 2016).	33
Figura 2. 12: espectro harmônico de corrente no terminal do veículo elétrico, no aparelho televisor e no PAC (Castro et al., 2014).	34
Figura 2. 13: emissão primária (I1) e emissão secundária (Meyer et al., 2014).	35
Figura 2. 14: propagação das correntes de alta frequência entre as cargas e entre as cargas e a rede (Castro et al., 2014).	36
Figura 2. 15: espectro de frequência das correntes medidas nos terminais do veículo elétrico, do aparelho televisor e no PAC (Castro et al., 2014).	37
Figura 2. 16: espectro harmônico da corrente medida no veículo elétrico (Castro et al., 2014).	38
Figura 2. 17: espectro harmônico da corrente medida no aparelho televisor (Castro et al., 2014).	38
Figura 2. 18: filtro EMC (C1 e L1) realizando a interface entre um dispositivo com circuito APFC e a rede elétrica (Rönnberg et al., 2011b).	39
Figura 2. 19: ilustração da propagação de supra-harmônicos em uma residência (Torquato et al., 2016).	40
Figura 2. 20: rede de distribuição na qual a instalação residencial (Casa 1) está inserida (Torquato et al., 2016).	40
Figura 2. 21: Fig. 2.20: exemplificação do esquema de medição de acordo com a IEC 61000-4-30 (Klatt et al., 2014).	42
Figura 2. 22: resultado de medição com resolução em frequência de 200 Hz para as frequências fundamentais de 50 e 49,75 Hz segundo a IEC 61000-4-7: a) medição sem filtro, b) medição com filtro (Klatt et al., 2014) (adaptada).	44
Figura 2. 23: resultado de medição com resolução em frequência de 2 kHz para as frequências fundamentais de 50 e 49,75 Hz segundo a IEC 61000-4-30: a) medição sem filtro; b) medição com filtro (Klatt et al., 2014) (adaptada).	45
Figura 2. 24: medições de um mesmo sinal com resolução em frequência de 5, 200 e 2000 Hz (Klatt et al., 2014).	46

Figura 2. 25: a) circuito esquemático de um retificador contendo um capacitor no link DC; b) tensão (azul) e corrente (vermelho) de suprimento da lâmpada e tensão (verde) e corrente (azul claro) no capacitor; c) tensões e correntes de suprimento e no capacitor considerando a componente fundamental de tensão com valor igual a 230 V (50 Hz) adicionada de uma componente de 2,3 V em 5 kHz (Meyer et al., 2013).	48
Figura 2. 26: a) capacitor eletrolítico; b) circuito equivalente (Meyer et al., 2013).	48
Figura 2. 27: diferença de temperatura com operação em tensão senoidal e tensão distorcida em alta frequência (Meyer et al., 2013).	49
Figura 2. 28: diagrama esquemático do sistema Eagle Pass, que realiza a conexão entre os sistemas norte-americano (AEP-TCC) e mexicano (CFE), ambos AC (Paulsson et al., 2003).	49
Figura 2. 29: medição de tensão no lado de baixa tensão do transformador que liga o VSC ao sistema CFE e o respectivo espectro de frequência (Paulsson et al., 2003).	50
Figura 2. 30: emissão total proveniente de um aparelho televisor com PLC (a) (tensão em verde e corrente em azul); e sem PLC (b) (tensão verde e corrente em azul (Meyer et al., 2014).	52
Figura 2. 31: espectrograma da relação entre a frequência dos supraharmônicos, do sinal acústico medido e o nível de ruído acústico (Körner et al., 2018).	55
Figura 2. 32: nível de ruído acústico medido nas diferentes classes de dispositivos selecionados (Körner et al., 2018).	55
Figura 2. 33: formas de onda de tensão e corrente em modulação PWM de 2 e 3 níveis (Pomilio, 2014).	57
Figura 2. 34: principais topologias de conversores multiníveis disponíveis comercialmente (Gonçalves, 2011).	57
Figura 2. 35: espectro de corrente de um conversor de dois níveis (a) e cinco níveis (b) submetidos às mesmas condições operacionais (Rönnerberg, 2015).	58
Figura 2. 36: parâmetros do sinal de chaveamento (Rönnerberg, 2015).	60
Figura 2. 37: redução da emissão proporcionada pela modulação RPPM (b) quando comparada à modulação PWM convencional a) (Rönnerberg, 2015).	61
Figura 2. 38: mecanismo da interferência eletromagnética (Soares, 2003).	62
Figura 2. 39: topologia típica do circuito de conexão de uma lâmpada LED à rede com acoplamento por meio de filtro EMC (Martínez et al., 2018).	63
Figura 3. 1: dois sinais distintos com a mesma distorção em diferentes instantes de tempo (Najarian, 2012).	67
Figura 3. 2: espectro de frequências dos sinais da figura. 3.1 (Najarian, 2012).	68
Figura 3. 3: princípio de funcionamento da STFT (Oliveira, 2018).	69
Figura 3. 4: a) análise via Transformada de Fourier de Tempo Curto (Araújo, 2009); b) Análise via Transformada Wavelet (Araújo, 2011).	70
Figura 3. 5: operação de escalamento sobre uma wavelet-mãe chapéu mexicano (Araújo, 2011).	73
Figura 3. 6: operação de translação sobre a wavelet-mãe chapéu mexicano (Araújo, 2011).	73
Figura 3. 7: wavelet-mãe comparada com o instante de início do sinal (Filho, 2003).	74
Figura 3. 8: wavelet deslocada percorrendo o sinal (Filho, 2003).	75
Figura 3. 9: wavelet dilatada usada no cálculo da correlação (Filho, 2003).	75
Figura 3. 10: a) db1, b) db2, c) db3 e d) db4.	77
Figura 3. 11: família symlet.	78
Figura 3. 12: wavelets da família coiflet.	78
Figura 3. 13: a) funções de escala e b) detalhe a partir da wavelet db4 (Misiti et al., 1997).	81

Figura 3. 14: resposta em frequência de dois filtros espelhados em quadratura (Sarkar et al., 2002).	82
Figura 3. 15: a) bancos de filtros para implementação da AMR (Gao, 2011).	83
Figura 3. 16: processo de downsampling aplicado a uma sequência de amostras (Sarkar et al., 2002).	84
Figura 3. 17: processo de upsampling aplicado a uma sequência de amostras (Filho, 2003).	84
Figura 3. 18: sistematização do processo de decomposição e reconstrução em três níveis (Rao, 1998).	85
Figura 3. 19: implementação da Transformada Wavelet Packet (Gao, 2011).	86
Figura 4. 1: equipamento analisador de qualidade de energia utilizado nas medições.	90
Figura 4. 2: Fonte CA trifásica utilizada na alimentação das cargas.	91
Figura 4. 3: configuração da bancada de medição das lâmpadas LED.	91
Figura 4. 4: modelo da lâmpada LED bulbo Brilia utilizada nas medições.	92
Figura 4. 5: topologia de um inversor conectado à fonte de alimentação (Weg, 2018).	93
Figura 4. 6: topologia de um sistema fotovoltaico conectado à rede (Serrão, 2010).	94
Figura 4. 7: configuração da bancada de medição.	94
Figura 4. 8: modelo CFW-09 da WEG.	95
Figura 4. 9: motor de alto rendimento da WEG.	96
Figura 4. 10: motor padrão da WEG.	97
Figura 4. 11: fluxograma da metodologia empregada para a obtenção dos resultados a partir das medições.	98
Figura 4. 12: árvore de decomposição via Wavelet Packet.	99
Figura 4. 13: tensão no terminal da lâmpada Brilia conectada individualmente à rede.	101
Figura 4. 14: corrente de alimentação da lâmpada Brilia conectada individualmente à rede.	101
Figura 4. 15: espectro de frequência da tensão terminal da lâmpada Brilia nas faixas de 0-2 kHz (superior) e 2-100 kHz (inferior).	102
Figura 4. 16: espectro de frequência da corrente de alimentação da lâmpada Brilia nas faixas de 0-2 kHz (superior) e 2-100 kHz (inferior).	103
Figura 4. 17: quatro primeiras bandas de frequência do sinal de tensão, resultantes das decomposições via Transformada Wavelet Packet.	104
Figura 4. 18: quatro últimas bandas de frequência do sinal de tensão da lâmpada Brilia. ...	104
Figura 4. 19: quatro primeiras bandas de frequência do espectro de corrente da lâmpada Brilia, resultantes das decomposições via Transformada Wavelet Packet.	105
Figura 4. 20: quatro últimas bandas de frequência do espectro de corrente da lâmpada Brilia.	106
Figura 4. 21: tensão medida com a lâmpada Brilia conectada individualmente à fonte CA.	106
Figura 4. 22: corrente medida com a lâmpada Brilia conectada individualmente à fonte. ...	107
Figura 4. 23: espectro de frequência da tensão da lâmpada Brilia conectada individualmente à fonte.	107
Figura 4. 24: espectro de frequência da corrente da lâmpada Brilia conectada individualmente à fonte.	108
Figura 4. 25: quatro primeiras bandas de frequência das decomposições do espectro da tensão.	109
Figura 4. 26: quatro últimas bandas de frequência das decomposições do espectro de tensão.	109
Figura 4. 27: quatro primeiras bandas de frequência das decomposições do espectro da corrente de alimentação da lâmpada.	110

Figura 4. 28: quatro últimas bandas de frequência do espectro de corrente.	111
Figura 4. 29: comparativo entre os espectros de frequência da lâmpada conectada individualmente à rede e à fonte.	112
Figura 4. 30: tensão nos terminais da lâmpada incandescente conectada à fonte.	113
Figura 4. 31: corrente de alimentação da lâmpada incandescente conectada à fonte.	113
Figura 4. 32: espectro de frequência da tensão no terminal da lâmpada incandescente conectada à fonte.	114
Figura 4. 33: espectro de frequência da corrente de alimentação da lâmpada incandescente conectada à fonte.	114
Figura 4. 34: comparativo entre os espectros de corrente da lâmpada conectada individualmente e em conjunto com as demais lâmpadas à rede.	115
Figura 4. 35: comparativo entre os espectros de frequência de corrente da lâmpada conectada individualmente (superior) e em conjunto com as demais lâmpadas à fonte.	116
Figura 4. 36: forma de onda de tensão medida na lâmpada Empalux conectada à rede.	116
Figura 4. 37: corrente de alimentação medida na lâmpada Empalux conectada à rede.	117
Figura 4. 38: espectro de frequência da tensão da lâmpada Empalux conectada à rede. ..	117
Figura 4. 39: espectro de frequência da corrente da lâmpada Empalux conectada à rede.	118
Figura 4. 40: quatro primeiras bandas de frequência das decomposições do espectro de tensão.	119
Figura 4. 41: quatro últimas bandas de frequência das decomposições do espectro de tensão.	119
Figura 4. 42: quatro primeiras bandas de frequência das decomposições do espectro de corrente.	120
Figura 4. 43: quatro últimas bandas de frequência das decomposições do espectro de corrente.	121
Figura 4. 44: tensão medida com a lâmpada Empalux conectada individualmente à fonte.	121
Figura 4. 45: corrente medida com a lâmpada Empalux conectada individualmente à fonte.	122
Figura 4. 46: espectro de frequência da tensão com a lâmpada Empalux alimentada pela fonte.	122
Figura 4. 47: espectro de frequência da corrente com a lâmpada Empalux alimentada pela fonte.	123
Figura 4. 48: comparativo entres os espectros de corrente da lâmpada Empalux alimentada pela rede (superior) e pela fonte (inferior).	124
Figura 4. 49: quatro primeiras bandas de frequência das decomposições do sinal de tensão medido na lâmpada conectada individualmente à fonte.	125
Figura 4. 50: quatro últimas bandas de frequência das decomposições do sinal de tensão na lâmpada.	125
Figura 4. 51: quatro primeiras bandas de frequência do espectro da corrente medida com a lâmpada conectada individualmente à fonte.	126
Figura 4. 52: quatro últimas bandas de frequência do espectro da corrente medida na lâmpada Empalux.	127
Figura 4. 53: comparativo dos espectros de frequência da lâmpada Empalux conectada individualmente (superior) e em conjunto (inferior) com as demais lâmpadas à rede.	128
Figura 4. 54: comparativo dos espectros de frequência da lâmpada Empalux conectada individualmente (superior) e em conjunto (inferior) com as demais lâmpadas à fonte.	128
Figura 4. 55: comparativo dos espectros da lâmpada Philips conectada individualmente à rede (superior) e à fonte (inferior).	129

Figura 4. 56: comparativo entre os espectros de frequência quando a lâmpada Philips é conectada individualmente (superior) e em conjunto (inferior) com as demais lâmpadas à rede.....	130
Figura 4. 57: comparativo entre os espectros de frequência quando a lâmpada Philips é conectada individualmente (superior) e em conjunto (inferior) com as demais lâmpadas à fonte.....	131
Figura 4. 58: comparativo dos espectros da lâmpada Renesola conectada individualmente à rede (superior) e à fonte (inferior).....	131
Figura 4. 59: comparativo entre os espectros de frequência quando a lâmpada Renesola é conectada individualmente (superior) e em conjunto (inferior) com as demais lâmpadas à rede.....	132
Figura 4. 60: comparativo entre os espectros de frequência quando a lâmpada Renesola é conectada individualmente (superior) e em conjunto (inferior) com as demais lâmpadas à fonte.....	133
Figura 4. 61: comparativo dos espectros da lâmpada Star conectada individualmente à rede (superior) e à fonte (inferior).....	134
Figura 4. 62: comparativo entre os espectros de frequência quando a lâmpada star é conectada individualmente (superior) e em conjunto (inferior) com as demais lâmpadas à rede.....	134
Figura 4. 63: comparativo entre os espectros de frequência quando a lâmpada star é conectada individualmente (superior) e em conjunto (inferior) com as demais lâmpadas à fonte.....	135
Figura 4. 64: distorção nos terminais das cinco lâmpadas analisadas quando todas estão conectadas à rede e operando simultaneamente.....	136
Figura 4. 65: tensão no terminal do inversor, no lado da rede.....	137
Figura 4. 66: corrente de entrada do inversor, no lado da rede.....	137
Figura 4. 67: espectro de frequência da tensão contendo as baixas frequências (superior) e as altas frequências (inferior).....	138
Figura 4. 68: espectro de frequência da corrente contendo as baixas frequências (superior) e as altas frequências (inferior).....	139
Figura 4. 69: quatro primeiras bandas de frequência contidas no sinal de corrente.....	140
Figura 4. 70: quatro últimas bandas de frequência do sinal de corrente.....	140
Figura 4. 71: comparativo da distorção do lado da rede com o inversor operando com diferentes frequências de chaveamento.....	141
Figura 4. 72: tensão no terminal do inversor, no lado da rede.....	142
Figura 4. 73: corrente de entrada do inversor, no lado da rede.....	142
Figura 4. 74: espectro de frequência do sinal de tensão.....	143
Figura 4. 75: espectro de frequência do sinal de corrente.....	143
Figura 4. 76: quatro primeiras bandas de frequência do sinal de corrente.....	144
Figura 4. 77: quatro últimas bandas de frequência do sinal de corrente.....	145
Figura 4. 78: quatro primeiras bandas de frequência do sinal de tensão.....	146
Figura 4. 79: quatro últimas bandas de frequência do sinal de tensão.....	146
Figura 4. 80: comparativo da distorção de corrente com o inversor operando individualmente e em conjunto com o outro inversor.....	147
Figura 4. 81: comparativo da distorção de corrente com o inversor operando individualmente e em conjunto com o outro inversor.....	148
Figura 4. 82: comparativo da distorção harmônica nos pontos de medição analisados.....	149
Figura 4. 83: comparativo da distorção harmônica nos pontos de medição analisados.....	150

Figura 4. 84: espectro de frequência da corrente de entrada do inversor mediante variação da velocidade do motor.	151
Figura 4. 85: inversor conectado à rede (parte superior) e inversor conectado à fonte (parte inferior).	152

LISTA DE TABELAS

Tabela 2. 1: características das diferentes técnicas de modulação PWM por espalhamento espectral (Rönnberg, 2015).	59
Tabela 3. 1: famílias wavelet mais comumente utilizadas (Araújo, 2011).....	76
Tabela 3. 2: bandas de frequência dos coeficientes.	83
Tabela 3. 3: bandas de frequências dos coeficientes da árvore wavelet packet.	87
Tabela 4. 1: largura de banda dos coeficientes da árvore de decomposição.	99

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AMR – Análise de Multirresolução
CFL – *Compact Fluorescent Lamp*
CISPR - *Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques*
CWT – *Continuous Wavelet Transform*
DFT – *Discrete Fourier Transform*
DWT – *Discrete Wavelet Transform*
EMC – *Electromagnetic Compatibility*
EMI – *Electromagnetic Interference*
FFT – *Fast Fourier Transform*
FIR – *Finite Impulse Response*
IEC – *International Electrotechnical Commission*
IEEE – *Institute of Electrical and Electronics Engineers*
LED – *Ligth Emitting Diode*
PAC – Ponto de Acoplamento Comum
PFC – *Power Factor Correction*
PLC – *Power Line Communication*
PSU – *Power Supply Units*
PWM – *Pulse Width Modulation*
QEE – Qualidade da Energia Elétrica
QMF – *Quadrature Mirror Filter*
RCFMFD – *Random Carrier Frequency Modulation Fixed Duty*
RCFMVD – *Random Carrier Frequency Modulation Variable Duty*
RPPM – *Random Pulse Position Modulation*
RPWM – *Random PWM*
SMPS – *Switch Mode Power Supply*
STFT – *Short time Fourier Transform*
VSC – *Voltage Source Converter*
WPT – *Wavelet Packet Transform*

RESUMO

Esta dissertação objetiva analisar a emissão, a propagação e a interação entre equipamentos envolvendo componentes harmônicas que possuem frequência na faixa entre 2 kHz e 150 kHz, denominadas supraharmônicos. A literatura especializada já reportou a emissão de supraharmônicos por equipamentos eletrônicos como lâmpadas fluorescentes, lâmpadas LED, inversores de frequência e nobreaks, além de impactos relacionados ao aquecimento de cabos e terminações, ruído acústico e interferência em sistemas PLC (*Power Line Communication*). No presente trabalho, foram realizadas campanhas de medição, em ambiente laboratorial, em inversores de frequência e um conjunto de lâmpadas LED. As medições se dividiram em dois grupos distintos: com os equipamentos conectados à rede elétrica e a uma fonte eletrônica trifásica, com o objetivo de verificar as ordens e os níveis, tanto das emissões provenientes dos equipamentos, quanto da distorção emitida pela própria fonte eletrônica, além da interação entre a fonte e os equipamentos alimentados. Foram empregadas a Transformada de Fourier e a Transformada Wavelet Packet para efetuar a análise e caracterização das distorções observadas. As medições mostraram uma contribuição significativa dos equipamentos observados e da fonte eletrônica para a emissão de supraharmônicos, além da amplificação da distorção quando os equipamentos são por ela alimentados.

Palavras-chave: Qualidade de Energia Elétrica, Supraharmônicos, Eletrônica de Potência, Transformada Wavelet.

ABSTRACT

This dissertation aims to analyze the emission, propagation and interaction between equipment involving harmonic components that have a frequency range between 2 kHz and 150 kHz, called supraharmonics. The specialized literature has already reported the emission of supraharmonics by electronic equipment such as fluorescent lamps, LED lamps, frequency inverters and nobreaks, as well as impacts related to heating of cables and terminations, acoustic noise and interference in Power Line Communication (PLC). In the present work, measurement campaigns were carried out in a laboratory environment, in frequency inverters and a set of LED lamps. The measurements were divided in two distinct groups: with the equipment connected to the electrical network and connected to a three-phase electronic source, in order to verify the orders and levels of both the emissions from the equipment and the distortion emitted by the electronic source itself, besides the interaction between the source and the equipment. The Fourier Transform, Wavelet Transform and the Wavelet Packet Transform were used to perform the analysis and characterization of the observed distortions. The measurements showed a significant contribution of the equipment observed and of the electronic source for the emission of supraharmonics, besides the amplification of the distortion when the electronic source supplies the equipment.

Keywords: Power Quality, Supraharmonics, Power Electronics, Wavelet Transform.

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

1.1. JUSTIFICATIVA

O emprego crescente da eletrônica de potência em equipamentos domésticos e industriais tem proporcionado uma série de vantagens como ganhos de eficiência, controlabilidade, comodidade e produtividade, justificando os altos investimentos nessa área da engenharia elétrica. Entretanto, apesar de tais vantagens, são cada vez mais evidentes os impactos adversos que o emprego dessa tecnologia pode provocar na Qualidade da Energia Elétrica (QEE) (Baggini, 2008; Rosa, 2006; Dugan et al., 2004).

A proliferação cada vez maior de equipamentos eletrônicos que, em sua operação, empregam altas frequências de chaveamento, além daqueles que realizam compensação reativa, tem levado à geração de componentes harmônicas com frequências bastante elevadas em relação àquelas normalmente encontradas em sistemas elétricos, constituídas, principalmente, por componentes ímpares de baixa ordem (Tostes, 2003).

Para essa distorção harmônica em alta frequência foi empregado, em 2013, o termo “supraharmônicos” para designar componentes harmônicas cujas frequências estejam contidas na faixa entre 2 e 150 kHz em sistemas elétricos de 50 Hz (McEachern, 2013).

A tendência do mercado de equipamentos eletrônicos é uma penetração cada vez maior nas indústrias e nas residências. Em um cenário futuro no qual cada consumidor tenha acesso a uma grande variedade de equipamentos eletrônicos, entre os quais se constituem desde eletrodomésticos, eletroportáteis, geração distribuída e até veículos elétricos, a emissão de supraharmônicos tende a ser tornar cada vez mais significativa, o que torna o estudo do referido fenômeno deveras relevante.

Com relação a essa distorção harmônica, ainda subsistem várias questões a serem mais profundamente exploradas com relação às características que envolvem a geração, propagação, interferência e, principalmente, os impactos que podem suscitar nos equipamentos e na rede elétrica de uma forma geral. Compreendidas de uma forma mais profunda essas indagações, a próxima etapa se constitui no estabelecimento de parâmetros regulatórios que visem estabelecer limites de emissões individuais aos equipamentos já em sua etapa de produção e no projeto de instalações elétricas de uma forma geral.

Adicionalmente ao estudo das questões concernentes aos supraharmônicos, este trabalho se propõe ao emprego da Transformada Wavelet com o propósito de extrair características de sinais contendo essa distorção harmônica de forma a caracterizar de forma eficiente o fenômeno.

Historicamente, a Transformada de Fourier apresenta um maior destaque devido à sua ampla utilização no processamento digital de sinais. Entretanto, essa ferramenta apresenta a característica intrínseca da perda de informações no domínio do tempo após o seu cálculo. Devido a isso, a Transformada de Fourier é capaz de fornecer as componentes de frequência presentes no sinal, mas não é capaz de informar o instante de tempo em que tais componentes ocorrem. Para sinais estacionários, cujo comportamento se mantém constante para todo instante de tempo, tal característica não se constitui em uma desvantagem significativa. Entretanto, na análise de sinais não-estacionários, que apresentam variações significativas em seu comportamento ao longo do tempo, essa particularidade torna a Transformada de Fourier não mais adequada para a sua caracterização.

A Transformada Wavelet foi desenvolvida como uma ferramenta capaz de realizar a análise em ambos os domínios do tempo e da frequência, o que a torna uma ferramenta conveniente para a análise de sinais não-estacionários pois apresenta a capacidade de, além de identificar as faixas de frequência presentes no sinal, também identificar os instantes em que tais frequências ocorrem.

Apesar de os harmônicos serem sinais essencialmente estacionários, dado que a distorção na forma de onda pode ser observada periodicamente, quando se trata de supraharmônicos, a Transformada Wavelet torna-se interessante devido ao fato de que essa distorção contém sinais com frequências que também podem ser observadas naqueles sinais que apresentam ruído elétrico, uma distorção essencialmente não-estacionária. Com isso, o emprego da Transformada Wavelet se justifica na caracterização dos supraharmônicos devido à sua capacidade de captar a característica da periodicidade presente na distorção em alta frequência contida no sinal.

Adicionalmente, a característica de análise nos domínios do tempo e frequência, proporcionada pela Transformada Wavelet, é capaz de detectar variações na amplitude da distorção harmônica ao longo do tempo, resultante de possíveis variações da fonte de alimentação ou da emissão do próprio equipamento, tornando

possível, desta forma uma melhor compreensão das características operacionais do equipamento quanto à distorção emitida.

1.2. MOTIVAÇÃO

Sucessivas queimas de equipamentos em uma instalação comercial do setor bancário em Belém motivaram, inicialmente, uma campanha de medição com o intuito de avaliar a qualidade da energia na instalação na busca de possíveis causas que justificassem as avarias reportadas.

As medições de corrente realizadas na sala do *Data Center* da instalação, na saída do nobreak, revelaram a ocorrência de sinais de corrente com aspecto aproximadamente senoidal, indicando que as componentes harmônicas de baixa ordem não estavam presentes de forma significativa. Entretanto, as formas de onda medidas eram compostas por pequenas distorções em amplitude, porém em altas frequências, observadas periodicamente por todo o sinal, lhe conferindo um aspecto serrilhado, como pode ser visto na figura 1.1.

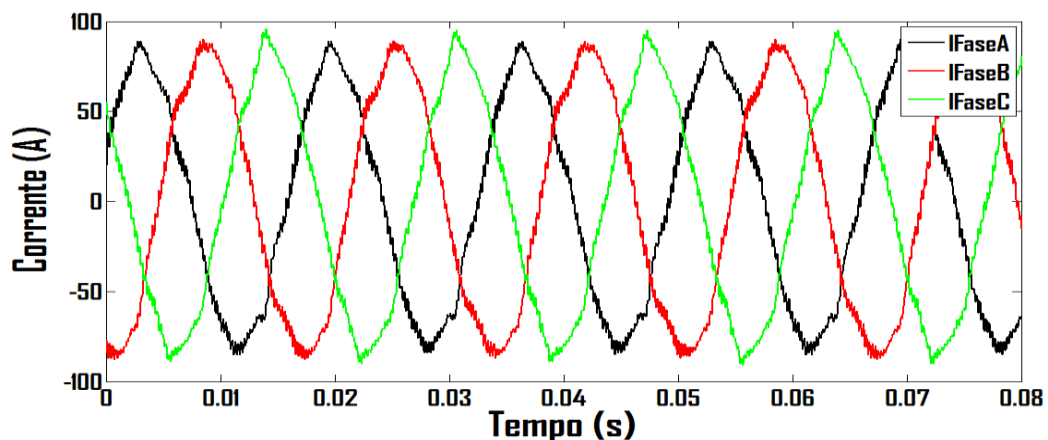


Figura 1. 1: corrente medida na saída do nobreak na sala de *Data Center*.

A figura 1.2 apresenta o espectro de frequência, na faixa de 2 kHz a 10 kHz, das correntes medidas nas três fases, com a amplitude das componentes harmônicas plotadas em função da amplitude da componente fundamental. Pode ser observado que as componentes mais significativas se encontram nas faixas de 3,5 kHz a 4,5 kHz e 7,5 kHz a 8 kHz.

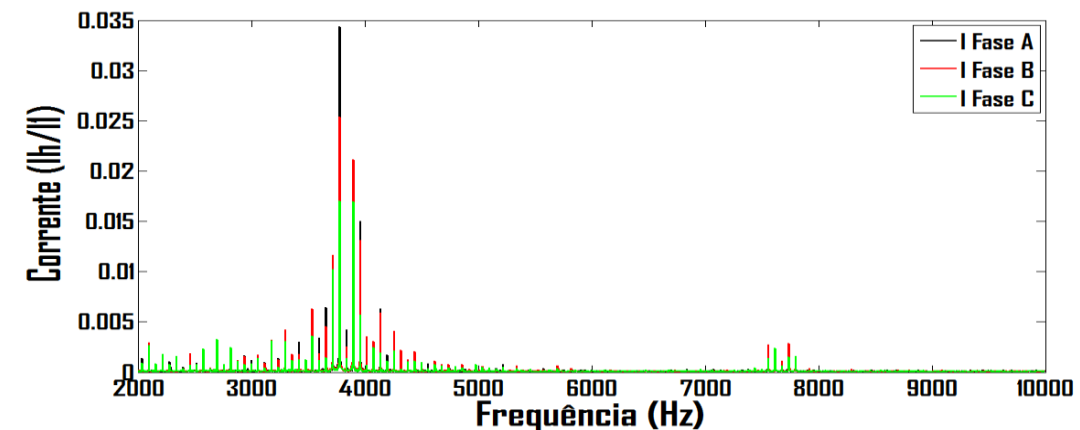


Figura 1. 2: espectro de frequências da corrente medida.

A campanha de medição reportada motivou, então, a necessidade de uma maior compreensão do fenômeno observado, mediante o estudo de sua origem, sua caracterização e os possíveis impactos que o mesmo pode causar nos equipamentos e na rede elétrica.

A posterior participação do grupo de estudos do Centro de Excelência em Eficiência Energética da Amazônia (CEAMAZON) em congressos nacionais e internacionais evidenciou que a comunidade científica tem cada vez mais se voltado ao estudo dos supra-harmônicos devido, principalmente, à proliferação cada vez maior de equipamentos capazes de emitir as distorções em altas frequências.

Apesar dos esforços empenhados na compreensão do fenômeno, diversas questões ainda precisam ser melhor avaliadas como a propagação em direção à rede elétrica, interação entre os equipamentos e, principalmente, os impactos resultantes no equipamento submetido à essa distorção e a definição de parâmetros regulatórios.

Portanto, o presente trabalho se propõe a contribuir com algumas destas questões, principalmente no que diz respeito às características da emissão, propagação para a rede e interação entre os equipamentos.

1.3. OBJETIVOS DO TRABALHO

1.3.1. Objetivo Geral

Analisar a emissão, propagação e interação de componentes harmônicas na faixa de 2 a 150 kHz entre equipamentos eletrônicos e a rede elétrica, utilizando técnicas de processamento digital de sinais.

1.3.2. Objetivos Específicos

- Analisar as emissões individuais de supra-harmônicos em inversores de frequência, lâmpadas LED, e fonte CA trifásica.
- Analisar a interação entre a distorção emitida pelos equipamentos entre si e entre os equipamentos e a rede elétrica.
- Realizar a caracterização da distorção observada por meio da estimação dos níveis de amplitude e das ordens das frequências contidas nos sinais.

1.4. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Embora apenas no ano de 2013 tenha ocorrido a definição do termo “supra-harmônicos” para designar as componentes de frequência entre 2 e 150 kHz (McEachern, 2013), o estudo das componentes harmônicas em alta frequência é datado desde o início dos anos 2000, quando se intensificou a utilização de aparelhos eletrônicos que empregam altas frequências de chaveamento e, conseqüentemente, os harmônicos em alta frequência puderam ser observados.

Desde então o estudo dos supra-harmônicos avançou no sentido da implementação de esquemas de medição, simulações computacionais e a busca pela avaliação dos impactos nos equipamentos e na rede elétrica. Outro aspecto bastante discutido na literatura diz respeito à escassez de normas que regulamentem as emissões nessa faixa de frequência. No entanto, é razoável que tal escassez se deva, sobretudo, à necessidade de uma maior compreensão dos questionamentos referentes a esse campo de estudo.

No ano de 2002, após sucessivas observações do fenômeno do *zero-crossing distortion* em equipamentos eletrônicos que realizam compensação reativa (APFC – *Active Power Factor Correction*), buscou-se, por meio de simulações computacionais e experimentos, compreender as causas relacionadas ao referido distúrbio que resulta na emissão de supra-harmônicos (Sun, 2002). Embora ainda não seja verificado na literatura um termo em língua portuguesa para designar o fenômeno, o *zero-crossing distortion* denomina uma distorção na forma de onda após a passagem da corrente pelo zero de referência em um sinal senoidal. Verificou-se então que tal fenômeno está relacionado a duas causas distintas: a primeira diz respeito ao defasamento entre a corrente e a tensão de entrada no conversor *boost* de um circuito APFC, ao passo que a segunda ocorre devido à insuficiência de amortecimento do referido conversor.

No ano de 2003, foram realizadas medições com vista a avaliar a qualidade da energia no sistema de transmissão em corrente contínua *Eagle Pass*, estado do Texas, Estados Unidos da América (Paulsson, 2003). Tais medições foram motivadas pelas constantes degradações das terminações dos cabos de 24 kV. Foram observadas então componentes harmônicas de ordem elevada, sobretudo nas frequências de 1.26 kHz e 12.4 kHz originadas no sistema de transmissão baseado em conversores eletrônicos.

Em 2005, foi conduzido um estudo baseado em simulações no *software Electromagnetic Transient Program* e em medições que mostraram a ocorrência de ressonâncias em série e paralela quando um conversor eletrônico possa vir a ser conectado à rede elétrica (Temma et al., 2005). No mesmo estudo, os autores propuseram, como uma medida paliativa desse fenômeno, a mudança do comprimento do cabo com o qual o conversor era conectado à rede no intuito de mover o ponto de ressonância para uma componente harmônica de menor amplitude.

No mesmo ano, outro trabalho apresentou um estudo das possíveis causas das componentes harmônicas de alta frequência constantemente observadas em medições realizadas em conversores eletrônicos (Unger et al., 2005), nas quais foram destacadas a influência das técnicas de chaveamento baseadas em Modulação por Largura de Pulso (*Pulse Width Modulation - PWM*) e a insuficiência de amortecimento de sistemas com componentes eletrônicos, associada às ações de chaveamento dos mesmos. O referido amortecimento está associado às oscilações na frequência natural em circuitos que dispõem de componentes eletrônicos quando da ocorrência de curto circuitos entre duas fases do mesmo conversor. O amortecimento das oscilações está diretamente ligado à capacitância e à indutância da fonte de alimentação. Como medida mitigatória, foi proposto o emprego de filtros L-C-L e EMC (*Electromagnetic Compatibility*) associados de modo a atenuar a propagação do distúrbio para a rede.

Ainda em 2005, medições realizadas na saída em corrente alternada de inversores empregados em sistemas fotovoltaicos mostraram a presença do fenômeno do *zero-crossing distortion* (Kotsopoulos et al., 2005), que resultava em ressonâncias entre a impedância da rede e o filtro capacitivo do inversor.

No ano de 2006, medições mostraram a contribuição de lâmpadas fluorescentes na emissão de supra-harmônicos (Larsson et al., 2006; Larsson et al., 2006). Ao passo que os circuitos APFC presentes nos reatores eletrônicos garantiram

uma diminuição da distorção abaixo de 2 kHz, a distorção na faixa de 2-150 kHz foi incrementada. Somada à contribuição na emissão de supra-harmônicos das lâmpadas fluorescentes com reatores eletrônicos, foi apresentada em (Lundmark et al., 2006) a contribuição de *nobreaks* dotados de SMPS (*Switch Mode Power Supply*).

Em 2007, um estudo conduzido baseado em medições de turbinas eólicas mostrou a contribuição de tais topologias de geração na emissão de supra-harmônicos (Tentzerakis et al., 2007). Apesar de que, nesses casos, o espectro harmônico predominante esteja abaixo de 2 kHz, há uma considerável contribuição na emissão acima dessa faixa de frequência.

Em 2008, um estudo foi realizado no sentido de verificar a propagação dos supra-harmônicos na faixa de frequências entre 9-95 kHz em uma instalação doméstica (Rönnerberg et al., 2008). Para isso, foi implementado um modelo de instalação doméstica em ambiente laboratorial contendo equipamentos típicos de uma cozinha, uma bomba de calor, um aparelho televisão e lâmpadas fluorescentes. As medições das correntes mostraram que as distorções foram mais significativas nos terminais dos equipamentos do que no Ponto de Acoplamento Comum (PAC).

Em 2009, um novo estudo abordou a interação entre os supra-harmônicos e os sinais que empregam PLC (*Power Line Communication*) (Rönnerberg et al., 2009b). Na faixa em que opera o PLC, entre 9-95 kHz, as impedâncias dos terminais dos equipamentos apresentam um valor reduzido, resultando no fluxo de corrente do PLC nos dispositivos eletrônicos. Os autores concluíram então que, devido a essa característica, os efeitos dessa interação deveriam ser melhor avaliados.

Em 2010, foi apresentada uma metodologia para a redução da distorção harmônica em baixas e altas frequências baseada no emprego da modulação delta-sigma ($\Sigma\Delta M$) em inversores PWM (Cho, 2010). Os resultados das simulações mostraram uma redução significativa tanto na distorção em baixas quanto nas altas frequências.

Ainda em 2010, foram conduzidas medições laboratoriais de equipamentos domésticos em conjunto com lâmpadas LED (*Light Emitting Diode*) e CFL (*Compact Fluorescent Lamp*) com o objetivo de observar a emissão de harmônicos até a faixa de 9 kHz (Rönnerberg et al., 2010). As medições mostraram que, na faixa entre 2 e 9 kHz, a distorção ocorre em maior intensidade quando os aparelhos de uso na cozinha (fogão de indução e lavador de pratos) estavam em operação. Com relação à iluminação, a troca das lâmpadas incandescentes por lâmpadas LED e CFL

resultaram em incremento na emissão, embora tal aumento não tenha sido significativo.

No mesmo ano, um estudo foi conduzido a partir da implementação, em ambiente laboratorial, de uma instalação contendo 48 lâmpadas fluorescentes, acionadas por reatores eletrônicos de alta frequência, dispostas em 12 circuitos, cada um contendo 4 lâmpadas (Larsson, 2010a). As medições mostraram as diferenças de propagação entre a distorção proveniente do “zero-crossing distortion” e a distorção proveniente da frequência de chaveamento, concluindo que a primeira apresenta uma propagação no sentido da soma das componentes harmônicas no PAC, ao passo que a segunda apresenta uma característica da soma dos sinais nos terminais dos equipamentos.

Em 2011, foi proposto um modelo matemático simples com o objetivo de explicar a propagação de correntes de altas frequências entre os equipamentos e entre os equipamentos e a rede (Rönnerberg et al., 2011b). As simulações puderam comprovar a característica de propagação dos supraharmônicos de apresentar um aumento da distorção nos terminais dos equipamentos, ao passo que a distorção na rede é reduzida.

Ainda em 2011, foi conduzida uma investigação com o objetivo de verificar a interação entre os sistemas de comunicação PLC e as emissões de supraharmônicos (Rönnerberg et al., 2011a). Foi observado, por meio de medições, que os supraharmônicos emitidos pelos equipamentos podem provocar perda de informação do sinal além erros de transmissão.

Em 2012, foi conduzido um estudo com o objetivo de investigar a emissão e propagação de supraharmônicos em uma rede elétrica industrial contendo uma grande quantidade de inversores de frequência (Frey et al., 2012). Além da verificação das características de emissão e propagação dos supraharmônicos, o trabalho ressaltou a necessidade de se realizar um dimensionamento mais acurado dos filtros EMC dos equipamentos submetidos a um ambiente com distorção em altas frequências.

Em 2013, foi conduzido um estudo com o objetivo de verificar os impactos dos supraharmônicos no sobreaquecimento de equipamentos submetidos a tensões com esta distorção (Meyer et al., 2013). Foram então tomados dois tipos diferentes de lâmpadas fluorescentes compactas, uma com circuito APFC e outra sem circuito APFC e uma lâmpada LED, sendo posteriormente submetidas a uma tensão com

distorção de tensão em alta frequência. Os resultados mostraram que a temperatura das lâmpadas, quando submetidas a uma tensão distorcida em alta frequência, foi ligeiramente superior em relação à temperatura apresentada quando as mesmas lâmpadas operam em uma condição operacional sob tensão senoidal.

Em 2014, foi realizado um estudo em uma instalação elétrica residencial com o objetivo de verificar a característica de propagação dos supraharmônicos emitidos pelo carregador de um veículo elétrico quando o mesmo está conectado na mesma fase de um aparelho televisor, um laptop e uma lâmpada LED (Castro et al., 2014). Para isso, a corrente foi medida simultaneamente no terminal do veículo elétrico e nos terminais dos demais dispositivos. As medições constataram que a distorção emitida pelo veículo elétrico também pode ser observada nos terminais dos demais dispositivos.

Em 2015, foi proposto um filtro passa-alta, a ser empregado na medição de supraharmônicos, para a atenuação das componentes abaixo de 2 kHz, de modo a melhorar a acurácia das medições (Klatt et al., 2015). A implementação analógica do filtro proposto apresentou resultados satisfatórios apenas para sinais acima de 10 kHz, o que levou os autores a sugerirem o emprego da implementação digital do filtro.

No mesmo ano, foi conduzida uma investigação com o objetivo de verificar a sensibilidade de medidores inteligentes que usam bobina de Rogowski a sinais de alta frequência na faixa de 2-150 kHz (Jiang et al., 2015). Tal investigação foi motivada pelas medições incorretas quando supraharmônicos estão presentes na instalação. Por meio de medições e simulações, os autores concluíram que, provavelmente, uma faixa dinâmica insuficiente do medidor pode contribuir para os erros de medição quando o mesmo realiza medições de sinais com supraharmônicos.

Ainda em 2015, um estudo objetivou investigar como o emprego dos conversores multiníveis pode contribuir para a redução da emissão de supraharmônicos (Munoz et al., 2015). Medições mostraram que a distorção na faixa 2-150 kHz se apresentou menor no conversor de cinco níveis do que no conversor de dois níveis, quando comparados entre si.

Em 2016, um estudo foi conduzido com o objetivo de caracterizar as emissões de supraharmônicos proveniente de painéis solares fotovoltaicos (Klatt et al., 2016). As medições em ambiente laboratorial mostraram que as emissões são influenciadas pelo nível de tensão DC no inversor, o nível da componente fundamental, a distorção de tensão no ponto de conexão e a potência de saída do inversor.

Ainda em 2016, um estudo baseado em medições e simulações objetivou uma investigação mais profunda da característica de propagação dos supraharmônicos em redes de distribuição (Torquato et al., 2016). Os autores observaram que os supraharmônicos são fortemente atenuados quando se propagam da fonte emissora em direção ao sistema de distribuição primário devido a quedas de tensão na impedância dos cabos elétricos e do transformador de distribuição. Outro fator que contribui significativamente para a limitação da propagação dos supraharmônicos são os filtros na entrada dos dispositivos conectados à rede, apesar de os mesmos também provocarem o efeito adverso de uma atenuação nos sinais dos sistemas PLC.

Em 2017, uma série de simulações foram realizadas com o objetivo de avaliar a emissão e propagação de supraharmônicos provenientes de uma lâmpada fluorescente compacta (Martínez, 2017). Foi observado que a emissão de supraharmônicos está fortemente ligada à frequência de chaveamento do inversor, ao filtro EMC na saída do reator eletrônico e ao filtro no lado DC do inversor.

Uma nova proposta de redução das emissões de supraharmônicos foi apresentada em 2017 (Castro et al., 2017). Neste trabalho, os autores empregaram uma técnica de chaveamento PWM randômico, obtendo resultados significativos na redução das emissões na frequência de chaveamento de até 90% em relação à técnica de chaveamento PWM convencional.

Com base nos trabalhos mencionados, o presente trabalho se propõe a um estudo detalhado da emissão e propagação de supraharmônicos por lâmpadas LED, inversores de frequência e uma fonte CA trifásica, além da interação dos equipamentos na faixa entre 2 kHz e 100 kHz. Vale ressaltar que a análise foi restringida nessa faixa de frequência devido às limitações técnicas do equipamento analisador de QEE utilizado nas medições. Por meio das ferramentas utilizadas, a Transformada de Fourier e a Transformada Wavelet, será possível avaliar os níveis de emissões e os níveis de supraharmônicos detectados em diferentes pontos de medição em uma mesma bancada de medição, bem como avaliar a distorção proveniente da rede elétrica, caracterizada como uma emissão secundária.

1.5. ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Nesta dissertação, o “CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO”, se propôs a introduzir o objeto de estudo do trabalho, os supraharmônicos, de modo a realizar a apresentação do problema e justificar os fundamentos que levaram à realização deste trabalho. Foi

apresentada, ainda, uma breve revisão bibliográfica, em ordem cronológica, que objetivou destacar as contribuições mais significativas no referido campo de estudo.

Em seguida, o “CAPÍTULO 2 – SUPRAHARMÔNICOS”, irá apresentar a definição dos supraharmônicos e abordar os aspectos relacionados às suas origens, característica de propagação, técnicas e equipamentos empregados na medição, os impactos na rede elétrica e nos equipamentos, algumas normas regulatórias que abrangem a faixa de frequência em estudo além de propostas presentes na literatura que visam mitigar os seus efeitos.

O “CAPÍTULO 3 – TRANSFORMADA WAVELET” irá abordar as principais ferramentas matemáticas empregadas na análise dos fenômenos de qualidade de energia, a Transformada de Fourier, a Transformada de Fourier de Tempo Curto e a Transformada Wavelet. Será dado um destaque maior para a Transformada Wavelet pois a mesma foi a ferramenta de análise empregada na caracterização dos supraharmônicos devido às informações que podem ser obtidas por meio da sua aplicação em relação à Transformada de Fourier e à Transformada de Fourier de Tempo Curto.

Adiante, o “CAPÍTULO 4 – MEDIÇÕES E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS”, irá apresentar as medições de supraharmônicos realizadas em ambiente laboratorial e mostrar as potencialidades da Transformada Wavelet para a caracterização de harmônicos nessa faixa de frequências.

Por fim, a dissertação se encerra com o “CAPÍTULO 5 – CONCLUSÕES”, no qual serão apresentadas as conclusões obtidas mediante o a realização do levantamento bibliográfico, a metodologia empregada nas medições e as análises efetuadas.

CAPÍTULO 2 - SUPRAHARMÔNICOS

2.1. DEFINIÇÃO

A distorção harmônica em alta frequência foi observada desde o início da proliferação de equipamentos eletrônicos que realizam chaveamento ativo de seus componentes com a finalidade de realizar a conversão de grandezas elétricas. Entretanto, apenas no ano de 2013 foi definido o termo supraharmônicos para designar as componentes harmônicas de tensão e corrente cujas frequências estão situadas na faixa entre 2 kHz e 150 kHz.

Abaixo de 2 kHz, as normas nacionais e internacionais são bastante atuantes no sentido de definir limites de emissões individuais dos equipamentos e para a distorção presente em determinados pontos da rede entre as quais podem ser citadas o PRODIST (Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional) em seu Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica, a norma IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) std 519 e a norma IEC (*International Electrotechnical Commission*) 61000-3-2. Do mesmo modo, há uma vasta normatização cobrindo a faixa acima de 150 kHz, que engloba as frequências empregadas nos sistemas de comunicação.

Entretanto, há ainda uma escassez normativa para a faixa entre 2 e 150 kHz. Tal carência se justifica pelo recente interesse na área dos supraharmônicos e das diversas questões a serem levantadas e respondidas como as emissões individuais dos equipamentos, característica de propagação e os impactos nos equipamentos e na rede elétrica.

De um modo geral, a distorção harmônica em alta frequência pode ser observada por meio de dois aspectos relacionados à forma de onda proveniente de um conversor eletrônico: o primeiro diz respeito aos harmônicos múltiplos da frequência de chaveamento e o segundo diz respeito ao *zero-crossing distortion*.

A figura 2.1a apresenta uma forma de onda de corrente distorcida obtida por meio da medição de um reator eletrônico de uma lâmpada de descarga. Podem ser observados dois tipos de distorção: o primeiro consiste em pequenas oscilações de alta frequência presentes em todo o sinal, resultantes da frequência de chaveamento empregada no conversor; o segundo consiste em oscilações amortecidas que surgem após cada passagem da corrente pelo *zero* de referência, denominado então *zero-crossing distortion*, normalmente observado em equipamentos eletrônicos que empregam circuitos APFC (Rönnerberg et al., 2015).

O espectro de frequência da forma de onda distorcida da figura 2.1a é mostrado na figura 2.1b, até frequência de 200 kHz. A partir da análise da figura 2.1b, pode-se concluir que a parte mais significativa do espectro se encontra entre 0 e 150 kHz, com os supraharmônicos contidos na faixa entre 2 e 150 kHz.

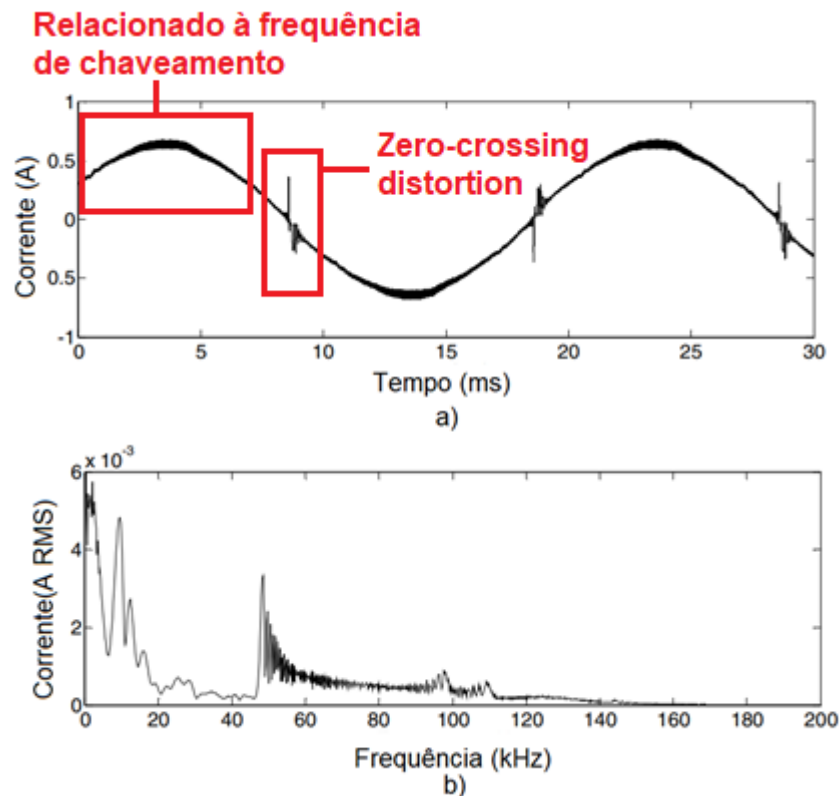


Figura 2. 1: a) forma de onda distorcida em alta frequência proveniente de um reator eletrônico contendo a distorção proveniente da frequência de chaveamento e do *zero-crossing distortion*; b) espectro de frequência da corrente medida (Rönnberg et al., 2015).

Portanto, a crescente utilização de equipamentos eletrônicos que realizam chaveamento ativo e correção do fator de potência acrescentam uma nova faixa de frequência no campo de estudo da distorção harmônica, dado que as fontes convencionais de emissão de harmônicos, as quais incluem retificadores, equipamentos que empregam saturação magnética e arco voltaico, emitem harmônicos abaixo da faixa de 2 kHz.

2.2. ORIGEM

2.2.1. Modulação PWM

Relativamente ao processo de comutação de chaves empregadas em conversores eletrônicos, destacam-se dois tipos: a comutação natural e a comutação forçada.

A comutação natural é empregada em controladores de tensão CA, retificadores de fase controlada e cicloconversores e se constitui no desligamento automático da chave eletrônica quando uma tensão reversa aparece sobre ela. A comutação forçada, por sua vez, é aplicada em conversores CC-CC (*choppers*) e conversores CA (inversores) e é empregada quando a tensão de entrada é CC e a corrente direta na chave é forçada a zero através de um circuito adicional, chamado de circuito de comutação (Rashid, 1999).

Dadas as técnicas de comutação empregadas, o fator proeminente relacionado à emissão de supra-harmônicos diz respeito às técnicas de chaveamento forçado de conversores eletrônicos (Rönnberg et al., 2015). Para equipamentos de alta potência, podem ser encontradas frequências de chaveamento abaixo de 1 kHz. Entretanto, a maioria dos equipamentos empregam frequências de chaveamento na faixa entre 2 e 150 kHz.

Relativamente aos conversores eletrônicos disponíveis comercialmente, a principal técnica de chaveamento empregada consiste na modulação por largura de pulso (PWM) (Klat et al., 2016; Leroi, 2015; Schöttke et al., 2014; Klatt et al., 2013), que resulta na injeção de componentes harmônicas de alta frequência na rede.

A modulação PMW consiste na comparação de um sinal de referência (a imagem da tensão de saída buscada), com um sinal triangular simétrico (onda portadora), cuja frequência determina a frequência de chaveamento. Desse modo, como pode ser visto na figura 2.2, a largura do pulso de saída do modulador varia de acordo com a amplitude relativa da referência em comparação com a portadora (Pomilio, 2014).

Por meio da modulação PWM, a tensão de saída, aplicada à carga, é composta por uma sucessão de ondas retangulares de amplitude igual à tensão de entrada CC e duração variável.

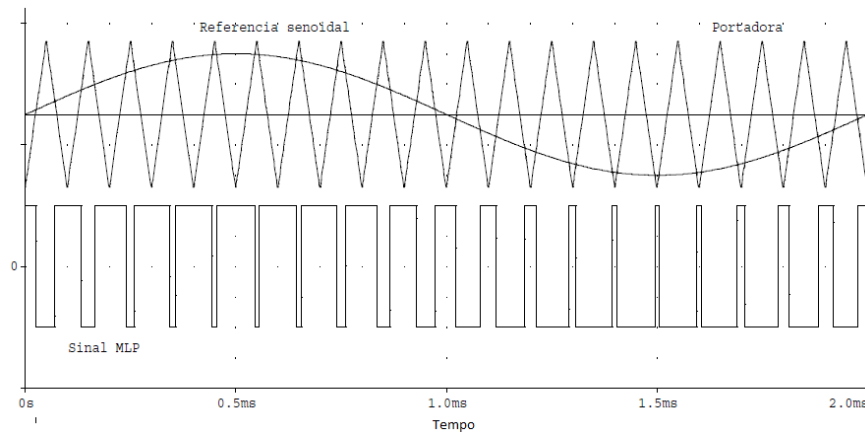


Figura 2. 2: sinal obtido por meio da modulação PWM de 2 níveis (Pomilio, 2014).

O conteúdo harmônico de tensão na saída do conversor é composto então pelo pico correspondente à frequência de chaveamento e seus múltiplos, além das componentes no seu entorno, conforme apresentado na figura 2.3 para um conversor com chaveamento bipolar.

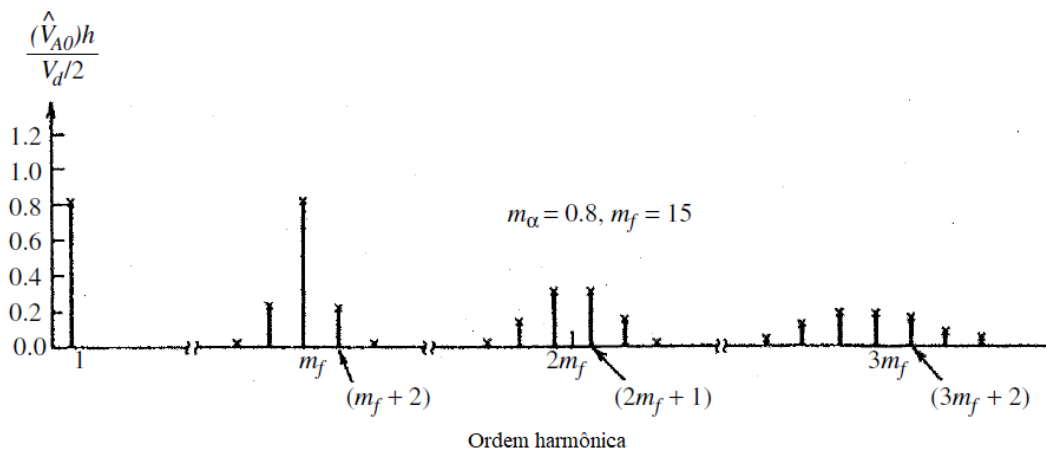


Figura 2. 3: espectro harmônico para um conversor com chaveamento bipolar (Arrilaga, 2003).

Com relação à modulação PWM, a emissão de componentes harmônicas está relacionada basicamente a dois fatores: o índice de modulação em frequência e o índice de modulação em amplitude, expressos em (2.1) e (2.2), respectivamente:

$$m_f = \frac{f_m}{f_p} \quad (2.1)$$

$$m_a = \frac{V_p}{V_m} \quad (2.2)$$

Em que:

m_f – Índice de modulação em frequência;

f_m – Frequência da onda moduladora;

f_p – Frequência da onda portadora (determina a frequência de chaveamento das chaves eletrônicas);

m_a – Índice de modulação em amplitude;

V_p – Amplitude da onda portadora;

V_m – Amplitude da onda moduladora.

V_{A0} – Amplitude da componente DC na tensão de saída;

V_d – Amplitude do pulso de chaveamento.

A tensão de saída do inversor com modulação PWM baseada em chaveamento bipolar contém harmônicos cujas frequências se situam em torno do índice de modulação em frequência e seus múltiplos (Arrilaga, 2003):

$$h = lm_f \pm k \quad (2.3)$$

Em que:

h - Ordem harmônica;

$k = 2, 4, 6\dots$ para $l = 1, 3, 5\dots$ e $k = 1, 3, 5\dots$ para $l = 2, 4, 6\dots$

Para um conversor eletrônico que emprega o chaveamento unipolar, o espectro harmônico é mostrado na figura 2.4.

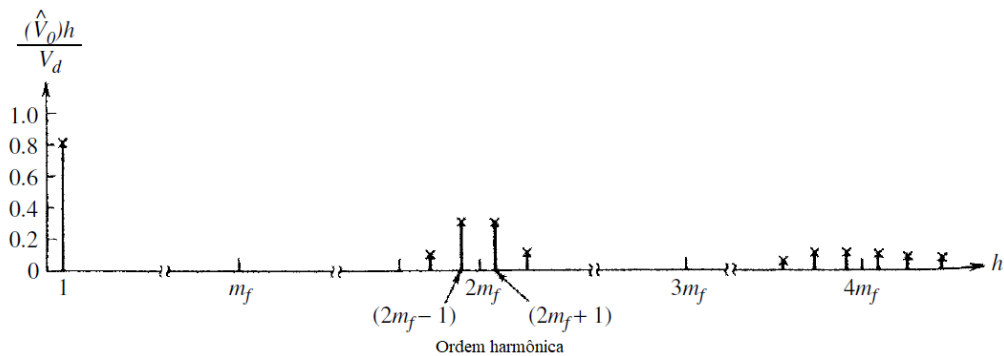


Figura 2. 4: espectro harmônico para um conversor com chaveamento unipolar (Arrilaga, 2003).

A partir da técnica de modulação PWM com chaveamento unipolar são obtidas as componentes harmônicas cujas ordens são dadas pela seguinte equação:

$$h = 2lm_f \pm k \quad (2.4)$$

Em que:

h - Ordem harmônica;

$k = 2, 4, 6\dots$ para $l = 1, 3, 5\dots$ e $k = 1, 3, 5\dots$ para $l = 2, 4, 6\dots$

A diferença entre a modulação PWM com chaveamento bipolar e unipolar consiste no fato de que, na segunda, cada braço do inversor possui um controle independente. Dessa forma, a tensão de saída com chaveamento bipolar apresenta apenas dois níveis de tensão (+Vcc e -Vcc) ao passo que a mesma tensão com chaveamento unipolar apresenta três níveis de tensão (+Vcc, 0 e -Vcc). A resultante dessa técnica de controle implica na duplicação da frequência de chaveamento e, conseqüentemente, na ordem dos harmônicos emitidos pelo inversor, como apresentado em (2.4) (Arrilaga, 2003; Feroldi, 2011).

O índice de modulação em amplitude (2.2), por sua vez, se relaciona com a tensão de saída em frequência fundamental do inversor conforme expresso na figura 2.5, na qual as regiões de operação do inversor são divididas em três áreas distintas: região linear, região de sobremodulação e região de onda quadrada.

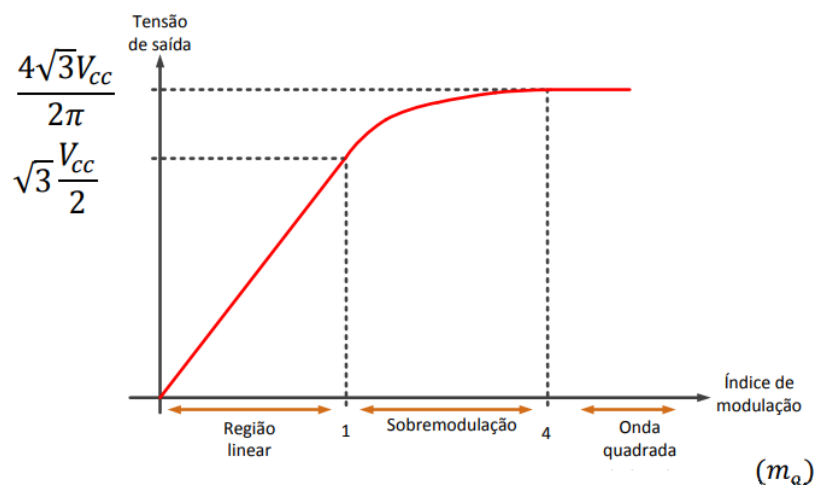


Figura 2. 5: regiões de operação do inversor (Reis, 2015).

Na primeira região de operação, caracterizada por uma relação linear entre o índice de modulação em amplitude e a tensão de saída e, portanto, denominada região linear, os harmônicos resultantes se concentram principalmente nas proximidades do índice de modulação em frequência e seus respectivos múltiplos, como evidenciado na figura 2.6b, que apresenta o espectro harmônico da tensão de saída mostrada na figura 2.6a.

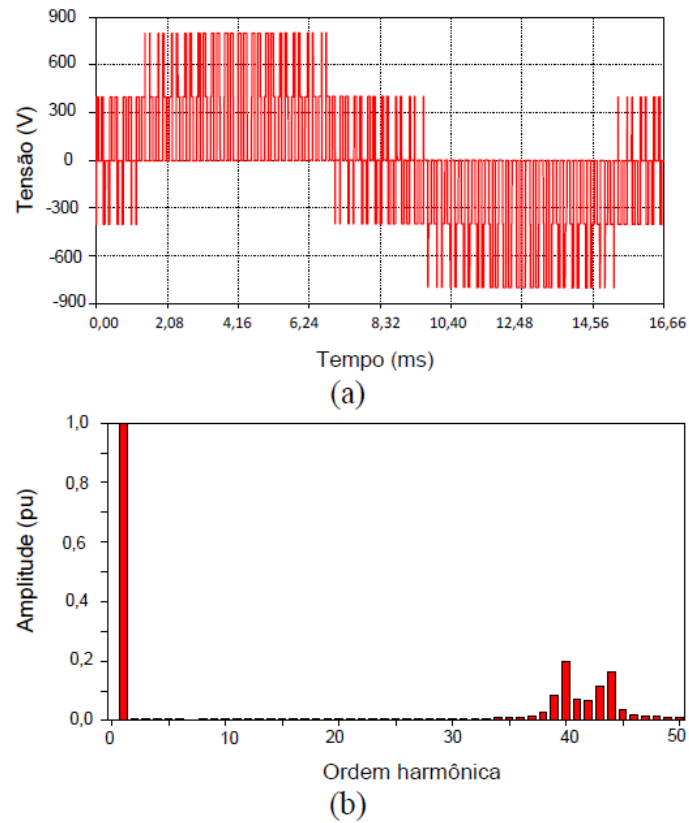
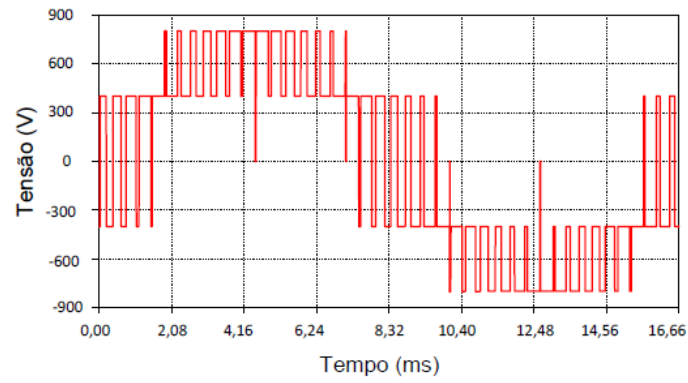
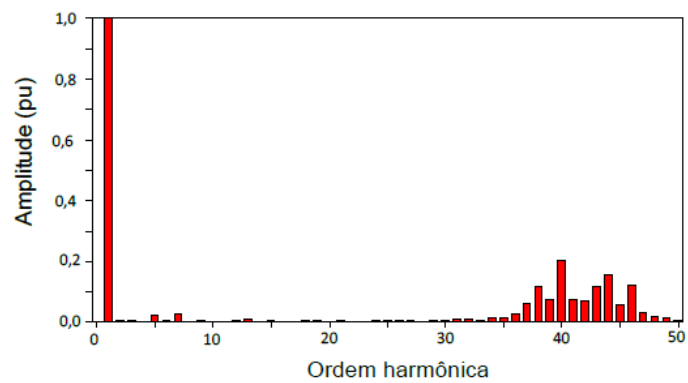


Figura 2. 6: a) tensão de saída do inversor e b) espectro harmônico para operação na região linear (Reis, 2015).

A operação na região de sobremodulação, apresentada na figura 2.7, é caracterizada por uma relação não-linear entre o índice de modulação em amplitude e a tensão de saída do inversor. A resultante dessa característica operacional é a emissão de harmônicos de baixa frequência na tensão de saída do inversor, além daqueles associados ao índice de modulação em frequência.



(a)



(b)

Figura 2. 7: a) tensão de saída do inversor e b) espectro harmônico para operação na região de sobremodulação (Reis, 2015).

Por fim, na região de operação em onda quadrada ou região de saturação, embora ainda estejam presentes as componentes múltiplas do índice de modulação em frequência, há a predominância de componentes de baixa ordem, conforme apresentado na figura 2.8.

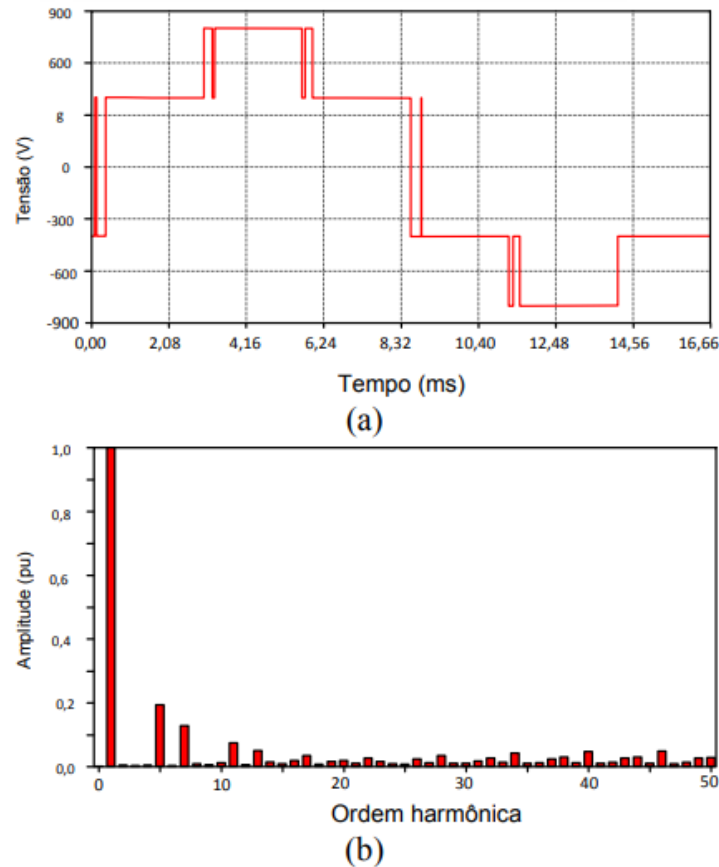


Figura 2. 8: a) tensão de saída do inversor e b) espectro harmônico para operação na região de saturação ou com onda quadrada (Reis, 2015).

A modulação PWM, portanto, contribui de forma significativa para a emissão de componentes harmônicas de alta frequência na rede. Associada a esta constatação, a crescente utilização de conversores eletrônicos que empregam esta técnica de chaveamento torna necessária a realização de uma análise criteriosa na busca de aferir a contribuição dos equipamentos nas emissões, além de avaliar os impactos na rede e nos equipamentos a ela conectados.

2.2.2. Zero-crossing distortion

O segundo fator a ser citado, que contribui para a emissão de supraharmônicos, consiste no *zero-crossing distortion*, associado principalmente aos circuitos que realizam compensação reativa. Tais circuitos são constantemente empregados para que os equipamentos atendam às normas vigentes que regem os limites para a distorção harmônica de baixa ordem.

Considerando que as normas reguladoras, atualmente, estipulam limites de emissões para frequências abaixo de 2 kHz, as fabricantes, no intuito de atender a tais

normas, empregam em seus dispositivos circuitos APFC, que reduzem as emissões do equipamento nas baixas frequências. Entretanto, o emprego de tais circuitos, contribui para a emissão de harmônicos nas frequências acima de 2 kHz. Desse modo, apesar de, aparentemente, o problema da emissão de harmônicos tenha sido solucionado na fabricação do equipamento, em verdade uma nova distorção foi inserida na rede devido à operação do mesmo (Busatto et al., 2016).

Embora, evidentemente, a amplitude da distorção gerada em alta frequência seja naturalmente inferior aos harmônicos de baixa frequência compensados por meio do circuito APFC, ainda assim se faz necessário avaliar os efeitos dessa distorção inserida devido à operação do equipamento, considerando a ordem das componentes harmônicas em questão.

Os circuitos APFC são empregados, sobretudo, em aparelhos televisores (Rönnberg, 2013), carregadores de veículos elétricos (Wanick et al., 2017; Meyer et al., 2016; Schöttke et al., 2014), *nobreaks* empregados em computadores (Klatt et al., 2014; Lundmark et al., 2007), lâmpadas LED e reatores eletrônicos de lâmpadas fluorescentes (Larsson, 2012; Larsson et al., 2010b; Larsson et al., 2009).

Relativamente à contribuição dos circuitos APFC para a emissão do *zero-crossing distortion*, podem ser citadas duas causas distintas:

A primeira diz respeito ao defasamento entre a corrente (i_{in}) e a tensão (v_{in}) de entrada do conversor *boost* de um circuito APFC (figura 2.9), causado pela malha de controle da corrente média na saída e pelo capacitor de entrada do conversor *boost*, o que resulta em uma falta de sincronismo entre a onda de corrente e os instantes de chaveamento dos diodos do retificador em ponte. Devido a isto, ocorre uma fixação da onda de corrente no zero, por um curto instante de tempo, após o qual a condução dos diodos é normalizada (Sun, 2004).

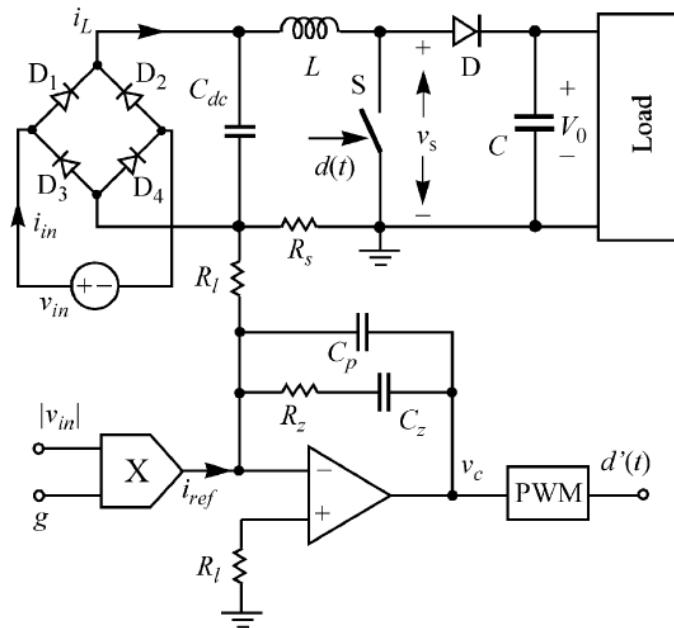


Figura 2. 9: circuito PFC monofásico com controle da corrente média de saída (Sun, 2004).

A segunda causa diz respeito à insuficiência de amortecimento do circuito do conversor *boost*, o que resulta em oscilações evidentes após o restabelecimento da condução nos diodos.

O efeito combinado dos dois fatores mencionados pode ser visto na figura 2.10, mediante distorções perceptíveis após cada passagem da corrente pelo zero, tanto nos instantes de subida quanto nos instantes de descida da onda de corrente.

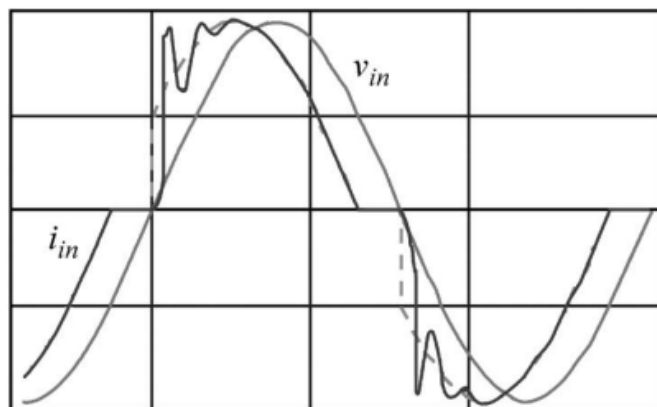


Figura 2. 10: *zero-crossing distortion* em um circuito PFC (Sun,2004).

O efeito do circuito APFC na contribuição para o *zero-crossing distortion* pode ser visto de forma bem evidente por meio da figura 2.11, a qual mostra o resultado de medições de duas lâmpadas LED distintas, com e sem o circuito APFC.

A parte superior da figura 2.11 mostra a distorção na forma de onda de corrente após cada passagem da tensão pelo zero de referência, além do serrilhamento na

forma de onda presente em todo o sinal. A parte inferior da figura 2.11, por sua vez, apresenta as formas de onda de tensão e corrente obtidas a partir de uma lâmpada LED sem o circuito PFC. Pode ser observado uma distorção bastante significativa na onda de corrente, o que indica a forte presença de componentes harmônicas de baixa ordem, ao passo que se apresenta ausente o serrilhamento do sinal, o que indica uma menor intensidade das componentes harmônicas de alta ordem.

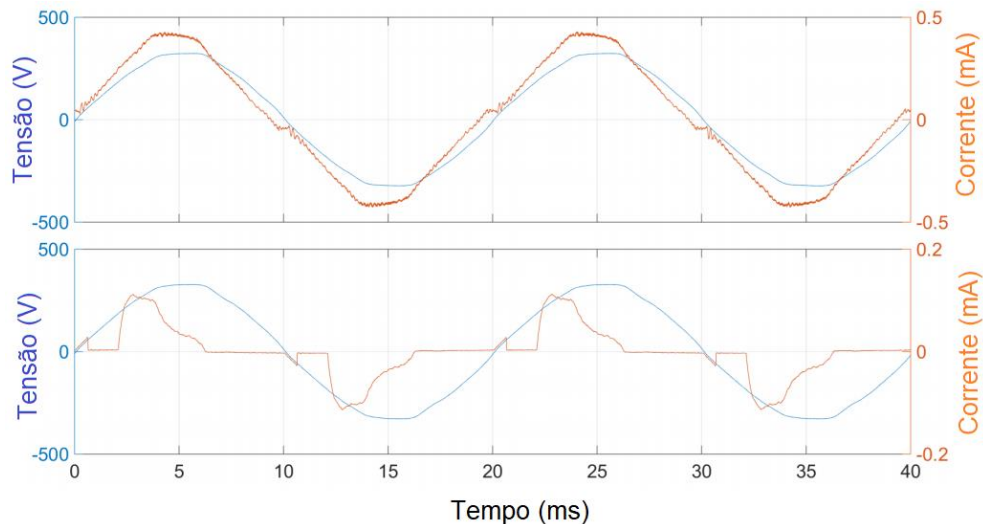


Figura 2. 11: formas de onda de tensão (azul) e corrente (laranja) para duas lâmpadas LED com (superior) e sem (inferior) o circuito PFC (Busatto et al., 2016).

2.3. PROPAGAÇÃO

A corrente harmônica resultante da alimentação de uma carga não-linear é caracterizada por possuir módulo e ângulo que variam em função de fatores como o valor da tensão aplicada na carga, nível de distorção harmônica da rede, impedância de curto-circuito, condições operacionais e a potência demandada pela carga. Dessa forma, a corrente harmônica de cargas agregadas em uma instalação representa a soma vetorial das correntes de todas as cargas a ela conectadas (Silva, 2015).

Diante de tal característica, os harmônicos de baixa ordem com mesmo ângulo de fase tendem a se somar vetorialmente no Ponto de Acoplamento Comum (PAC), o que resulta em uma maior distorção nesse ponto da rede, se comparado com os sinais medidos nos terminais dos equipamentos. Da mesma forma, pode haver cancelamento ou atenuação de ordens harmônicas com sequências de ângulos distintas (Nassif, 2009; Mansoor et al., 1995; Castro, 2010).

A característica mencionada anteriormente pode ser melhor observada por meio da figura 2.12, que mostra os resultados do espectro harmônico das correntes medidas no terminal de um veículo elétrico, no terminal de um aparelho televisão e no PAC, no qual os dois equipamentos foram conectados no mesmo instante de tempo. Foi considerada para análise apenas a faixa de frequências de 0 até 2 kHz, que compreende as componentes harmônicas de baixa ordem.

Conforme pode ser observado, a maioria das ordens harmônicas emitidas pelo veículo elétrico e pelo aparelho televisão se propagam do terminal dos respectivos equipamentos em direção ao Ponto de Acoplamento Comum, no qual são somadas, devido possuírem ângulos de fase semelhantes. Por meio da figura 2.12 fica evidente que a distorção no PAC é superior em relação à distorção nos terminais do veículo elétrico e do aparelho televisão, se caracterizando por ser uma soma vetorial das duas fontes de distorção acima mencionadas.

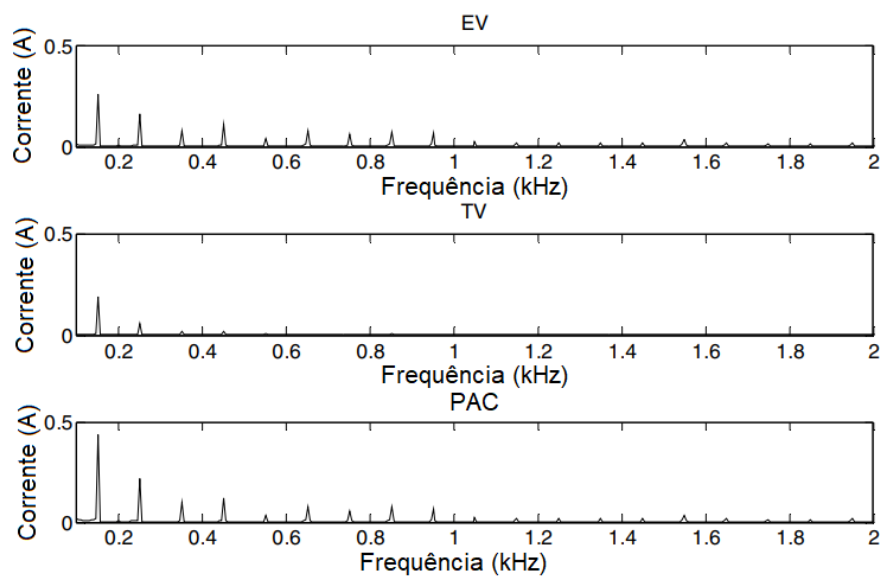


Figura 2. 12: espectro harmônico de corrente no terminal do veículo elétrico, no aparelho televisão e no PAC (Castro et al., 2014).

Dadas as características de propagação das componentes de baixa ordem, estudos mostraram que os supraharmônicos se comportam de uma maneira completamente diferente. Ao passo que os harmônicos de baixa ordem se propagam em direção à rede, se somando vetorialmente no PAC, os supraharmônicos apresentam a tendência de se propagarem entre os terminais dos equipamentos, com apenas uma pequena fração da distorção em alta frequência sendo observada na rede

(Rönnberg et al., 2011a; Rönnberg et al., 2011b; Larsson, 2011, Rönnberg et al., 2009a).

Para a abordagem das características relacionadas à propagação dos supra-harmônicos, se faz necessária a definição dos termos “emissão primária” e “emissão secundária”. A emissão primária é a parte da corrente distorcida injetada na rede pelo próprio equipamento em análise. Por outro lado, a emissão secundária é corrente distorcida proveniente de outros equipamentos conectados ao PAC, acrescida ainda da distorção proveniente da rede (Castro et al., 2014).

Estes conceitos podem ser melhor observados por meio da figura 2.13, que apresenta uma topologia genérica de um dispositivo conectado à rede, na qual se supõe que haja uma não-linearidade nas fontes e nas impedâncias da configuração como um todo. Nesse modelo, a emissão primária é representada pela emissão interna do dispositivo (I_1), que possui uma impedância interna (Z_1) e uma tensão terminal (U). A emissão secundária, por sua vez, é representada pela parcela E_2 , como uma distorção proveniente da rede, que apresenta uma impedância dada por Z_2 . A soma das emissões primária e secundária é dada, então, pela parcela I .

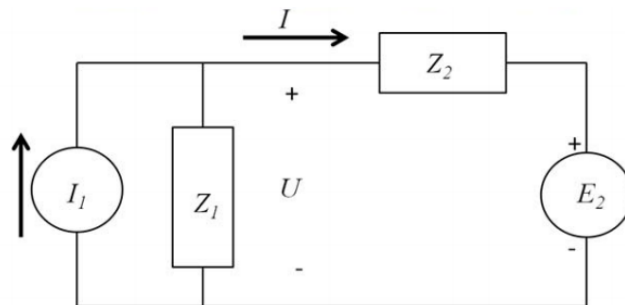


Figura 2. 13: emissão primária (I_1) e emissão secundária (Meyer et al., 2014).

Em uma rede de grande porte, como exemplificado na figura 2.14, o PAC é representado pelo lado secundário do transformador, no qual estão conectadas três cargas (A, B e C).

A carga A emite uma distorção primária na cor vermelha que irá propagar-se até às cargas B e C como distorção secundária, além de uma parcela que irá se propagar em direção à rede. A carga B, por sua vez, emite uma distorção na cor preta que irá se propagar para as cargas A e C como emissão secundária, além de uma parcela que irá se propagar em direção à rede. As mesmas considerações podem ser estendidas

para a carga C em relação à sua contribuição para as emissões de distorção harmônica.

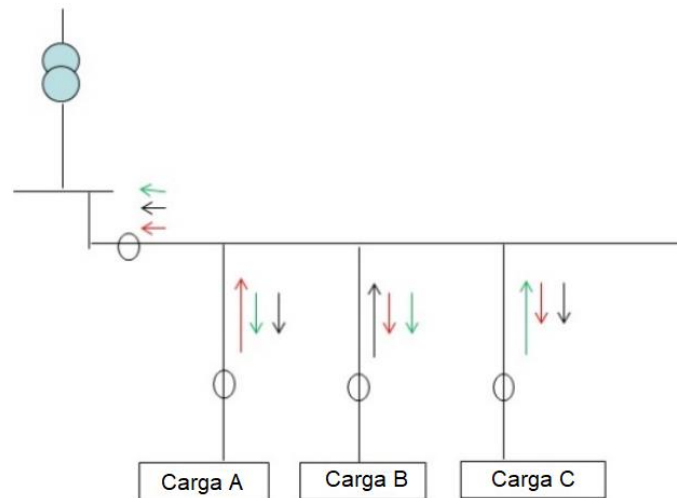


Figura 2. 14: propagação das correntes de alta frequência entre as cargas e entre as cargas e a rede (Castro et al., 2014).

Portanto, em instalações elétricas com a presença massiva de cargas que contribuem para a emissão de supra-harmônicos, as emissões secundárias tomam um papel significativo, dado a característica distinta em relação às componentes harmônicas de baixa ordem por se propagarem, sobretudo, em direção aos terminais dos equipamentos.

Da mesma conclusão pode-se também inferir que um ponto de análise da qualidade de energia que vise a aferição da distorção harmônica somente localizado no PAC não resultaria em um real valor da distorção presente na instalação, dado que, na presença de supra-harmônicos, a distorção mais significativa é observada nos terminais dos equipamentos, ao passo que, no PAC, a distorção detectada é menos significativa.

Entretanto essa característica de propagação não é observada de forma uniforme por todo o espectro supra-harmônico (2-150 kHz). Para frequências até por volta de 9 kHz, a propagação se dá de forma semelhante aos harmônicos de baixa ordem.

Essa constatação pode ser verificada por meio da figura 2.15 que mostra o espectro harmônico de corrente no terminal de um veículo elétrico, no terminal de um aparelho televisão e no PAC, no qual os dois equipamentos previamente mencionados foram conectados. As componentes de frequência de 0 até por volta de 9 kHz emitidas

pelo veículo elétrico se propagaram apenas em direção ao PAC, não sendo verificadas nos terminais do aparelho televisor. Entretanto, o espectro harmônico medido na faixa de 9 até 110 kHz mostra-se similar nos terminais do veículo elétrico e do aparelho televisor, indicando a interação das componentes harmônicas entre os dois equipamentos.

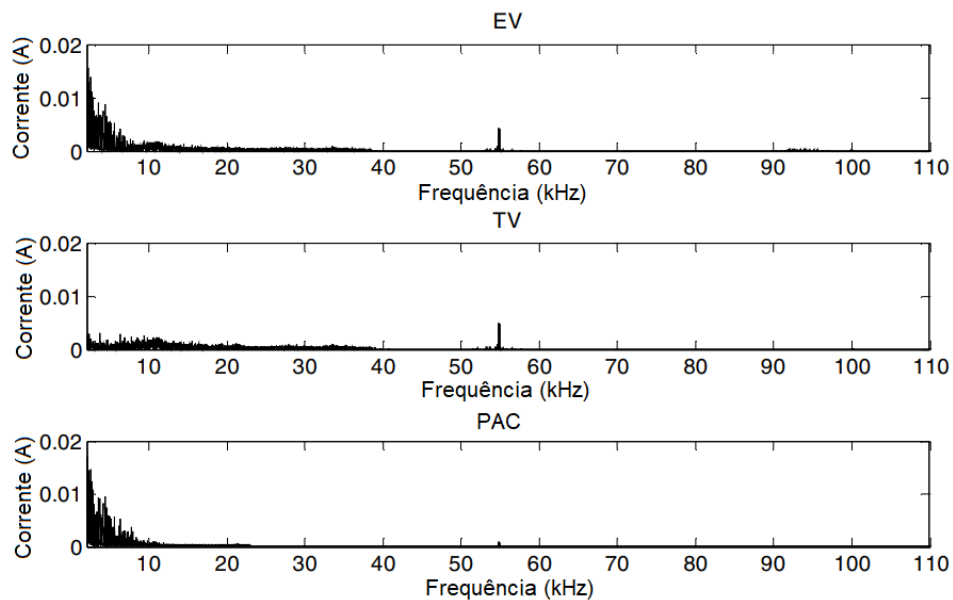


Figura 2. 15: espectro de frequência das correntes medidas nos terminais do veículo elétrico, do aparelho televisor e no PAC (Castro et al., 2014).

Ao passo que o espectro harmônico das medições dos dois equipamentos ligados conjuntamente ao PAC apresentou uma similaridade, os espectros individuais das medições do veículo elétrico (figura 2.16) e do aparelho televisor (figura 2.17) mostraram-se ligeiramente distintos entre si, o que comprova a interação das componentes harmônicas entre os dois equipamentos.

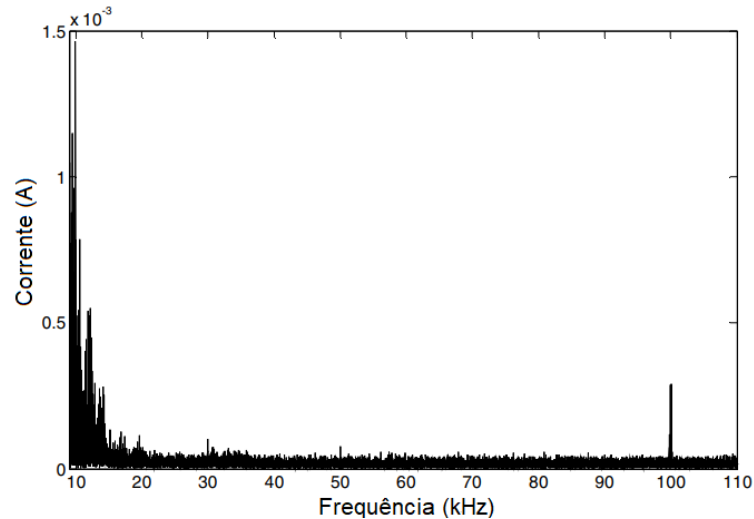


Figura 2. 16: espectro harmônico da corrente medida no veículo elétrico (Castro et al., 2014).

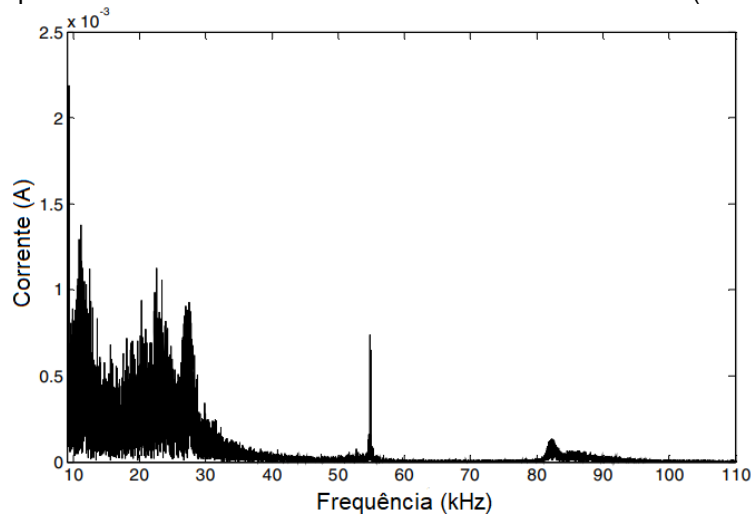


Figura 2. 17: espectro harmônico da corrente medida no aparelho televisor (Castro et al., 2014).

Medições mostraram que a faixa de 2 até 9 kHz se constituiu, principalmente, do *zero-crossing distortion*, apresentando uma característica de propagação semelhante àquela para harmônicos de baixa frequência, com a soma vetorial das componentes no PAC. No entanto, para os supraharmônicos provenientes da frequência de chaveamento, que apresentam ordem mais elevada que aqueles provenientes do *zero-crossing distortion*, foi observado que a corrente distorcida flui entre os equipamentos conectados ao PAC, apresentando um valor maior de distorção nos seus terminais (Larsson, 2010a; Rönnberg et al., 2015).

As razões para a propagação característica dos supraharmônicos ainda estão sob investigação. Entretanto, simulações e campanhas de medição indicaram que tal particularidade pode estar relacionada com os filtros EMC internos aos equipamentos (Rönnberg et al., 2015), que realizam a interface entre os dispositivos e a rede elétrica

e possuem a função de limitar a emissão em alta frequência do próprio equipamento, fornecendo um caminho de baixa impedância por meio de um capacitor *shunt* (Torquato et al., 2016).

A figura 2.18 apresenta uma topologia genérica de um filtro EMC (C1 e L1) realizando a interface entre um dispositivo com um circuito APFC e a rede elétrica.

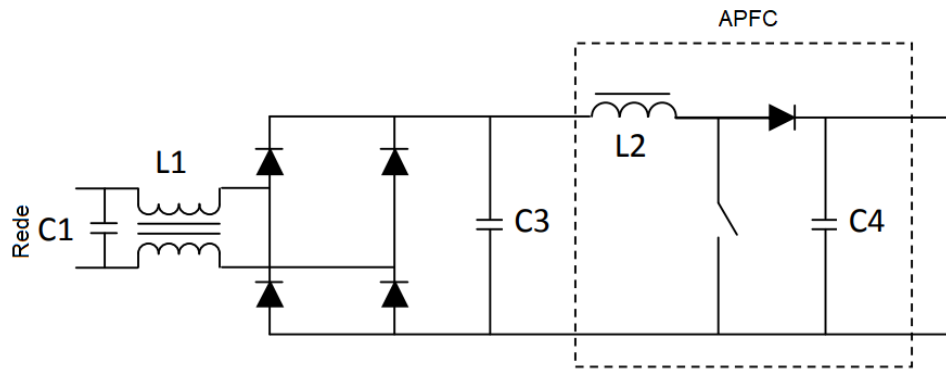


Figura 2. 18: filtro EMC (C1 e L1) realizando a interface entre um dispositivo com circuito APFC e a rede elétrica (Rönnberg et al., 2011b).

Além do efeito dos filtros EMC na interface dos equipamentos com a rede, outra razão para os baixos índices de propagação dos supraharmônicos em direção à rede está relacionada com quedas de tensão sucessivas nos cabos que ligam os equipamentos com a rede (Torquato et al., 2016).

A figura 2.19 apresenta um diagrama genérico de uma instalação residencial na qual estão conectados um equipamento que contribui para a emissão de supraharmônicos e outros dois equipamentos que não emitem harmônicos. A instalação elétrica residencial (Casa 1) está localizada em uma rede de distribuição mostrada na figura 2. 20. A mesma está conectada no PAC1.

Na figura 2.19: V_{app1} e Z_{app1} representam os parâmetros de um equipamento inserido na instalação que injeta uma componente harmônica cuja frequência corresponde a f_1 ; Z_{app2} e Z_{app3} representam os filtros EMC de outros equipamentos da mesma instalação que não emitem harmônicos; Z_{rede} representa a impedância equivalente da rede na frequência f_1 e, por fim, Z_{cabo} representa a impedância dos cabos residenciais entre os equipamentos e PAC1.

Na instalação apresentada na figura 2.19, há quedas de tensão significativas nos cabos elétricos residenciais que ligam os equipamentos ao PAC1. Nessa categoria de cabos elétricos, apesar de a resistência ser geralmente maior do que a

indutância, a reatância indutiva se torna significativa devido às frequências dos sinais que estão circulando pela instalação, que se situam entre 2 e 150 kHz.

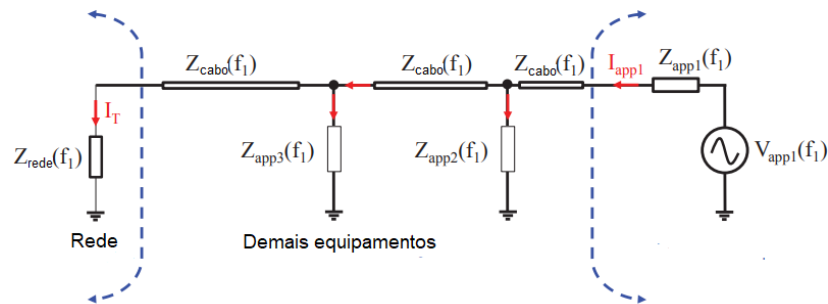


Figura 2. 19: ilustração da propagação de supra-harmônicos em uma residência (Torquato et al., 2016).

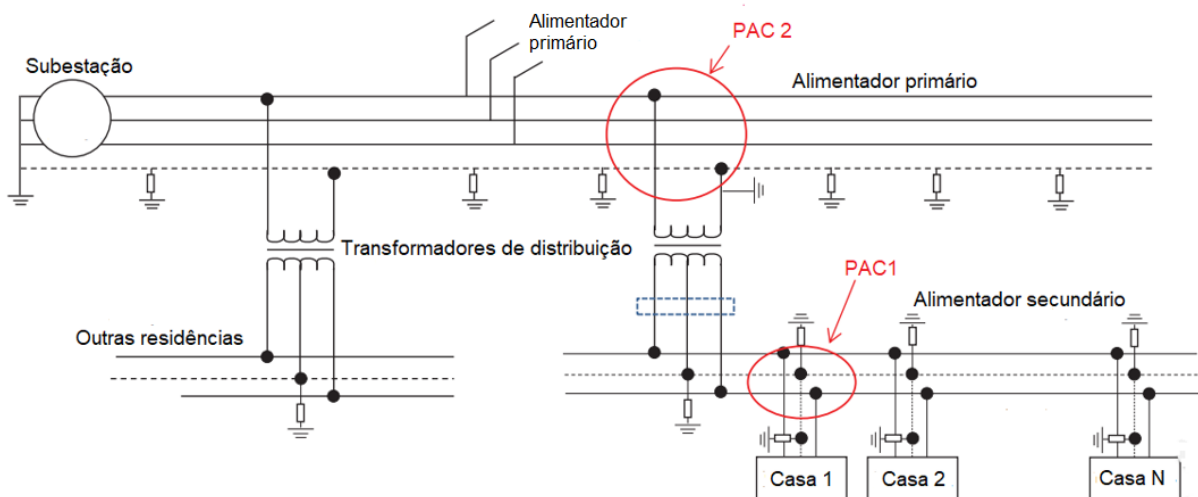


Figura 2. 20: rede de distribuição na qual a instalação residencial (Casa 1) está inserida (Torquato et al., 2016).

2.4. MEDIÇÃO

A acurácia, confiabilidade, reprodutibilidade e comparabilidade de medições de tensão e corrente na faixa de frequência que compreende os supra-harmônicos são pré-requisitos essenciais para o estabelecimento de parâmetros regulatórios que visem estabelecer limites de emissões individuais e níveis máximos de suportabilidade dos equipamentos na faixa de 2 a 150 kHz. Nesse sentido, um dos maiores problemas na pesquisa relacionada aos supra-harmônicos diz respeito aos métodos de medição que podem ser aplicados quando se considera sinais de corrente e tensão cujas frequências são superiores a 2 kHz (Chicco et al., 2015).

Os parâmetros das medições realizadas envolvem desde aspectos relacionados ao equipamento medidor utilizado, como a frequência de amostragem

empregada, a precisão e exatidão do medidor em si, a resposta em frequência dos *probes* utilizados nas medições até aspectos relacionados ao processamento dos dados coletados e a forma com a qual os mesmos serão tratados e disponibilizados para o usuário.

Nessa esteira, as normas (IEC 61000-4-7, 2008) e (IEC 61000-4-30 Ed. 3, 2014) introduziram métodos de medição para as faixas de frequência de 2 a 9 kHz e de 9 a 150 kHz, respectivamente, baseadas em conceitos distintos relacionados aos intervalos de agregação das frequências para o cálculo da Transformada Discreta de Fourier após a medição do sinal no domínio do tempo.

2.4.1. IEC 61000-4-7

Com relação à faixa de 2 a 9 kHz, a IEC 61000-4-7, em seu Anexo B, sugere que os sinais de corrente e tensão sejam medidos em um intervalo de medição de 200 ms e então seja aplicada a Transformada Discreta de Fourier resultando em uma resolução em frequência de 5 Hz. As frequências devem ser posteriormente agrupadas em componentes de 200 Hz, sendo esta a resolução em frequência após a aplicação de (2.5). O método proposto resulta em 35 sub-bandas G_b , cada uma com largura de banda de 200 Hz, com frequências centrais que se iniciam em 2,1 kHz e terminam em 8,9 kHz.

$$G_b = \sqrt{\sum_{f=b-95 \text{ Hz}}^{b+100 \text{ Hz}} C_f^2} \quad (2.5)$$

Em que:

G_b – Sub-bandas;

b – Frequência de centro, $b = (2100 + k \cdot 200) \text{ Hz}$, $k \in \mathbb{N}_0$

C_f – Espectro com resolução em frequência de 5 Hz.

A IEC 61000-4-7 ainda recomenda a utilização de um filtro para a atenuação das frequências abaixo de 2 kHz, o qual deve apresentar uma atenuação das baixas frequências em mais de 55 dB.

2.4.2. IEC 61000-4-30

A IEC 61000-4-30, em seu Apêndice C, propõe um método diferente de medição para a faixa de 9 a 150 kHz. Nesse caso, a frequência de amostragem do sistema deve ser de 1024 kHz. Um filtro passa-alta deve ainda ser associado ao esquema de medição, com o objetivo de retirar a componente fundamental e as demais componentes de baixa ordem até 9 kHz.

Para cada 10 períodos de tempo do sinal ($1/f$), 32 intervalos de medição consistindo em 512 amostras devem ser transportadas para o domínio da frequência empregando o algoritmo da Transformada Rápida de Fourier. Considerando que 512 amostras sejam coletadas em cada um dos 32 intervalos de medição a uma taxa de 1024 kS/s (amostras por segundo) em um sistema de 50 Hz, tal configuração irá resultar em um intervalo de medição de 0,5 ms e uma resolução em frequência de 2 kHz. Entretanto, as medições, seguindo a configuração recomendada, cobrem apenas 8% do tempo total de medição do sinal. Os 10 períodos divididos em 32 intervalos de medição são exemplificados na figura 2.21.

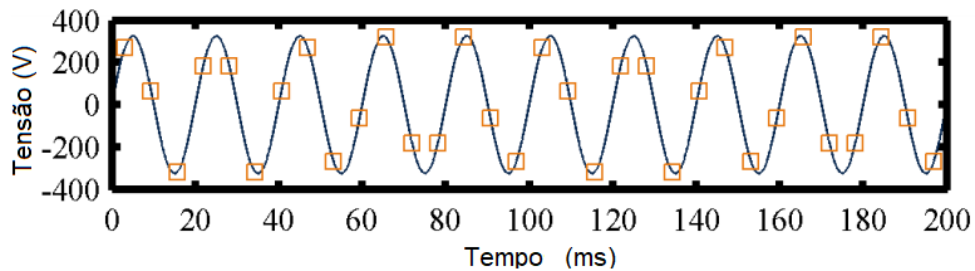


Figura 2. 21: Fig. 2.20: exemplificação do esquema de medição de acordo com a IEC 61000-4-30 (Klatt et al., 2014).

2.4.3. CISPR 16

O *Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques* (CISPR) define a norma CISPR 16 para o regimento das técnicas de medição para frequências acima de 9 kHz até 18 GHz. O espectro de frequência é dividido em diferentes faixas, de *A* a *D*, entre as quais a faixa *A* compreende as frequências de 9 a 150 kHz.

Os trechos da CISPR 16 relacionados às técnicas de medição dizem respeito às partes 1 e 2. A parte 1, “Radio disturbance and immunity measuring apparatus”, dedica-se a descrever as especificações dos equipamentos de medição ao passo que a parte 2, “Methods of measurement of disturbances and immunity”, dedica-se à descrição dos métodos a serem empregados nas medições.

2.4.4. Impacto da filtragem das componentes de baixa ordem

A IEC 61000-4-7 recomenda a utilização de um filtro passa-alta com o intuito de atenuar as componentes cujas frequências se encontram abaixo de 2 kHz e alcançar, dessa forma, uma qualidade superior da medição (Klatt et al., 2015).

A necessidade do filtro se justifica quando o período fundamental do sinal medido não é um múltiplo inteiro da largura do intervalo de medição, o que resulta no espalhamento do espectro das baixas frequências por todo o sinal (Klatt et al., 2014). Isto se deve à característica da FFT, em seu cálculo, de assumir que o conjunto de dados do sinal é finito, consistindo em período de um sinal periódico. Dessa forma, o algoritmo da FFT considera que os domínios do tempo e da frequência são topologias circulares, nas quais os dois extremos da forma de onda são interpretados como se estivessem conectados (National Instruments, 2016).

Devido a essa característica, qualquer desvio do período de referência do sinal medido irá resultar em uma transição abrupta nos seus pontos de extremidade. Tais transições são interpretadas pela FFT como pontos de descontinuidade, que são mostradas, então, como componentes de alta frequência, não presentes no sinal original (National Instruments, 2016).

Considerando a IEC 61000-4-7, caso o filtro passa-alta não seja aplicado nesse método de medição, a componente fundamental e as demais componentes abaixo de 2 kHz podem causar um indesejado incremento no ruído detectado junto com a medição, caso a componente fundamental apresentar um leve desvio em relação ao seu valor de referência (Klatt et al., 2015; Lundmark et al., 2007).

O efeito do desvio do parâmetro da frequência em relação ao valor de referência é mostrado na figura 2.22. Neste caso, são apresentados os resultados do espectro de frequência de dois sinais distintos: o primeiro (laranja) possui uma frequência fundamental igual a 50 Hz (sinal medido com o filtro passa alta); ao passo que o segundo (azul) possui uma frequência fundamental igual a 49,75 Hz e apresenta, dessa forma, um desvio de 250 mHz em relação ao valor de referência (sinal medido também com o filtro passa-alta).

Adicionalmente, a figura 2.22a apresenta a medição dos dois sinais sem o filtro passa-alta, ao passo que a figura 2.22b apresenta a medição dos sinais com a presença do filtro passa-alta. Como pode ser observado, no caso de medição sem filtro passa-alta com um desvio da frequência fundamental, os resultados exibidos pela FFT, de acordo o método da IEC 61000-4-7, são seriamente comprometidos com a

inclusão significativa de componentes de frequência que não correspondem ao caso real.

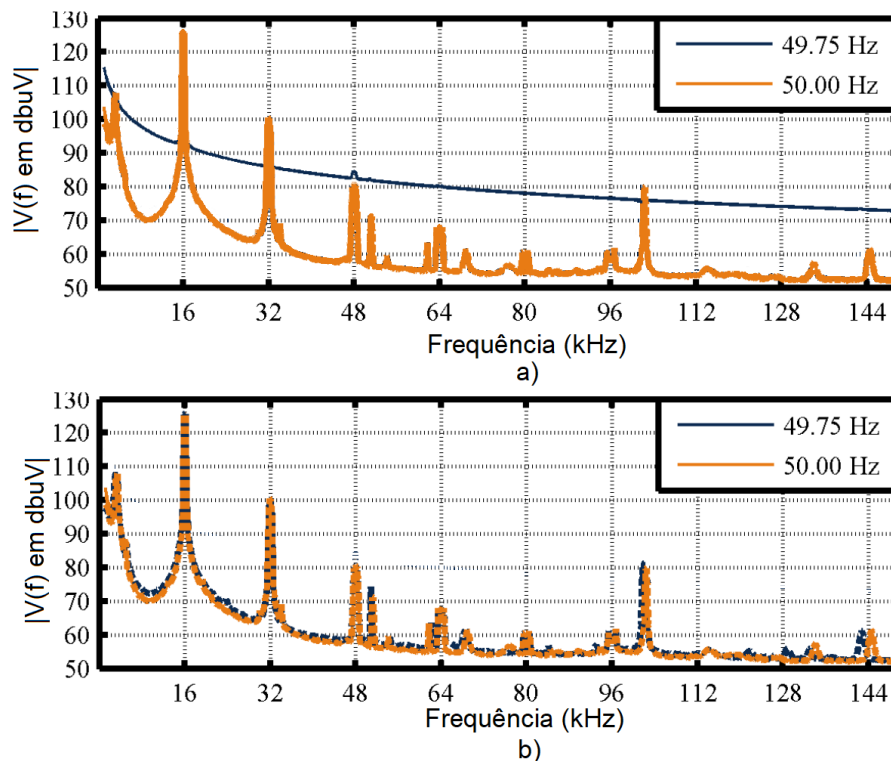


Figura 2. 22: resultado de medição com resolução em frequência de 200 Hz para as frequências fundamentais de 50 e 49,75 Hz segundo a IEC 61000-4-7: a) medição sem filtro, b) medição com filtro (Klatt et al., 2014) (adaptada).

No caso de medições que aplicam as recomendações da IEC 61000-4-30, o período da componente fundamental não pode ser um múltiplo inteiro da largura do intervalo de medição, portanto, a norma recomenda que seja empregado o filtro passa-alta (Klatt et al., 2014).

A figura 2.23 apresenta o resultado de medições segundo a IEC 61000-4-30 nos casos de frequências fundamentais de 50 e 49,75 Hz, com (linhas pontilhadas) e sem (linhas sólidas) o filtro passa-alta. Em todos os casos de medição, a componente fundamental apresenta o comportamento de sobreposição em relação às altas frequências. Conseqüentemente, o emprego do filtro passa-alta se torna obrigatório pela IEC 61000-4-30.

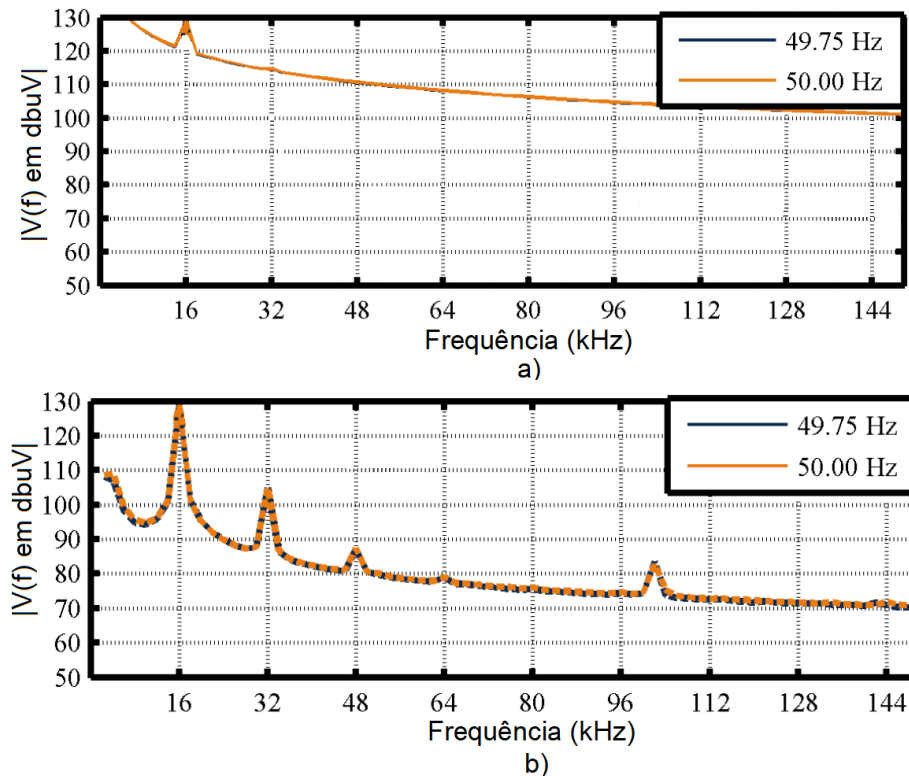


Figura 2. 23: resultado de medição com resolução em frequência de 2 kHz para as frequências fundamentais de 50 e 49,75 Hz segundo a IEC 61000-4-30: a) medição sem filtro; b) medição com filtro (Klatt et al., 2014) (adaptada).

2.4.5. Impacto da definição do intervalo de agregação

Tanto a IEC 61000-4-7 quanto a IEC 61000-4-30 definem um intervalo de medição de 200 ms no domínio do tempo, o qual representa uma resolução de 5 Hz no domínio da frequência. Após a medição, a IEC 61000-4-7 recomenda que as frequências sejam agrupadas em bandas de 200 Hz ao passo que a IEC 61000-4-30 prescreve que as mesmas frequências devem ser agrupadas em bandas de 2 kHz.

A figura 2.24 exemplifica o impacto no tratamento dos dados resultante da escolha do nível de agregação das frequências após o cálculo da DFT, na qual são apresentados os espectros de frequências com agregação de 5 Hz, 200 Hz (IEC 61000-4-7) e 2000 Hz (IEC 61000-4-30). Conforme apresentado, o método descrito pela IEC 61000-4-30 resulta em menos dados do que o método recomendado pela IEC 61000-4-7 e, conseqüentemente, requer um menor poder de processamento computacional (Klatt et al., 2014).

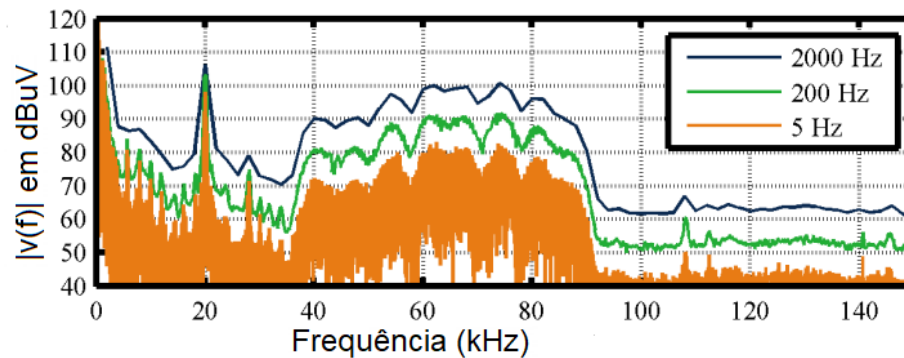


Figura 2. 24: medições de um mesmo sinal com resolução em frequência de 5, 200 e 2000 Hz (Klatt et al., 2014).

2.5. IMPACTOS NOS EQUIPAMENTOS E NA REDE ELÉTRICA

Na área de estudo dos supra-harmônicos, um dos aspectos mais urgentes diz respeito à avaliação do impacto que as tensões e correntes na faixa de 2 a 150 kHz podem causar aos equipamentos e à rede elétrica de uma forma geral.

As características de propagação distintas, além da faixa de frequência significativamente mais elevada em relação às componentes harmônicas de baixa ordem, demandam um estudo minucioso dos impactos dos supra-harmônicos, não sendo adequado, portanto, que o vasto conhecimento já acumulado a respeito dos impactos dos harmônicos de baixa ordem seja simplesmente extensível para uma faixa de frequência significativamente mais elevada.

A seguir, serão detalhados os resultados de alguns trabalhos que se propuseram à avaliação dos impactos dos supra-harmônicos. Tais estudos procuraram apresentar resultados concisos embora, em sua maioria, não conclusivos, a respeito do tema em questão.

2.5.1. Sobreaquecimento

A circulação de componentes harmônicas, de uma forma geral, implica em sobreaquecimento dos componentes de uma instalação elétrica, entre os quais se incluem os cabos elétricos, enrolamentos dos transformadores, motores e geradores, havendo vasta bibliografia que trata do tema concernente aos harmônicos de baixa ordem (Arrilaga, 2003; Acha, 2001; Bollen, 2001; Dugan et al., 2002; Rosa, 2006).

Tal aquecimento ocorre devido ao Efeito Joule, que se caracteriza pela liberação de calor no condutor quando por este circula os elétrons que compõem a corrente elétrica (Schmidt, 2010). Adicionalmente, o efeito pelicular (ou efeito *skin*) faz com que a corrente elétrica circule na periferia do condutor, o que resulta no aumento

da resistência CA nas extremidades e, conseqüentemente, contribui para o aquecimento do mesmo. O efeito pelicular ainda está relacionado diretamente com a frequência do condutor de modo que, à medida que a frequência do sinal aumenta, maior será a tendência apresentada pela corrente elétrica de circulação nas extremidades do condutor, o que conseqüentemente resulta em um agravante do processo de aquecimento (Schmidt, 2010).

Dada a característica intrínseca dos supraharmônicos de se constituírem em uma distorção adicional emitida pelas cargas eletrônicas e que circulam pela rede elétrica em frequências elevadas, é esperado que a propagação de tais sinais resulte em aquecimento adicional resultante do Efeito Joule, além de um agravamento do efeito *skin*, dadas as ordens das componentes harmônicas consideradas. Entretanto, é necessária uma avaliação criteriosa dos impactos que os supraharmônicos possam causar, dadas as suas características particulares como frequências bastante elevadas (2-150 kHz), propagação entre os terminais dos dispositivos e as amplitudes relativamente mais baixas se comparadas às componentes de baixa ordem.

Tendo em vista o objetivo de verificar o impacto dos supraharmônicos no sobreaquecimento dos equipamentos submetidos a essa distorção, foi conduzido, em 2013, um estudo no qual foram tomados dois tipos diferentes de lâmpadas fluorescentes compactas, uma com circuito APFC e outra sem circuito APFC, e uma lâmpada LED, sendo então submetidas a uma tensão distorcida em alta frequência (Meyer et al., 2013).

A figura 2.25a apresenta um circuito retificador com um capacitor no elo DC, responsável por diminuir a oscilação de tensão na carga. Trata-se de uma topologia verificada em todos os estágios de conversão de potência. A figura 2.25b apresenta as medições de tensão e corrente de suprimento da lâmpada e no capacitor. A figura 2.25c, por sua vez, apresenta as medições de forma de onda de tensão e corrente nos terminais da lâmpada e no capacitor, no qual podem ser vistas oscilações em alta frequência bem evidentes.

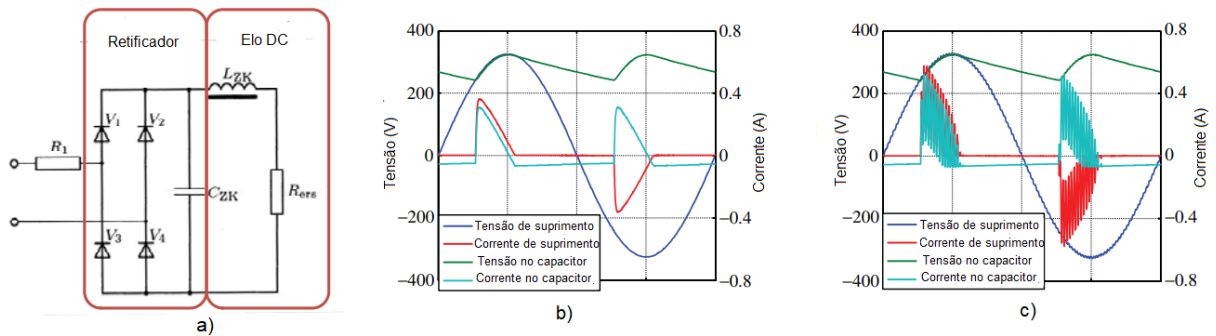


Figura 2. 25: a) circuito esquemático de um retificador contendo um capacitor no *link* DC; b) tensão (azul) e corrente (vermelho) de suprimento da lâmpada e tensão (verde) e corrente (azul claro) no capacitor; c) tensões e correntes de suprimento e no capacitor considerando a componente fundamental de tensão com valor igual a 230 V (50 Hz) adicionada de uma componente de 2,3 V em 5 kHz (Meyer et al., 2013).

O aquecimento do capacitor do elo DC provém do fato de que, em altas frequências, a sua impedância se reduz, conforme (2.6). Devido a essa característica, mesmo tensões com baixas amplitudes em alta frequência resultam em componentes de correntes adicionais circulando pelo capacitor.

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C} \tag{2.6}$$

A figura 2.26a apresenta a topologia de um capacitor eletrolítico tipicamente empregado em circuitos retificadores, ao passo que a figura 2.26b apresenta o seu circuito equivalente.

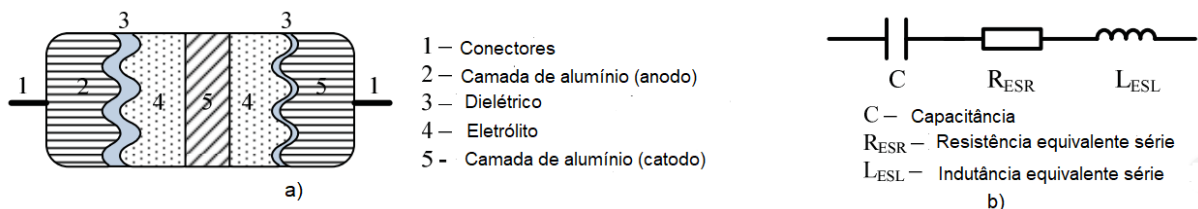


Figura 2. 26: a) capacitor eletrolítico; b) circuito equivalente (Meyer et al., 2013).

A figura 2.27 então apresenta a diferença de temperatura no capacitor do elo DC, em Kelvin, no caso de lâmpadas operando sem e com uma componente de frequência igual a 5 kHz com variação de amplitude em relação à componente fundamental. Ficou evidente, então, por meio das medições realizadas nas lâmpadas, a contribuição dos supraharmônicos para o acréscimo de temperatura.

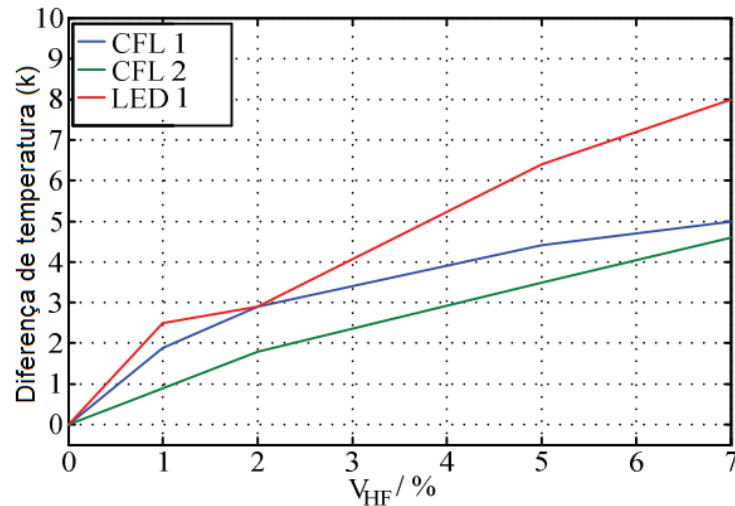


Figura 2. 27: diferença de temperatura com operação em tensão senoidal e tensão distorcida em alta frequência (Meyer et al., 2013).

O impacto dos supra-harmônicos no sobreaquecimento dos equipamentos que estão submetidos a este fenômeno também foi observado no sistema *Eagle Pass*, localizado no Texas, Estados Unidos e que realiza a conexão entre os sistemas de transmissão AEP-TCC (U. S. AEP Texas Central Company) e CFE (Mexican Comisión Federal de Electricidad), conforme mostrado na figura 2.28 (Paulsson et al., 2003).

O sistema é composto por dois VSCs (*Voltage Source Converters*) de 36 MVA conectados por meio de um capacitor no elo DC. Cada VSC é conectado às redes AC de 138 kV por meio de transformadores elevadores e reatores. O nível de tensão no lado AC dos dois VSCs é igual a 17,9 kV. O lado DC dos VSCs não é aterrado, ao passo que o lado AC possui elevada impedância de aterramento por meio de divisores de tensão de 50 M Ω , utilizados para medição.

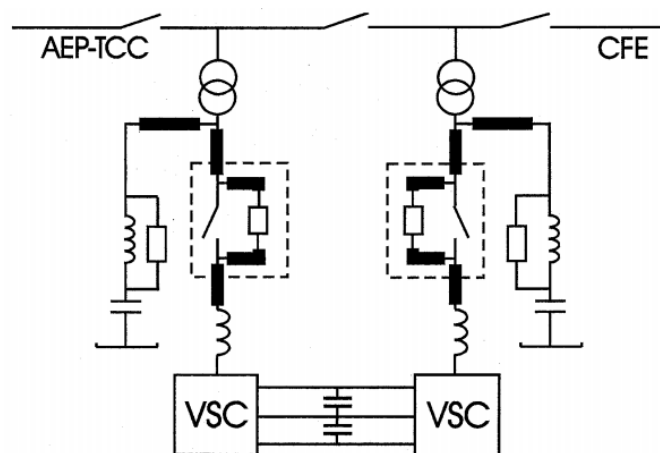


Figura 2. 28: diagrama esquemático do sistema *Eagle Pass*, que realiza a conexão entre os sistemas norte-americano (AEP-TCC) e mexicano (CFE), ambos AC (Paulsson et al., 2003).

O estudo, inicialmente com objetivo de avaliar a qualidade da energia no sistema, foi motivado pelas constantes degradações das terminações dos cabos sob tensão de 17,9 kV, que realizam a conexão entre os VSCs e os transformadores elevadores.

As medições de tensão mostraram a presença significativa de componentes harmônicas de alta ordem, sobretudo nas frequências de 1,26 kHz, 3,78 kHz e 12,4 kHz, emitidas pelos conversores eletrônicos do sistema *Eagle Pass*, conforme apresentado na figura 2.29.

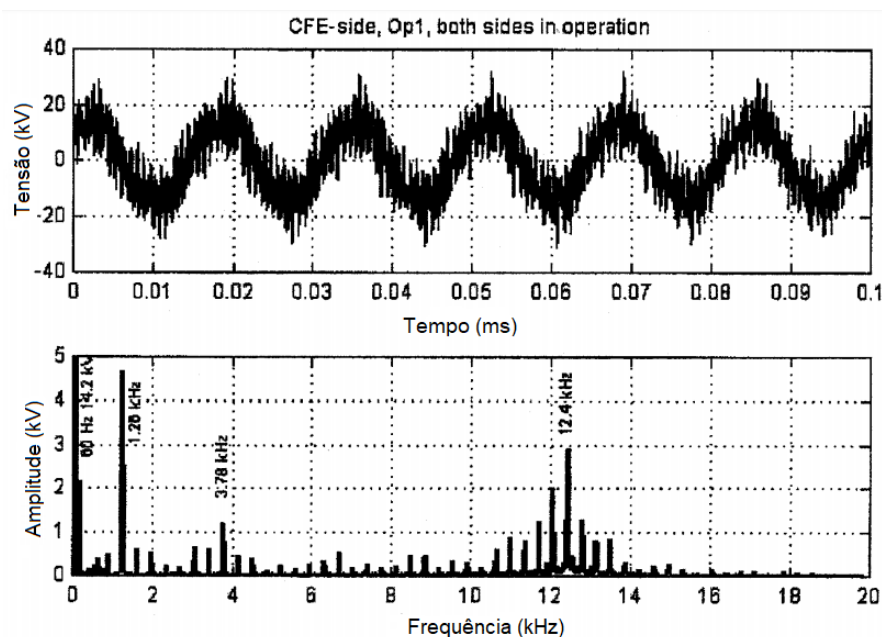


Figura 2. 29: medição de tensão no lado de baixa tensão do transformador que liga o VSC ao sistema CFE e o respectivo espectro de frequência (Paulsson et al., 2003).

As campanhas de medição, bem como testes laboratoriais e cálculos realizados, concluíram que as componentes harmônicas de alta frequência ocasionaram uma elevação do campo elétrico na periferia do condutor, próximo à isolamento. O resultado desse aumento foi uma maior suscetibilidade da isolamento às linhas de campo elétrico e, conseqüentemente, a elevação da temperatura no condutor, sobretudo nas terminações (Paulsson et al., 2003).

2.5.2. Sistemas PLC

Um dos fatores que levaram ao maior interesse no estudo dos supra-harmônicos nos últimos anos diz respeito ao fato de que os sistemas PLC (*Power Line*

Communication) empregam sinais cujas frequências se encontram na mesma faixa dos supraharmônicos, embora os níveis permitidos e observados para sinais PLC sejam significativamente maiores do que as emissões em alta frequência provenientes dos equipamentos (Rönnberg, 2013).

Conforme a norma europeia sobre os sistemas PLC (EN 500065) e a IEC 61000-3-8, as frequências empregadas se encontram na faixa entre 9 e 148 kHz. Dessa forma, tornou-se vital a compreensão dos efeitos resultantes da interação entre os sinais PLC e os supraharmônicos.

O PLC consiste em um sistema de telecomunicações que emprega a rede elétrica como meio de comunicação. A utilização dos cabos elétricos como meio de transmissão faz com que, por exemplo, uma instalação elétrica domiciliar se comporte de forma semelhante a uma rede de dados, na qual cada tomada é um ponto de conexão à rede. Dessa forma, inúmeras aplicações podem empregar a tecnologia PLC, incluindo telefonia, automação de dispositivos residenciais e industriais e telemedição de água, gás e energia elétrica (Faccioni et al., 2008).

Entretanto, a presença dos sinais PLC introduzem componentes de frequência adicionais que tornam a análise de todas as interferências presentes na rede elétrica bastante complexa. Um exemplo dessa constatação pode ser visto na figura 2.30, que apresenta as medições de tensão (verde) e corrente (azul) em um mesmo aparelho televisor em duas instalações distintas: a primeira contém um transmissor PLC, ao passo que a segunda não possui o dispositivo. Por meio das medições, observa-se uma forte presença do sinal PLC como parte da distorção presente nos terminais do aparelho televisor. Tal constatação é proveniente do fato de que, assim como os supraharmônicos, os sinais PLC se propagam entre os terminais dos dispositivos conectados à rede e não entre os dispositivos e à rede (Rönnberg, 2013). Dessa forma, dado o fato de que apresentam características de propagação e faixas de frequências semelhantes, se faz necessária uma avaliação da interação entre os sinais PLC utilizados na comunicação e os supraharmônicos emitidos pelos equipamentos.

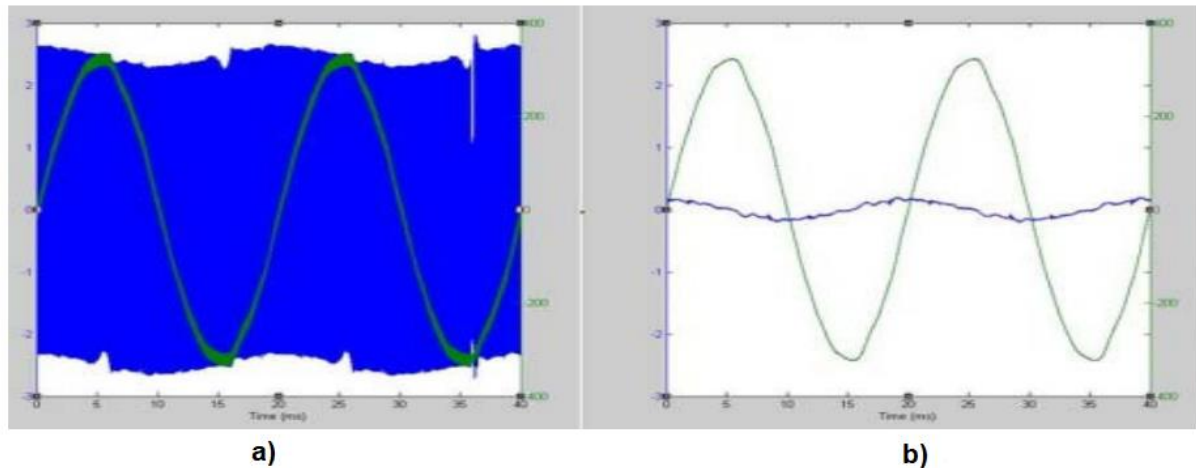


Figura 2. 30: emissão total proveniente de um aparelho televisor com PLC (a) (tensão em verde e corrente em azul); e sem PLC (b) (tensão verde e corrente em azul (Meyer et al., 2014).

Dessa forma, a interação entre os sinais PLC e os equipamentos da instalação pode resultar em deterioração da performance da comunicação, redução da vida útil e má operação dos equipamentos (Rönnberg, 2011a). Os seguintes tipos de interação podem ser destacados:

- Tensões e correntes presentes na rede elétrica na mesma faixa de frequência do sistema de comunicação podem resultar em perda do sinal ou erros de transmissão;
- Os equipamentos conectados à rede fornecem um caminho de baixa impedância para os sinais da frequência de comunicação, resultando no fato de que apenas pequenas partes do sinal de comunicação chegam ao dispositivo receptor;
- O sinal de tensão utilizado na comunicação resulta em altas correntes através dos equipamentos conectados à rede, resultando em superaquecimento dos componentes e outras interferências relacionadas ao seu funcionamento;
- Cargas não-lineares expostas a tensões na frequência de comunicação emitem correntes em altas frequências, que se constituem em componentes harmônicas da frequência de comunicação;
- A distorção de tensão devido ao sinal de comunicação resulta em má operação dos equipamentos conectados à rede.

Dada a variedade de interferências observadas entre os sinais PLC e as emissões provenientes dos equipamentos, bem como as interferências entre os sinais PLC e os próprios equipamentos, a normatização a ser estabelecida concernente a

essa questão deve levar em conta os níveis críticos de emissões que podem resultar em danos aos dados do sistema de comunicação e aos equipamentos em si. O estabelecimento de tais limites ainda carece de estudos na área.

2.5.3. Ruído acústico

A crescente emissão de supraharmônicos pode também resultar em ruído acústico produzido pelos equipamentos eletrônicos, proveniente da má operação quando conectados a uma rede com distorções em alta frequência (Klatt et al., 2013).

A principal razão para a ocorrência de ruído acústico em equipamentos eletrônicos deve-se à interação entre os seus componentes elétricos, como as bobinas e os capacitores. Diversos efeitos podem causar forças mecânicas e, dessa forma, resultar em oscilações mecânicas. A oscilação dessas partes mecânicas está, portanto, relacionada à frequência da distorção na faixa dos supraharmônicos aos quais o equipamento está submetido. Associada às forças mecânicas, a combinação de outros parâmetros como o tamanho das partes vibrantes e a própria habilidade de vibração podem levar à ocorrência de ruídos (Körner et al., 2018).

Os ruídos associados ao funcionamento dos capacitores presentes nos circuitos eletrônicos estão relacionados a duas fontes principais (Körner et al., 2018):

- O efeito piezoelétrico: fenômeno que ocorre no material dielétrico dos capacitores. Trata-se de um processo reversível no qual o efeito direto se caracteriza pela geração interna de carga elétrica como resultado de uma força mecânica aplicada, ao passo que o efeito inverso, denominado *eletrostrição*, se constitui na geração de uma tensão mecânica como resultado de um campo elétrico aplicado (Lewis, 2005; Renault, 1989; Kim et al., 2015; Han et al., 2014).
- O princípio eletrostático: baseado na Lei de Coulomb, enuncia que um campo elétrico entre os eletrodos resulta em uma força eletrostática entre eles. Dessa forma, quando o material dielétrico é compressível, um movimento mecânico é então percebido na estrutura (Körner et al., 2018).

O outro elemento tipicamente encontrado em circuitos eletrônicos e que contribui para o ruído acústico se constitui nas bobinas, tipicamente empregadas em transformadores e indutâncias de filtros. Dois fatores principais estão relacionados à ocorrência de ruídos nessa estrutura:

- Magnetostrição: fenômeno típico de materiais ferromagnéticos quando expostos a campos magnéticos variantes no tempo. Trata-se da variação das

dimensões de um material ferromagnético devido à alteração da sua estrutura cristalina em função da orientação dos seus momentos magnéticos (Jorge, 2015; Weiser, 2000). Ocorre tipicamente no núcleo ferromagnético de transformadores.

- Força eletromagnética: originada da corrente de carga que circula pelos enrolamentos (Weiser, 2000). Resulta na oscilação dos elementos constituintes do enrolamento quando ocorre variações na potência elétrica. A magnitude da oscilação depende, sobretudo, da impedância dos enrolamentos e da atenuação mecânica da estrutura (Körner et al., 2018).

Com vista à avaliação do ruído acústico causado pelos supraharmônicos, foi conduzido um estudo, em 2018, com objetivo de verificar o ruído emitido de equipamentos submetidos a essa distorção (Körner et al., 2018).

Em um primeiro momento, de validação do método, um capacitor de 6,8 uF foi alimentado por uma forma de onda distorcida. A figura 2.31 apresenta o espectrograma da relação entre a frequência da distorção da forma de onda (eixo horizontal), a frequência do ruído acústico medido (eixo vertical à esquerda) e o nível de pressão acústica (eixo vertical à direita), medida em dB.

Foi observado uma relação linear entre a frequência dos supraharmônicos presentes na forma de onda distorcida e a frequência no sinal acústico medido, do qual depreende-se que a frequência das duas grandezas medidas é a mesma. No entanto, o ruído acústico mais audível foi medido quando a frequência dos supraharmônicos se encontrava na faixa entre 8 e 14 kHz.

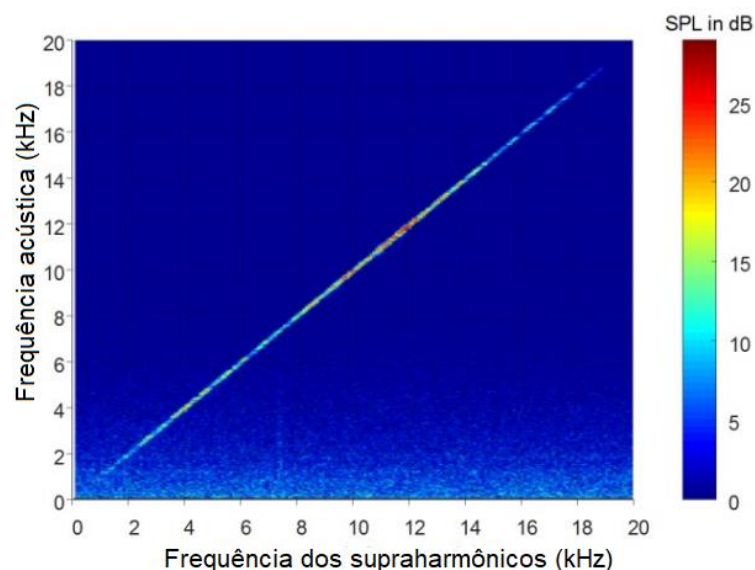


Figura 2. 31: espectrograma da relação entre a frequência dos supraharmônicos, do sinal acústico medido e o nível de ruído acústico (Körner et al., 2018).

Após a etapa de validação do método, 103 equipamentos eletrônicos foram então selecionados e submetidos a uma distorção de forma de onda com o objetivo de verificar o nível de ruído acústico em três estados distintos de operação (*standby/on/off*). Os equipamentos foram divididos em sete diferentes grupos, de acordo com as condições de uso e as próprias especificações técnicas:

- Equipamentos de áudio e vídeo (AV);
- Lâmpadas LED;
- Lâmpadas fluorescentes compactas (CFL);
- Fontes de potência com interior acessível (*open PSU – Power Supply Units*), como fontes utilizadas e computadores pessoais;
- Fontes de potência com interior não acessível (*closed PSU*), como baterias;
- Equipamentos de cozinha;
- Outros dispositivos.

A figura 2.32, então, apresenta os resultados dos níveis de ruído acústico medidos nos equipamentos conforme a sua classificação. A maioria dos equipamentos apresentou níveis inferiores a 10 dB, que, em geral, não causam transtorno ou incômodo ao ser humano. Níveis entre 10 e 20 dB, apresentados por alguns equipamentos, podem causar incômodo, conforme o tipo de ambiente dentro do qual estão inseridos. Níveis acima de 20 dB, observados também em alguns equipamentos, são audíveis pelo ser humano e podem provocar incômodo.

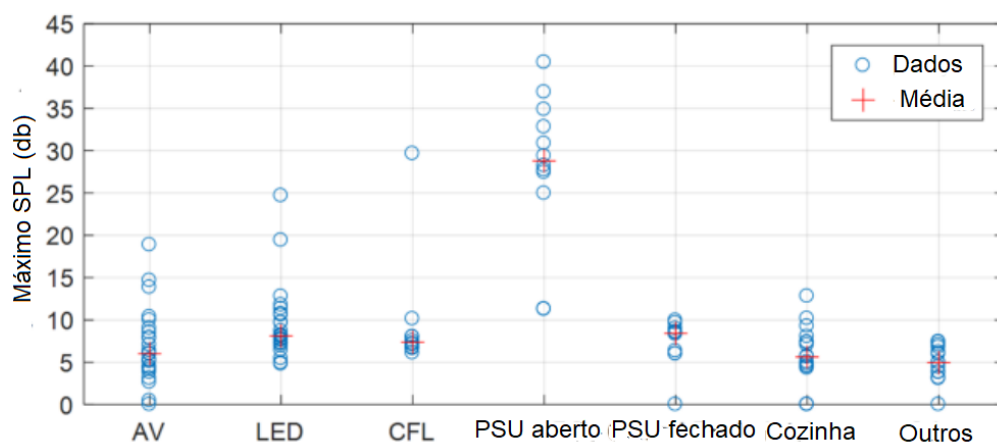


Figura 2. 32: nível de ruído acústico medido nas diferentes classes de dispositivos selecionados (Körner et al., 2018).

2.6. PROPOSTAS DE MITIGAÇÃO

Dado que a emissão de supra-harmônicos se dá de forma intrínseca à operação de determinados equipamentos eletrônicos com uso amplamente difundido e cada vez mais crescente entre os consumidores, se faz urgente o estudo de técnicas que busquem minimizar o impacto da distorção na rede.

Nesse sentido, a exploração das características operacionais dos conversores, relacionadas aos aspectos construtivos ou à técnica de modulação de potência empregada, além da implementação de circuitos e dispositivos estranhos aos mesmos, podem auxiliar na redução dos impactos nos equipamentos ou mesmo na minimização dos níveis de emissões.

A seguir serão apresentados alguns estudos que objetivaram apresentar técnicas no sentido de diminuir os níveis de emissões e os impactos nos equipamentos.

2.6.1. Conversores multiníveis

Um dos principais esforços de pesquisa na indústria dos componentes utilizados em equipamentos eletrônicos consiste na busca de dispositivos semicondutores capazes de conduzir elevadas correntes e suportar grandes valores de tensão quando bloqueados. Entretanto, o desenvolvimento e aplicação de novos componentes esbarram em barreiras técnicas e econômicas, motivando, dessa forma, a técnica de associação de componentes como forma de fornecer uma solução viável, técnica e economicamente (Braga, 2000).

Nesse contexto, a associação de conversores eletrônicos consiste na repartição da tensão ou corrente total de um conversor em um número determinado de conversores menores. A associação desses conversores, então, resulta em redução de perdas, melhoria da estabilidade mecânica dos acionamentos de motores CA (Braga, 2000) e redução do conteúdo harmônico emitido pelo conversor, proveniente do fato de que, nessa topologia, a tensão de saída apresenta um aspecto mais próximo ao de uma onda senoidal pura (Pomilio, 2014), conforme exemplificado na figura 2.33, para conversores com modulação por largura de pulso de 2 e 3 níveis.

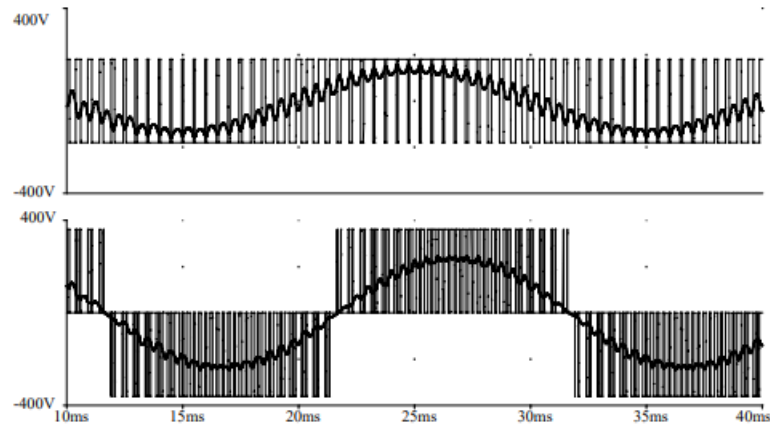


Figura 2. 33: formas de onda de tensão e corrente em modulação PWM de 2 e 3 níveis (Pomilio, 2014).

As três principais tecnologias de conversores multiníveis comercialmente disponíveis consistem nas topologias de neutro grampeado (figura 2.34a), grampeamento capacitivo (figura 2.34b) e em cascata (figura 2.34c) (Rönnberg, 2015).

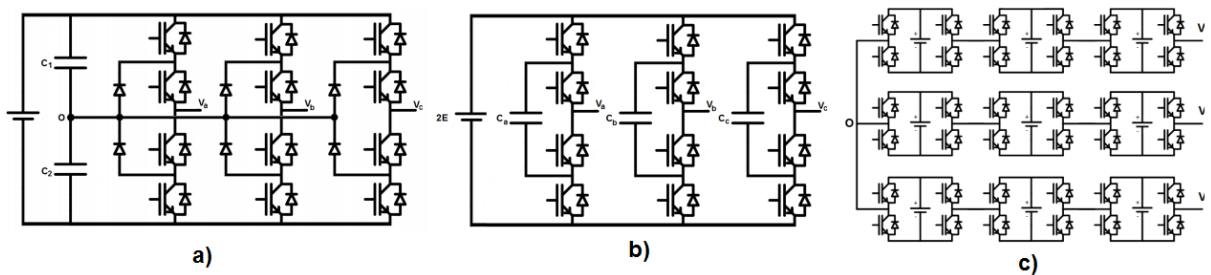


Figura 2. 34: principais topologias de conversores multiníveis disponíveis comercialmente (Gonçalves, 2011).

Um exemplo de redução da distorção harmônica proporcionada pelo emprego de um conversor multinível foi verificado por meio de simulação na qual foram considerados dois conversores (dois e cinco níveis) submetidos às mesmas condições operacionais de carregamento, impedância nos terminais e frequência de chaveamento selecionada (Rönnberg, 2015). Na figura 2.35a, o conversor de dois níveis atinge um pico de distorção de 1,9% em 2,65 kHz ao passo que na figura 2.35b, o conversor de cinco níveis atinge um pico de distorção de 0,8% em 2,45 kHz. A amplitude do eixo vertical evidencia a redução significativa da distorção proporcionada pelo conversor de cinco níveis.

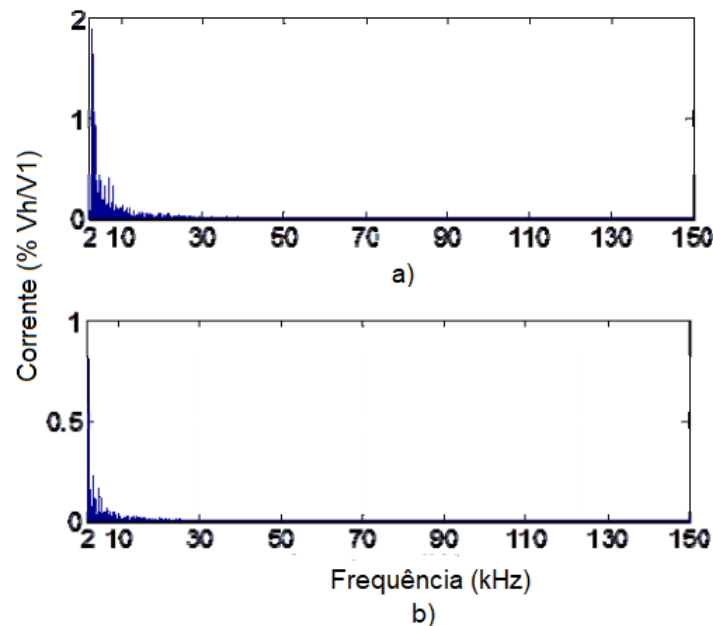


Figura 2. 35: espectro de corrente de um conversor de dois níveis (a) e cinco níveis (b) submetidos às mesmas condições operacionais (Rönnberg, 2015).

2.6.2. Técnicas de modulação PWM por espalhamento espectral

A implementação da modulação PWM em conversores eletrônicos largamente empregados em equipamentos domésticos e industriais trouxe uma série de vantagens como a otimização do consumo de energia elétrica e a melhoria do controle e desempenho operacional de sistemas e processos (Isoni, 2018). Entretanto, em paralelo a esses ganhos em eficiência, as técnicas de modulação PWM estão inerentemente ligadas à emissão de componentes harmônicas que resultam na degradação da qualidade da energia elétrica das instalações nas quais os conversores estão inseridos.

Destaque deve-se dar, porém, ao fato de que ao passo que os circuitos retificadores, tipicamente empregados em fontes de potência, resultam em componentes harmônicas ímpares de baixa ordem, as técnicas de modulação PWM resultam, sobretudo, em componentes de alta ordem, múltiplas da frequência de chaveamento empregada nos conversores (Rönnberg, 2015; Castro et al., 2017).

Nesse contexto, uma das alternativas propostas à modulação PWM tradicional, visando a redução do conteúdo harmônico de alta frequência, consiste nas técnicas de modulação por espalhamento espectral. Tais técnicas se baseiam na distribuição da energia que originalmente estava concentrada na frequência de chaveamento e seus harmônicos em um espectro de frequências mais amplo. Esse objetivo é alcançado pela modulação do sinal entre dois limites (geralmente +/-10% da

frequência de chaveamento) de forma randômica. Dessa forma, a natureza randômica da frequência de chaveamento implica no espectro contínuo das componentes harmônicas emitidas pelo conversor. Como resultado, a densidade espectral média de potência é reduzida drasticamente (Rönnberg, 2015).

As principais técnicas de modulação PWM por espalhamento espectral incluem (Rönnberg, 2015).:

- RCFMFD – *Random Carrier Frequency Modulation Fixed Duty*: caracterizada pela aleatoriedade do período de chaveamento por meio da variação do parâmetro T_k . No momento, é a única técnica disponível comercialmente.
- RCFMVD – *Random Carrier Frequency Modulation Variable Duty*: caracterizada pela aleatoriedade do ciclo de trabalho por meio da variação do parâmetro d_k .
- RPWM – *Random PWM*: caracterizada pela aleatoriedade da largura do pulso por meio da variação do parâmetro α_k .
- RPPM – *Random Pulse Position Modulation*: similar à modulação PWM convencional com frequência de chaveamento constante. Entretanto, nesse caso, a posição do pulso se dá de forma aleatória em cada período, sendo controlada pelo tempo de atraso (ε_k).

A Tabela 2.1 resume as características das quatro técnicas de modulação por espalhamento espectral abordadas, comparadas à modulação PWM convencional, destacando os parâmetros que são variados de forma randômica, zerados e mantidos em valores fixos em cada caso.

Tabela 2. 1: características das diferentes técnicas de modulação PWM por espalhamento espectral (Rönnberg, 2015).

Modulação	T_k	α_k	ε_k	$d_k = \alpha_k/T_k$
PWM	Fixo	Fixo	Zero	Fixo
RCFMFD	Randômico	Randômico	Zero	Fixo
RCFMVD	Randômico	Fixo	Zero	Randômico
RPWM	Fixo	Randômico	Zero	Randômico
RPPM	Fixo	Fixo	Randômico	Fixo

A figura 2.36 detalha os parâmetros que podem ser alterados de modo a obter as diferentes configurações de modulação, na qual T_k é o período que contém um pulso do sinal, α_k é a largura do pulso contido em cada período e ε_k é o tempo de atraso de cada pulso. A alteração aleatória dos três parâmetros referidos, dentro de limites pré-estabelecidos, permite a obtenção das diferentes configurações de modulação PWM por espalhamento espectral.

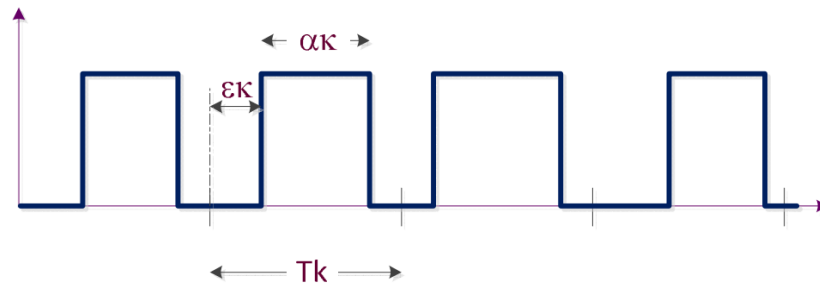


Figura 2. 36: parâmetros do sinal de chaveamento (Rönnberg, 2015).

A figura 2.37 apresenta uma comparação entre o espectro de frequência das emissões de um conversor eletrônico que emprega a modulação PWM convencional (figura 2.37a) e um conversor eletrônico que emprega a modulação RPPM (figura 2.37b). Fica evidente, por meio da implementação da modulação RPPM, que as componentes harmônicas apresentaram um espalhamento para uma área mais ampla do espectro de frequência ao passo que, na modulação PWM convencional, as componentes múltiplas da frequência de chaveamento apresentavam uma contribuição significativa.

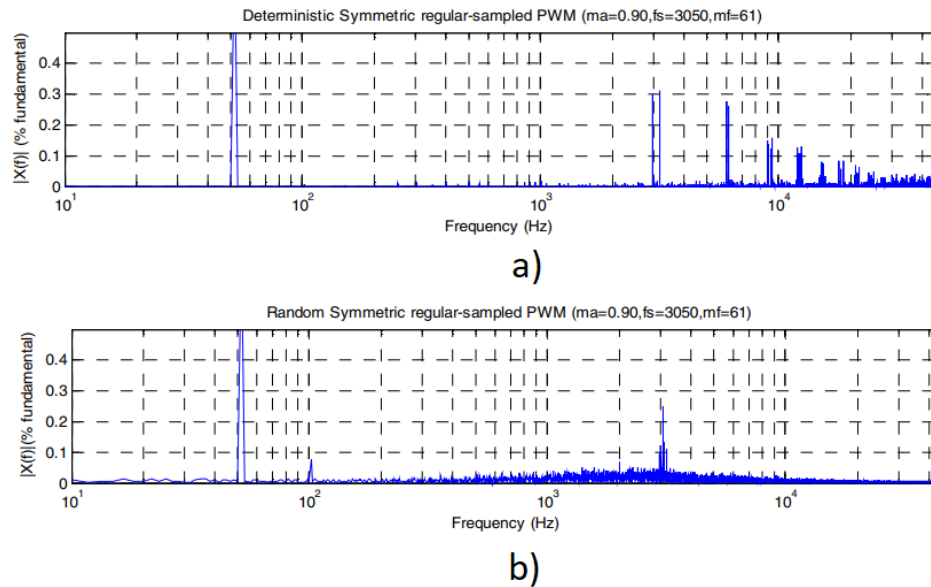


Figura 2. 37: redução da emissão proporcionada pela modulação RPPM (b) quando comparada à modulação PWM convencional a) (Rönnerberg, 2015).

Ainda com relação às técnicas de modulação para a redução das emissões de supraharmônicos, resultados baseados no emprego da modulação delta-sigma ($\Sigma\Delta M$) em inversores PWM também apresentaram uma redução significativa das emissões em baixas e altas frequências (Cho et al., 2010).

2.6.3. Filtros EMC

As condições de operação às quais um equipamento eletrônico está submetido possuem três naturezas distintas: mecânicas, relacionadas a fatores como vibrações e choques; ambientais, relacionadas a fatores como variações de temperatura e umidade, insolação e proliferação de fungos; e elétricas, relacionadas a fatores como variações de potência, tensão e ruído. Na classe de condições de natureza elétrica, a interferência eletromagnética toma importante papel em todas as fases de vida do equipamento (Sanches, 2003).

A interferência eletromagnética (EMI – *Eletromagnetic Interference*) designa toda energia na forma de sinais eletromagnéticos que podem provocar interferências (ruídos) no próprio equipamento gerador ou nos demais equipamentos à sua volta. Entre as fontes dos sinais de interferência se incluem o centelhamento nas escovas de motores, chaveamentos de circuitos de potência, lâmpadas fluorescentes, descargas atmosféricas, ignição automotiva e descargas eletrostáticas (Sanches, 2003).

A compatibilidade eletromagnética (EMC – *Electromagnetic Compatibility*) é um índice de mérito do equipamento que denota a imunidade eletromagnética e o nível de ruído eletromagnético gerado. Trata-se, portanto, de uma aferição da capacidade de um equipamento ou um sistema de funcionar de forma satisfatória no seu ambiente eletromagnético, sem introduzir perturbação eletromagnética intolerável na rede (Sanches, 2003).

A figura 2.38 apresenta o mecanismo para que ocorra a interferência eletromagnética, composto por três etapas: a fonte de interferência, o meio de acoplamento e o receptor, considerando sinais de interferências induzidas e conduzidas.

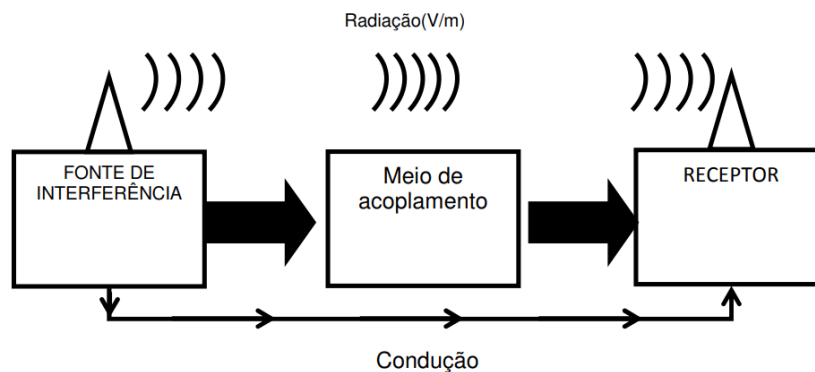


Figura 2. 38: mecanismo da interferência eletromagnética (Soares, 2003).

Uma redução da interferência eletromagnética pode ser alcançada por meio da atuação nos três elementos acima ilustrados, de forma isolada ou simultânea. Nesse sentido, uma das metodologias empregadas no intuito de incrementar a compatibilidade eletromagnética é a provisão de um filtro como elemento de acoplamento entre o equipamento (receptor) e a rede (fonte de interferência). Trata-se do filtro EMC.

Os filtros EMC são empregados como elemento de acoplamento nos mais variados equipamentos eletrônicos como lâmpadas LED (Martínez, 2018), lâmpadas fluorescentes compactas (Róbert, 2015; Martínez, 2017; Emleh et al., 2013), *uninterruptible power supply* (UPS), *switch mode power supply* (SMPS) (Lundmark et al., 2009), inversores de painéis fotovoltaicos (Klatt et al., 2013) e aparelhos televisores (Rönnberg et al., 2011a; Rönnberg et al., 2009a).

A figura 2.39 apresenta uma topologia genérica do circuito de uma lâmpada LED, na qual um filtro EMC, com um elemento capacitivo e outro indutivo, realiza o acoplamento do dispositivo à rede.

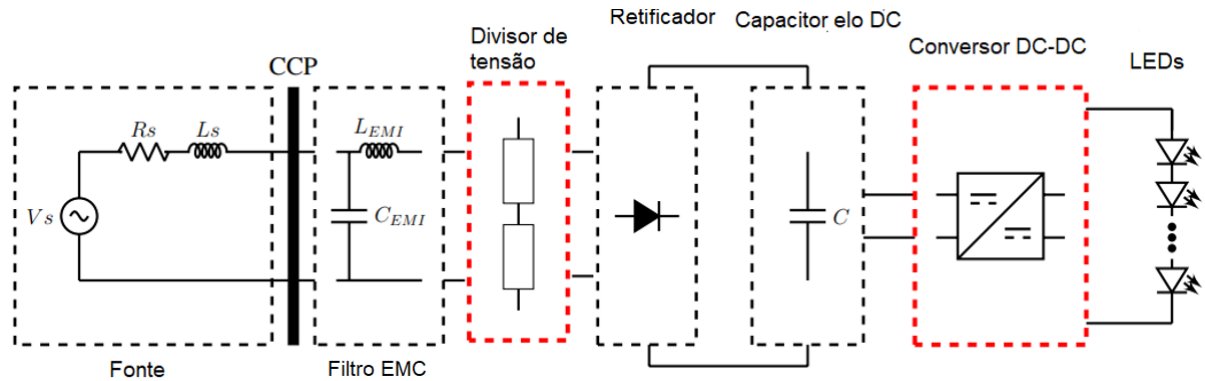


Figura 2. 39: topologia típica do circuito de conexão de uma lâmpada LED à rede com acoplamento por meio de filtro EMC (Martínez et al., 2018).

Relativamente à contribuição dos filtros EMC na mitigação dos impactos dos supraharmônicos, os mesmos apresentam um caminho de baixa impedância para os sinais de frequências significativamente elevadas, por meio do elemento capacitivo contido em suas estruturas. A presença dos filtros EMC impactam na própria característica de propagação dos supraharmônicos (Torquato et al., 2016).

Dessa forma, os filtros EMC impedem que altos níveis de supraharmônicos, provenientes de aparelhos da vizinhança (emissão secundária), adentrem no equipamento no qual ele realiza o acoplamento, além de impedir que altos níveis de emissões do próprio equipamento (emissão primária) sejam injetados na rede e adentrem nos equipamentos da vizinhança (Rönnberg et al., 2011b; Róbert, 2015).

Entretanto, os filtros EMC bloqueiam apenas parte das emissões primárias e secundárias de supraharmônicos, sendo que a porcentagem e a eficiência no amortecimento da distorção ainda carecem de estudos conclusivos.

Somado a isso, há ainda questões técnicas e econômicas relacionadas ao emprego dos filtros EMC no amortecimento de supraharmônicos. A primeira diz respeito ao fato de que a exposição contínua do filtro a altos níveis de distorção pode acarretar em sobreaquecimento do componente e, conseqüentemente, do circuito ao qual está inserido. A primeira alternativa consistiria no aumento da capacidade do filtro instalado nos aparelhos. Entretanto, essa medida resultaria em uma barreira técnica, decorrente da necessidade de miniaturização do circuito integrado no qual o capacitor

está inserido e em uma barreira econômica, decorrente do aumento de custos de fabricação. Portanto, os filtros EMC devem estar associados a outras técnicas de mitigação de supra-harmônicos.

2.7. PARÂMETROS REGULATÓRIOS

Devido ao fato de ser um campo de estudo relativamente recente e que demanda ainda uma quantidade significativa de pesquisa, não há muitas normas que cobrem a faixa de harmônicos de 2 kHz a 150 kHz quanto há para os harmônicos de baixa ordem. No entanto, podem ser citadas algumas normas que cobrem a área de medições de sinais em altas frequências e compatibilidade eletromagnética, entre as quais se destacam:

- IEC 61000-4-7: em seu anexo B, apresenta recomendações para medições na faixa de frequências de 2 a 9 kHz, destacando o intervalo de agregação das frequências e a recomendação de um filtro para a retirada das componentes harmônicas de baixa ordem.
- IEC 61000-4-30: em seu anexo C, apresenta recomendações para medições na faixa de frequências de 9 a 150 kHz, incluindo também o intervalo de agregação das frequências e a obrigatoriedade de um filtro passa-alta.
- IEC 61000-2-2: estabelece níveis de compatibilidade eletromagnética na faixa de frequências de 0 a 9 kHz, com extensão até 148,5 kHz para sinais dos sistemas PLC.
- CISPR: conjunto de normas que estabelecem níveis de compatibilidade e regulam as emissões eletromagnéticas. Destacam-se: CISPR 11 e 12, para os ambientes industrial, científico, médico e automotivo; CISPR 13, 14, 15, e 16 para receptores de radiodifusão, equipamentos e ferramentas de uso doméstico, lâmpadas e luminárias fluorescentes e equipamentos e métodos de medida; CISPR 22, para equipamentos de tecnologia da informação, além de estabelecer padrões de emissões genéricos.

Ainda há um extenso trabalho a ser realizado no sentido do estabelecimento de normas que tratem especificamente dos supra-harmônicos no que concerne, principalmente, aos limites individuais de emissão e a suportabilidade dos equipamentos.

2.8. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo se dedicou à apresentação dos aspectos mais significativos relacionados ao campo de estudo dos supraharmônicos, de modo a destacar os avanços alcançados no conhecimento da origem das emissões, as características de propagação, as recomendações normativas a serem seguidas na realização das medições, os impactos conhecidos e avaliados até o momento, além das propostas de mitigação presentes na literatura ou já implementadas comercialmente.

O próximo capítulo se dedicará à apresentação de aspectos básicos concernentes ao processamento digital de sinais e a Transformada de Fourier e, adicionalmente, apresentar a ferramenta empregada na caracterização dos supraharmônicos neste trabalho, a Transformada Wavelet.

CAPÍTULO 3 – TRANSFORMADA WAVELET

A Transformada Wavelet apresenta características que se configuram como vantagens em relação à ferramenta clássica empregada no processamento de sinais, a Transformada de Fourier, quando da análise de sinais não estacionários. Com o objetivo de melhor elucidar tais vantagens, as próximas seções se dedicarão a uma breve abordagem de tópicos concernentes aos aspectos básicos da Transformada de Fourier e da Transformada de Fourier de Tempo Curto e, posteriormente, adentrar no estudo da Transformada Wavelet.

3.1. TRANSFORMADA DE FOURIER

Por meio da aplicação de transformadas, os sinais podem ser representados nos mais diversos domínios, entre os quais se situam o domínio do tempo e da frequência. O domínio do tempo indica, em um sinal, quando determinado evento ocorreu, ao passo que o domínio da frequência indica, intuitivamente, a frequência na qual o mesmo evento ocorreu (Najarian, 2012).

Em linhas gerais, a Transformada de Fourier realiza o transporte de um sinal no domínio do tempo para o domínio da frequência através da representação de qualquer função integrável $g(t)$ como a soma de exponenciais complexas com frequência angular $\omega = 2\pi ft$. A Transformada de Fourier de um sinal contínuo é dada, portanto:

$$G(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t)e^{-j2\pi ft} dt \quad (3.1)$$

Em que:

$G(f)$ – Sinal no domínio da frequência;

$g(t)$ – Sinal no domínio do tempo;

A principal consequência resultante da aplicação de (3.1) é que, após realizada a transformada, perdem-se as informações no domínio do tempo, dado que a função resultante, $G(f)$, tem como único parâmetro as frequências contidas no sinal. Desse modo, por meio da Transformada de Fourier, obtém-se a informação das frequências contidas no sinal, porém perde-se a informação relativa ao momento em que essas frequências ocorrem (Lathi, 2014).

Para sinais estacionários, cujo comportamento se mantém constante para todo instante de tempo, tal característica não se constitui em uma desvantagem significativa. Entretanto, na análise de sinais não-estacionários, que apresentam variações significativas em seu comportamento ao longo do tempo, essa particularidade torna a Transformada de Fourier não mais adequada para a sua caracterização (Oliveira, 2007; Bollen, 2006).

O efeito da característica intrínseca da Transformada de Fourier da perda da informação do domínio do tempo pode ser exemplificado por meio das Fig. 3.1 e 3.2. A Fig. 3.1 apresenta dois sinais distintos que possuem distorções de forma de onda com as mesmas componentes de frequência, porém em tempos diferentes de ocorrência.

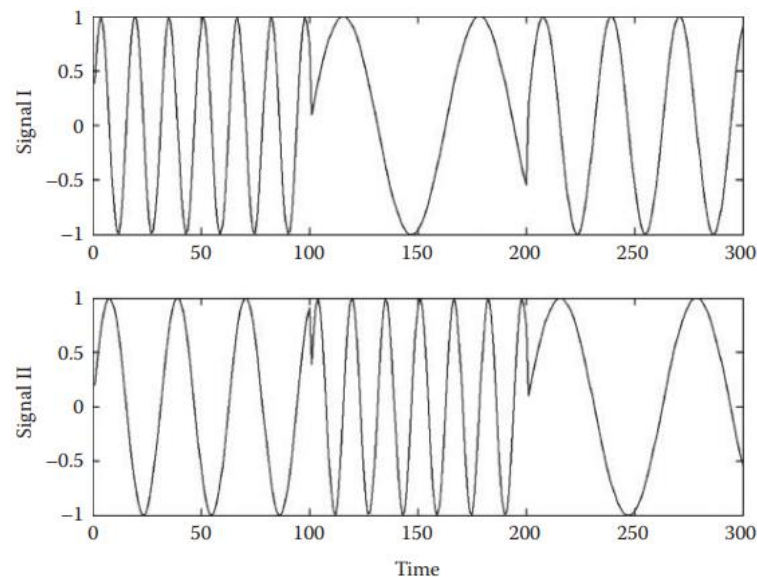


Figura 3. 1: dois sinais distintos com a mesma distorção em diferentes instantes de tempo (Najarian, 2012).

Os dois sinais da Fig. 3.1 apresentam as mesmas componentes de frequência e, devido a isso, o espectro de frequências obtido por meio do cálculo da Transformada de Fourier será idêntico, como exemplificado na figura 3.2.

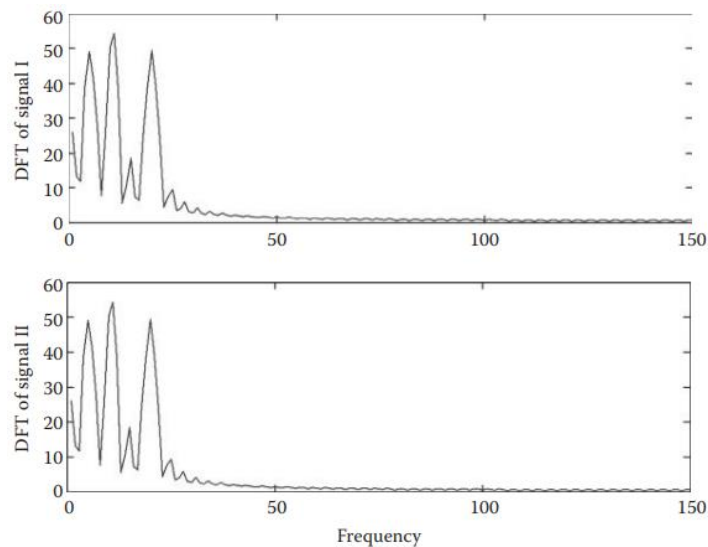


Figura 3. 2: espectro de frequências dos sinais da figura. 3.1 (Najarian, 2012).

Conforme ilustrado, uma das deficiências da análise via Transformada de Fourier é que ela não possui um caráter local, isto é, o sinal desde o seu início ($-\infty$) até o seu final ($+\infty$) é levado em consideração. Dessa forma a Transformada de Fourier representa um “comportamento global médio do sinal”, não sendo, portanto, adequada para a captação de pequenas variações (Oliveira, 2007).

3.2. TRANSFORMADA DE FOURIER DE TEMPO CURTO

O efeito da Transformada de Fourier da perda da informação no domínio do tempo levou ao desenvolvimento posterior da Transformada de Fourier de Tempo Curto (*Short Time Fourier Transform* - STFT), cuja característica principal é a introdução de um caráter local, tornando-a, dessa forma, dependente do instante de tempo analisado.

A ideia por trás da STFT é introduzir um parâmetro de frequência local (local no tempo), como se a Transformada de Fourier observasse o sinal através de uma curta janela (no caso, um curto espaço de tempo), dentro da qual o sinal permanece aproximadamente estacionário, conforme ilustrado na figura 3.3. Dessa forma, cada fração temporal (janela) do sinal é analisada separadamente até cobrir todo o instante de ocorrência do sinal (Oliveira, 2007).

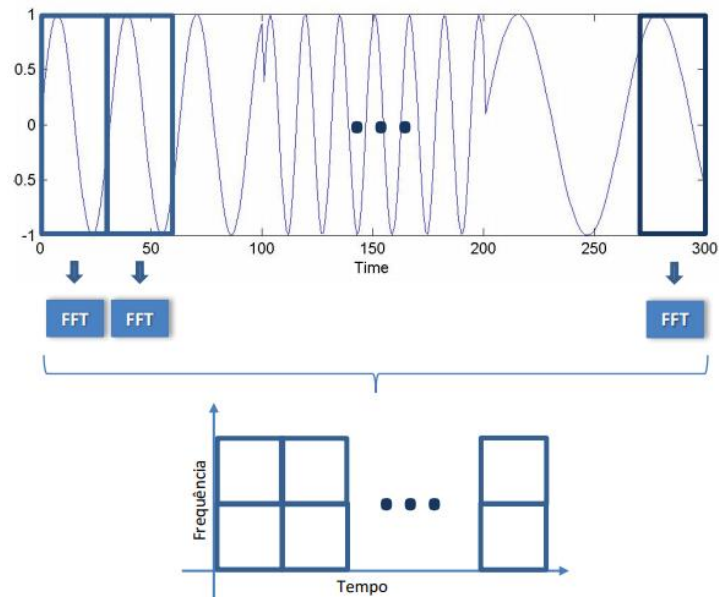


Figura 3. 3: princípio de funcionamento da STFT (Oliveira, 2018).

A abordagem proposta pela Transformada de Fourier de Tempo Curto representou um avanço significativo na análise de sinais não estacionários. Entretanto, a nova metodologia proposta se baseava em uma janela fixa de análise que percorria todo o sinal realizando o cálculo da Transformada de Fourier. Devido a isso, uma vez fixada a janela para a STFT, a resolução no tempo e na frequência permanece constante para todo instante do sinal analisado (Oliveira, 2007).

As deficiências da Transformada de Fourier de Tempo curto levaram ao desenvolvimento da Transformada Wavelet, capaz de proporcionar uma alta resolução no tempo e baixa na frequência para frequências mais altas e uma alta resolução na frequência e baixa no tempo para frequências mais baixas. A necessidade de uma ferramenta que proporcione uma resolução no plano tempo-frequência (t-f) variável se justifica pelo fato de que sinais com componentes em alta frequência apresentam rápidas variações no domínio temporal ao passo que sinais com componente em baixa frequência apresentam alterações mais lentas no domínio do tempo (Oliveira, 2007).

3.3. TRANSFORMADA WAVELET

A Transformada Wavelet é uma ferramenta moderna que permite a unificação de um grande número de técnicas de análise e processamento, como análise de imagens, codificação em sub-bandas, análise de multirresolução e modelagem de sistemas variantes no tempo (Oliveira, 2007). Foi desenvolvida com o intuito de superar as limitações de ferramentas clássicas de processamento de sinais, como a

Transformada de Fourier e a Transformada de Fourier de Tempo Curto, ou Transformada de Gabor.

A Transformada Wavelet foi introduzida pela escola francesa por meio da colaboração de grandes pesquisadores como Morlet, Grossmann, Meyer, Battle, Lemarié, Cohen, Mallat, Coifman e Rioul. O termo *wavelet* trata-se de uma versão anglofônica do original francês *ondelette*, que possui o significado de *ondinhas*, em referência à forma das funções utilizadas (Oliveira, 2007).

Além das aplicações na Qualidade da Energia Elétrica (QEE), as *wavelets* se desenvolveram nos campos da matemática, engenharia e física quântica sendo úteis em uma série de aplicações como geologia sísmica, processamento de imagens, visão computacional e humana, espectrometria, computação gráfica, descontaminação de sinais entre outras diversas áreas do conhecimento.

A vantagem do processamento de sinais via Transformada Wavelet fica evidente por meio da análise da figura 3.4. Na figura 3.4a é apresentada a metodologia básica da análise via Transformada de Fourier de Tempo Curto, na qual os espaçamentos iguais nos eixos do tempo e da frequência denotam janelas de análise fixas, caracterizando uma análise “uniresolução”. Por outro lado, na figura 3.4b, a análise via Transformada Wavelet é capaz de prover janelas de análise com tamanhos distintos de acordo com as características do sinal. Desse modo, tem-se uma alta resolução no domínio do tempo (pequenas escalas) para a análise de sinais com altas frequências e uma baixa resolução no tempo (grandes escalas) para a análise de sinais com baixas frequências.

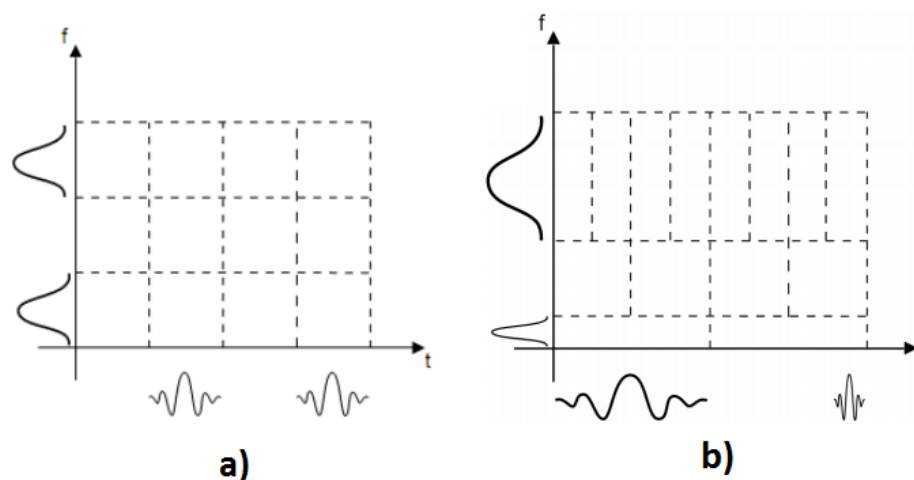


Figura 3. 4: a) análise via Transformada de Fourier de Tempo Curto (Araújo, 2009); b) Análise via Transformada Wavelet (Araújo, 2011).

3.3.1. Transformada Wavelet Contínua

A Transformada Wavelet Contínua (*Continuous Wavelet Transform* - CWT) é definida a partir de um espaço de funções ortonormais, consistindo na correlação cruzada entre um sinal $f(t)$ e uma família de funções que variam na forma e na largura, denominadas *funções wavelets*, que consistem em versões dilatadas e contraídas de uma mesma função, denominada *wavelet-mãe* (Argoud et al., 96).

A diferença entre uma onda senoidal e uma *wavelet* consiste no fato da onda senoidal ser normalmente suave e apresentar um comportamento regular em sua forma e também pode ser infinita. Já uma *wavelet* pode ter uma forma irregular e normalmente tem duração de apenas um período de tempo (Gao, 2011). As senóides são tipicamente usadas na Transformada de Fourier, na análise de sistemas determinísticos por representarem sistemas invariantes no tempo ou estacionários. As *wavelets*, por sua vez, podem ser úteis para a análise tanto de sistemas determinísticos como sistemas não-determinísticos por meio da análise no domínio tempo-frequência.

A equação (3.1) apresenta a formulação matemática da Transformada Wavelet Contínua.

$$CWT(a, b) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \psi^* \left(\frac{t-b}{a} \right) dx \quad (3.1)$$

Em que:

a – parâmetro de escala;

b – parâmetro de deslocamento;

$f(t)$ – função analisada;

$\psi(t)$ – função wavelet-mãe.

A Transformada Wavelet Contínua decompõe um sinal temporal em um conjunto de bases *wavelets*, dessa forma realizando uma transformação de $f(t)$ do domínio do tempo, unidimensional, para o domínio bidimensional *wavelet*, que é uma função contínua dos parâmetros a e b .

O parâmetro $\psi(t)$ representa uma *wavelet-mãe* (análoga aos senos e cossenos da série de Fourier). Tal definição é proveniente do fato de que todas as funções usadas no processo da transformada são versões deslocadas e dilatadas/comprimidas da mesma função.

Para que uma função possa ser empregada como uma *wavelet-mãe*. Deve satisfazer às seguintes propriedades (Barbosa, 2008):

- Condição de admissibilidade: é a propriedade que verifica se a função tem caráter oscilatório, ou seja, se a função tem forma de onda expressa pela equação:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \psi(t) dt = 0 \quad (3.2)$$

- A função deve ter energia unitária. Isso garante que a função possua suporte compacto, isto é, que apresente decaimento rápido de amplitude, conforme a equação:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |\psi(t)|^2 dt = 1 \quad (3.3)$$

3.3.2. Obtenção das famílias *wavelets*

Dadas as condições necessárias e suficientes para que uma determinada função possa ser empregada como *wavelet-mãe*, uma família de funções pode ser obtida a partir de uma única função por meio da alteração dos parâmetros de escala (a) e deslocamento (b).

A operação de escalamento de uma *wavelet* consiste na sua compressão ou dilatação, obtendo-se, dessa forma, multirresoluções da mesma função. A partir de uma *wavelet* mãe (3.4), obtém o escalamento por meio da definição do parâmetro b em um valor fixo e a alteração do parâmetro a (3.5):

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad (3.4)$$

$$\psi_a(t) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \psi\left(\frac{t}{a}\right) \quad (3.5)$$

Portanto, um fator de escala contido no intervalo entre 0 e 1 resulta na compressão da *wavelet*, ao passo que um valor maior que 1 resulta na sua dilatação.

A figura 3.5 apresenta a operação de escalamento sobre uma *wavelet-mãe* chapéu mexicano, na qual fica evidente que a diminuição do fator de escalamento resulta na compressão da *wavelet* ao passo que o seu aumento resulta na dilatação da função (Oliveira, 2007).

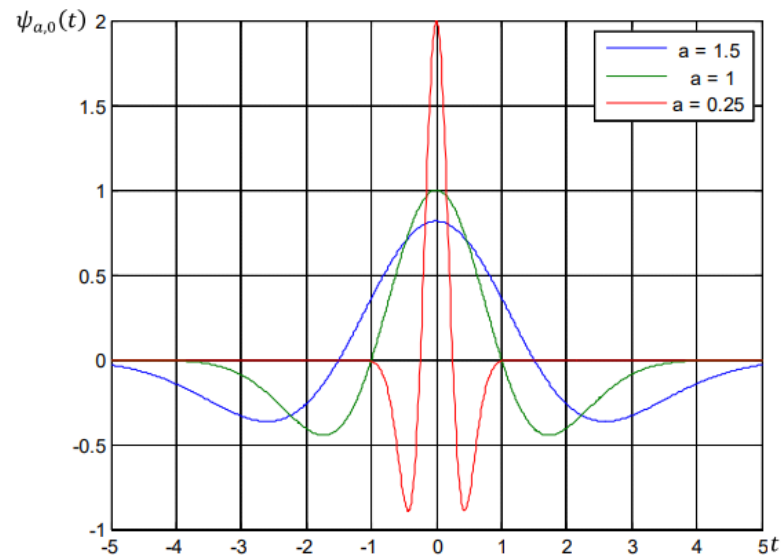


Figura 3. 5: operação de escalação sobre uma wavelet-mãe chapéu mexicano (Araújo, 2011).

A operação de translação da *wavelet-mãe*, realizada por meio da alteração do parâmetro de deslocamento, por sua vez, resulta no atraso ou adiantamento da *wavelet-mãe* em relação ao eixo das abscissas. Tomando novamente a função wavelet-mãe (3.4), obtém-se as versões deslocadas a partir da definição do parâmetro a em um valor fixo e a alteração do parâmetro b :

$$\psi_b(t) = \psi(t - b) \quad (3.6)$$

A figura 3.6 exemplifica o processo de deslocamento em uma wavelet chapéu mexicano. Para valores de $b < 0$, a função se desloca para a esquerda ao passo que para valores de $b > 0$ a função sofre um deslocamento para a direita.

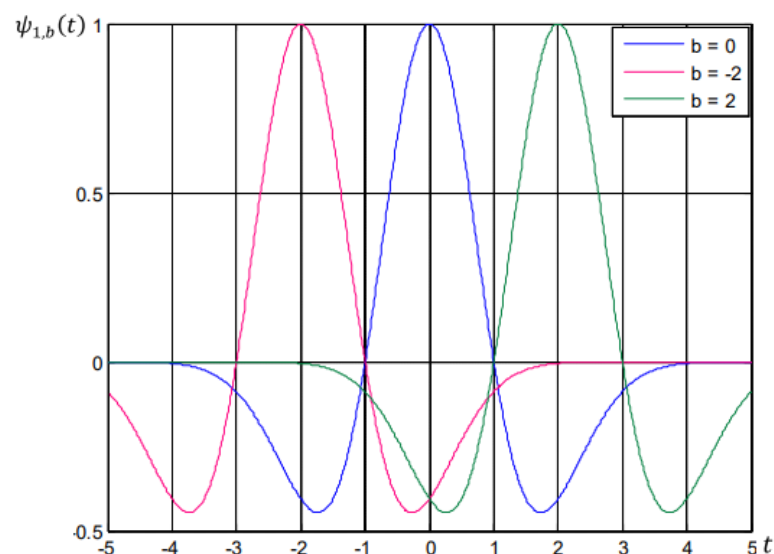


Figura 3. 6: operação de translação sobre a wavelet-mãe chapéu mexicano (Araújo, 2011).

3.3.3. Cálculo da Transformada Wavelet Contínua

A CWT é calculada por meio da integração de uma função $f(t)$ durante todo um intervalo, multiplicada por versões deslocadas e escalonadas da *wavelet-mãe*, estabelecendo-se uma correlação entre elas, o que produz os coeficientes *wavelet*, que consistem em uma expressão da similaridade entre as duas funções (Arruda, 2003).

O primeiro passo no cálculo da transformada é a escolha da *wavelet-mãe* a ser usada e a sua comparação com o instante de início do sinal a ser analisado (Filho, 2003). A escolha da *wavelet* não é baseada em aspectos analíticos, mas sim nas características das funções *wavelets* conhecidas. Dessa forma, em geral, wavelets mais suaves indicam melhor resolução em frequência em relação àquelas que possuem variações mais bruscas ou descontinuidades, sendo, portanto, mais adequadas para a distinção dos níveis de frequências contidos nos sinais analisados (Filho, 2003). Um estudo particular das principais famílias *wavelets* utilizadas em estudos de QEE será conduzido na seção 3.3.4.

Ainda com relação ao cálculo da CWT, a figura 3.7 apresenta a comparação entre a *wavelet* escolhida e o trecho inicial do sinal.

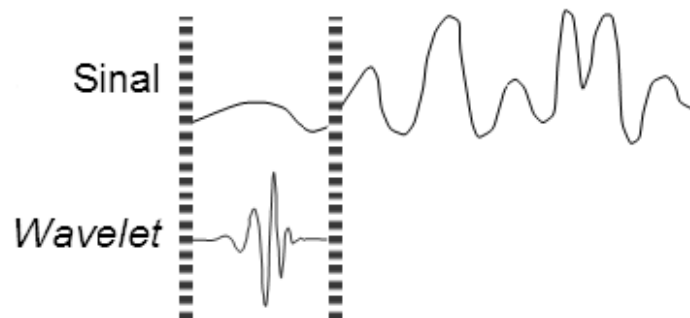


Figura 3. 7: wavelet-mãe comparada com o instante de início do sinal (Filho, 2003).

A correlação entre a *wavelet* e o sinal analisado é então calculada, o que produz os coeficientes *wavelets*, $C = CWT_x(a, b)$, de modo a expresser uma “semelhança” entre a função analisada e a função *wavelet*. A magnitude do coeficiente resultante desse cálculo expressa, então, a similaridade entre as duas funções sendo que, quanto maior for o valor do coeficiente, maior será a similaridade. Caso a energia do sinal e da *wavelet* sejam iguais, tem-se $C = 1$ (Souza, 2007).

O próximo passo é descrito na figura 3.8, na qual o sinal é deslocado para a direita e é novamente calculada a correlação. Esse processo continua até que todo o sinal tenha sido excursionado pela *wavelet*.

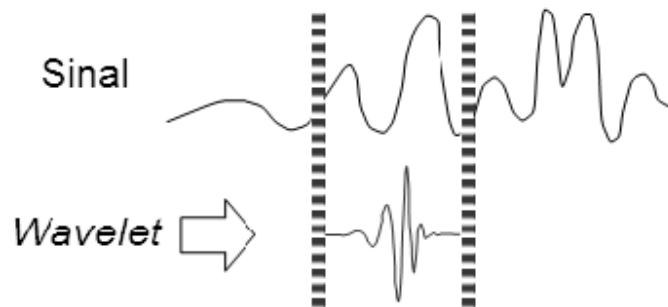


Figura 3. 8: wavelet deslocada percorrendo o sinal (Filho, 2003).

O processo então se repete para uma nova versão da wavelet, agora dilatada, que será excursionada por todo o sinal, calculando a correlação e obtendo os coeficientes *wavelets*.

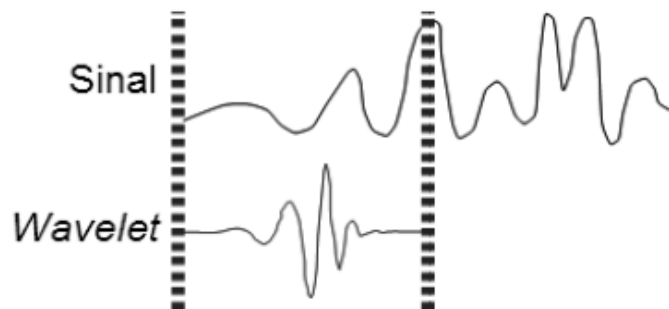


Figura 3. 9: wavelet dilatada usada no cálculo da correlação (Filho, 2003).

3.3.4. Famílias de funções *wavelet*

Existe uma grande variedade de funções que podem ser eleitas como *wavelet-mãe*, desde que obedeçam a condição de admissibilidade e possuam suporte compacto.

Desde que a *wavelet* de Haar foi apresentada no início do século XX, surgiram muitas outras famílias, passando pela *wavelet* Gaussiana de Morlet, as *wavelets* de Meyer e as *wavelets* da família Daubechies, que atualmente são as mais usadas. Numerosas *wavelets* já apareceram regularmente em livros e foram adaptadas para aplicações por meio de softwares especializados. A construção de novas *wavelets* foi

bem intensa nos primeiros anos de sua história, tornando-se menos regular nos últimos anos visando atender objetivos específicos de determinadas áreas do conhecimento (Misiti et al., 2007).

A Tabela 3.1 apresenta as principais funções *wavelet* empregadas nas mais diversas aplicações.

Tabela 3. 1: famílias wavelet mais comumente utilizadas (Araújo, 2011).

Família <i>Wavelet</i>	Abreviação	Definição
Haar	Haar	$\psi(x) = \begin{cases} 1 & 0 \leq x \leq 1/2 \\ -1 & 1/2 \leq x \leq 1 \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases}$
Symlets	Sym	Sem forma analítica
Daubechies	Db	Sem forma analítica, exceto Db1
Coiflets	Coif	Sem forma analítica
Biortogonal	Bior	Sem forma analítica
Biortogonal reversa	Rbio	Sem forma analítica
Meyer	Meyr	Sem forma analítica
Meyer discreta	Dmey	Sem forma analítica
Gaussiana	Gaus	$\psi_n(x) = C_n \frac{d^n}{dt^n} (e^{-x^2})$
Chapéu mexicano	Mexh	$\psi(x) = (1 - x^2)e^{-\frac{x^2}{2}}$
Morlet	Morl	$\psi(x) = \cos\left(5\sqrt{2}(x - b)\right)e^{-(x-b)^2}$
Gaussiana complexa	Cgau	$\psi(x) = C_p e^{-ix} e^{-x^2}$
Morlet complexa	Cmor	$\psi(x) = \sqrt{\pi f_b} e^{2i\pi f_c x} e^{-\frac{x^2}{f_b}}$
Shannon complexa	Shan	$\psi(x) = \sqrt{f_b} \text{sinc}(f_b x) e^{2\pi i f_c x}$
Complexa B-spline	Fbsp	$\psi(x) = \sqrt{f_b} \left[\text{sinc}\left(\frac{f_b x}{m}\right) \right]^m e^{2\pi i f_c x}$

As principais wavelets empregadas em estudos de qualidade de energia incluem:

- *Wavelets* Daubechies: *dbN*

Esta família *wavelet* foi a primeira a tornar possível o trabalho com wavelets ortogonais com suporte compacto e regularidade arbitrária (Misiti et al., 2007). O parâmetro *N* representa a ordem da *wavelet*.

Esta família contém a *wavelet* de Haar, *db1*, que é a mais simples e a mais antiga de todas as *wavelets*. Ela é descontínua e apresenta uma forma quadrada

(Misiti et al., 2007). Exceto pela *db1*, as *wavelets* desta família não têm uma expressão explícita. Com exceção também da *db1*, as *wavelets* da família Daubechies são assimétricas.

A figura 3.10 apresenta as primeiras ordens da família *dbN*.

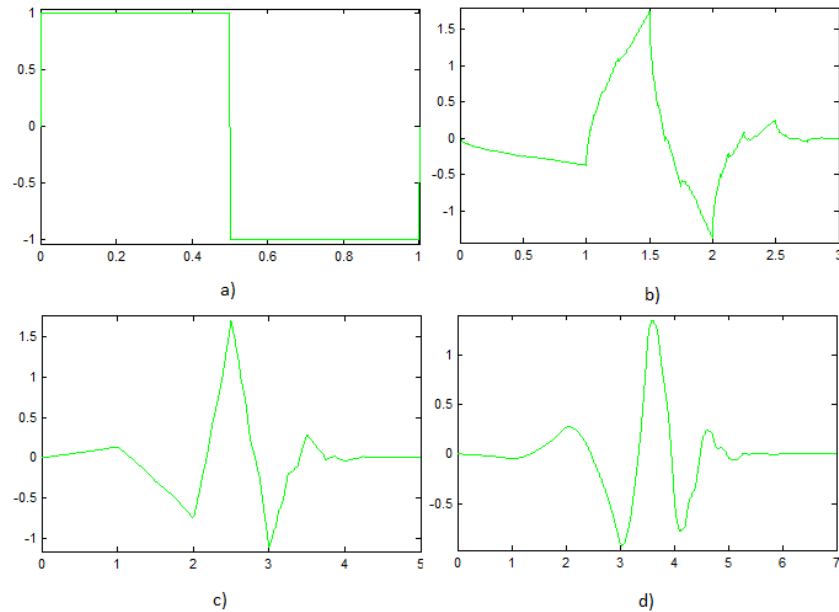


Figura 3. 10: a) *db1*, b) *db2*, c) *db3* e d) *db4*.

- *Symlets: symN*

É a família de *wavelets* simétricas obtidas a partir da modificação da construção da família *dbN*, o que torna as duas famílias bastante similares (Misiti et al., 2007). A figura 3.11 mostra as primeiras ordens da família *symlet*.

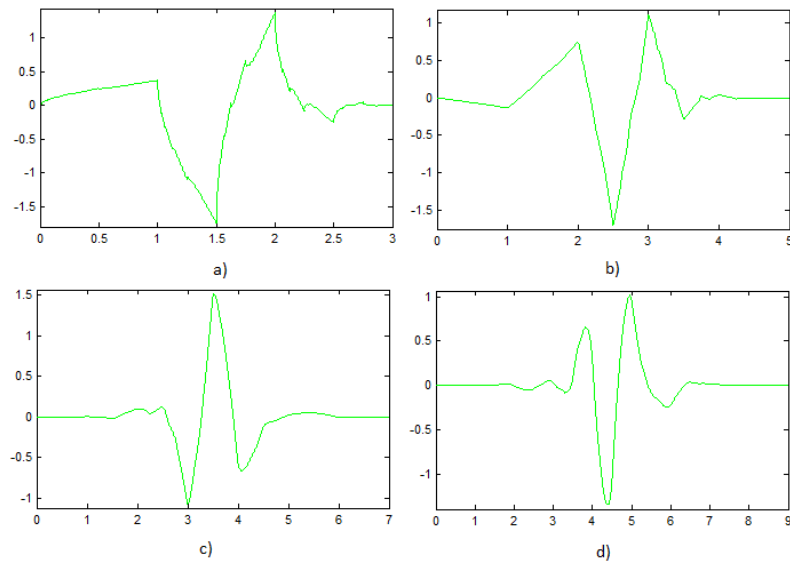


Figura 3. 11: família symlet.

- *Coiflet: coifN*

Constitui uma família de funções que apresentam uma característica não usual: como as duas famílias previamente descritas, a wavelet ψ associada com a *coif N* tem $2N$ momentos nulos, mas também a função escala φ tem $2N-1$ momentos nulos (Misiti et al., 2007). As duas funções ψ e φ tem o suporte compacto com o tamanho de $6N-1$. A figura 3.12 mostra as *wavelets* da família *coiflet*.

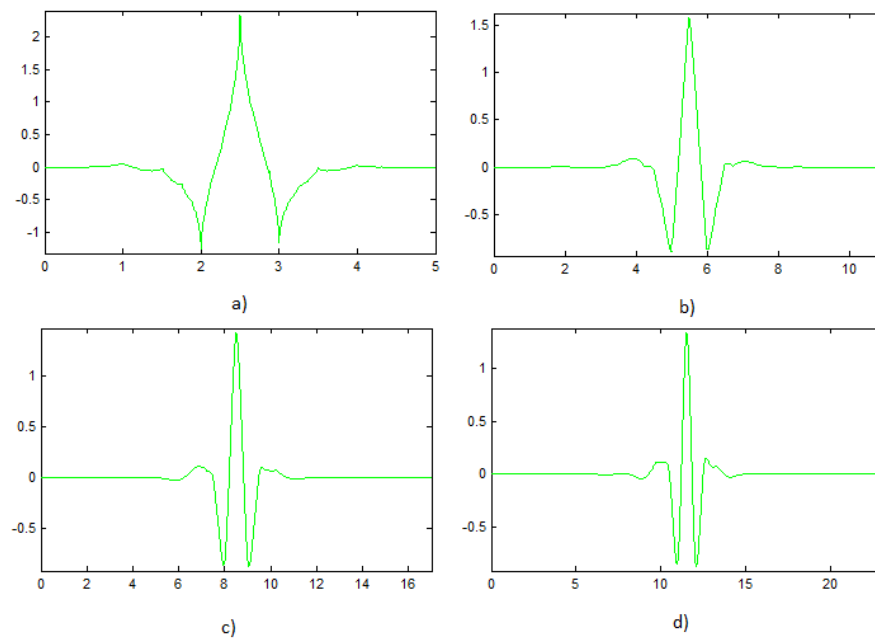


Figura 3. 12: wavelets da família coiflet.

3.3.5. Transformada Wavelet Discreta

A CWT é empregada sobretudo na dedução de propriedades das transformações. Já a Transformada Wavelet Discreta (*Discrete Wavelet Transform - DWT*) é mais atraente para a implementação computacional (Oliveira, 2007).

A CWT essencialmente mapeia um sinal no domínio do tempo em uma representação bidimensional (tempo, escala) que é altamente redundante (Oliveira, 2007). A DWT foi então introduzida no intuito de proporcionar uma descrição mais eficiente. Elas não são obtidas por translações e escalonamentos contínuos, mas sim em intervalos discretos. Tal operação pode ser obtida por meio da discretização da wavelet-mãe contínua, expressa na equação (3.7).

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \Rightarrow \psi_{m,n}(t) = \frac{1}{\sqrt{|a_0^m|}} \psi\left(\frac{t-nb_0a_0^m}{a_0^m}\right) \quad (3.7)$$

Onde:

$$a = a_0^m \quad m = 1,2,3, \dots$$

$$b = nb_0a_0^m \quad n = 1,2,3, \dots$$

Na equação (3.7), m e n são inteiros, $a_0 > 1$ é um parâmetro de dilatação fixo, b_0 é o fator de Translação fixo e b agora depende do fator de dilatação (Oliveira, 2007).

Como pode ser observado, a discretização da DWT ocorre apenas no domínio dos parâmetros de escala e deslocamento e não na variável independente do sinal a ser analisado (tempo ou espaço). Isto significa que o sinal $f(t)$ e a wavelet-mãe são definidos em tempo contínuo, porém os coeficientes são definidos em valores discretos (Oliveira, 2007).

A Transformada Wavelet Contínua é obtida por meio de translações e escalonamentos contínuos de uma função sobre um sinal, calculando uma correlação entre eles. Na prática essa transformada não seria muito útil, pois iria demandar infinitas translações e escalonamentos, requerendo muito tempo e recursos computacionais e gerando muita redundância (Oliveira, 2007).

3.3.6. Análise de Multirresolução

A análise de multirresolução (AMR) consiste em um algoritmo para o cálculo da DWT idealizado por Mallat em 1989. A AMR propõe a decomposição de um sinal em sub-bandas de frequência com o objetivo de torná-lo analisável em múltiplas bandas de frequência distintas e independentes (Poularikas, 2010). Devido ao menor

dispêndio de recursos computacionais que as versões anteriormente propostas, tornou-se a maneira mais elegante de implementar a Transformada Wavelet.

O algoritmo da AMR consiste, a cada iteração, na criação de duas séries de coeficientes, $c[k]$ e $d[k]$. Os coeficientes da série $c[k]$ armazenam as informações de baixa frequência, denominadas de coeficientes de aproximação. A série $d[k]$, por sua vez, armazena as informações de alta frequência, denominadas de coeficientes de detalhes (Bouton, 2006).

A decomposição do sinal se dá por meio de duas funções: a primeira é denominada função escala ou *wavelet*-pai, $\varphi(t)$, responsável pela geração dos coeficientes de aproximação $c[k]$; e a segunda é a função detalhe ou *wavelet*-mãe, $\psi(t)$, responsável pela geração dos coeficientes de detalhes $d[k]$. A função de escalamento e a *wavelet*-mãe são dadas por:

$$\varphi(t) = \sqrt{2} \sum_k g(k) \varphi(2t - k); \quad k \in \mathbb{Z} \quad (3.8)$$

$$\psi(t) = \sqrt{2} \sum_k h(k) \varphi(2t - k); \quad k \in \mathbb{Z} \quad (3.9)$$

Em que:

$g(k)$ – coeficientes do filtro passa-baixa;

$h(k)$ – Coeficientes do filtro passa-alta.

A partir das funções de escala e de detalhe, pode-se definir, para um sinal cuja função é dada por $x(t)$, uma expansão em séries de coeficientes de aproximações e detalhes, dados respectivamente por $C_{j_0}(k)$ e $d(j, k)$ em (3.10).

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_{j_0}(k) \varphi_k(t) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{j=j_0}^{\infty} d(j, k) \psi_{j,k}(t); \quad j, k \in \mathbb{Z} \quad (3.10)$$

As funções de escala (*wavelet*-pai) e de detalhe (*wavelet*-mãe) são relacionadas por:

$$\varphi(t) = \sum_k h(k) \varphi_{-1,k}(t) = \sqrt{2} \sum_k g(k) \varphi(2t - k) \quad (3.11)$$

$$\psi(t) = \sum_k g(k) \varphi_{-1,k}(t) = \sqrt{2} \sum_k g(k) \varphi(2t - k) \quad (3.12)$$

A figura 3.13 exemplifica as funções de escala e detalhes obtidas a partir de uma wavelet Daubechies de ordem 4.

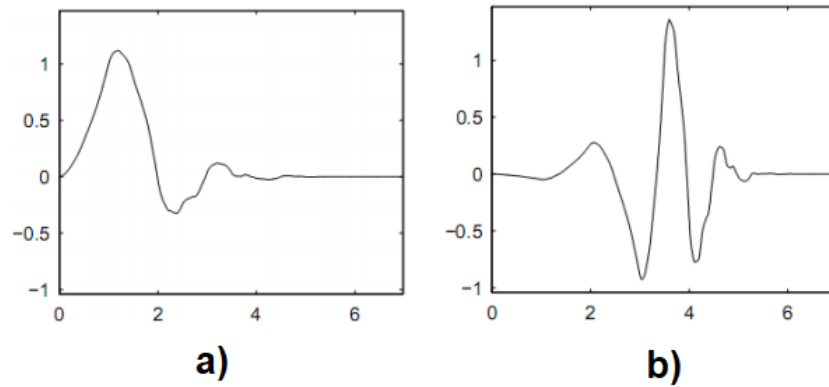


Figura 3. 13:a) funções de escala e b) detalhe a partir da wavelet db4 (Misiti et al., 1997).

Na prática, a AMR de Mallat não utiliza as funções de escala e detalhe. A implementação do algoritmo é realizado por meio de dois filtros: $g[n]$ e $h[n]$. O primeiro trata-se de um filtro passa-baixa, responsável pela geração dos coeficientes de aproximação, $c[k]$ (3.13). Enquanto o segundo, um filtro passa alta, $h[n]$, é responsável pela geração dos coeficientes de detalhes, $d[k]$ (3.14).

$$c_j[k] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_{j-1}[m]g[m - 2k] \quad (3.13)$$

$$d_j[k] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_{j-1}[m]h[m - 2k] \quad (3.14)$$

Com vista à eficiência do algoritmo, relacionada à capacidade de representação não redundante e uma representação única do sinal original, é necessário que os filtros sejam do tipo Resposta Impulsiva Finita (*Finite Impulse Response – FIR*) e espelhados em quadratura (*Quadrature Mirror Filters – QMF*) (Mallat, 1989).

Ao passo que a condição para que um filtro digital seja do tipo FIR é que ele possua uma resposta à uma entrada impulsiva de duração finita (Junior, 2006), a condição para que um par de filtros (passa-baixa e passa-alta) seja do tipo QMF é que eles possuam uma frequência de corte em um ponto de simetria centrado em $\pi/2$ rad/s, considerando uma máxima frequência contida no sinal de π rad/s, mediante uma frequência de amostragem de 2π rad/s, conforme apresentado na figura 3.14 (Sarkar et al., 2002).

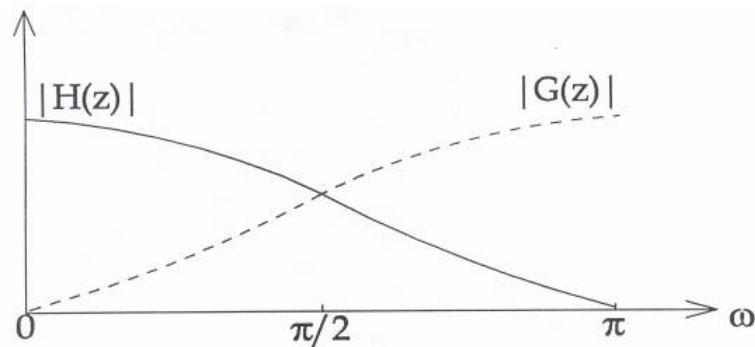


Figura 3. 14: resposta em frequência de dois filtros espelhados em quadratura (Sarkar et al., 2002).

Considerando um banco de filtros implementados em decomposições sucessivas, a frequência de corte a cada nível de decomposição é dada por:

$$f_c = \frac{B}{2^n} \quad (3.15)$$

Em que:

f_c – Frequência de corte;

B – Máxima frequência contida no sinal, igual à metade da frequência de amostragem;

n – Nível de decomposição.

A implementação da AMR via utilização de filtragens sucessivas do sinal pode ser vista na figura 3.15. Em cada nível de decomposição, ocorre a filtragem do sinal por meio de um filtro passa-baixa (H) e um filtro passa-alta (G), que fornecem as aproximações, contendo as baixas frequências e os detalhes, contendo as altas frequências, respectivamente.

Considerando o primeiro nível de decomposição, as componentes resultantes do filtro passa-baixa (A) contêm as baixas frequências, enquanto as componentes resultantes do filtro passa-alta (D) contêm as altas frequências. No segundo nível de decomposição, o sinal resultante do filtro passa-baixa anterior é submetido novamente a um par de filtros QMR, passa-baixa e passa-alta, que fornecem AA (aproximações) e AD (detalhes), respectivamente. O processo iterativo continua até que um nível de informação satisfatório seja extraído dos coeficientes, relacionado às características do sinal.

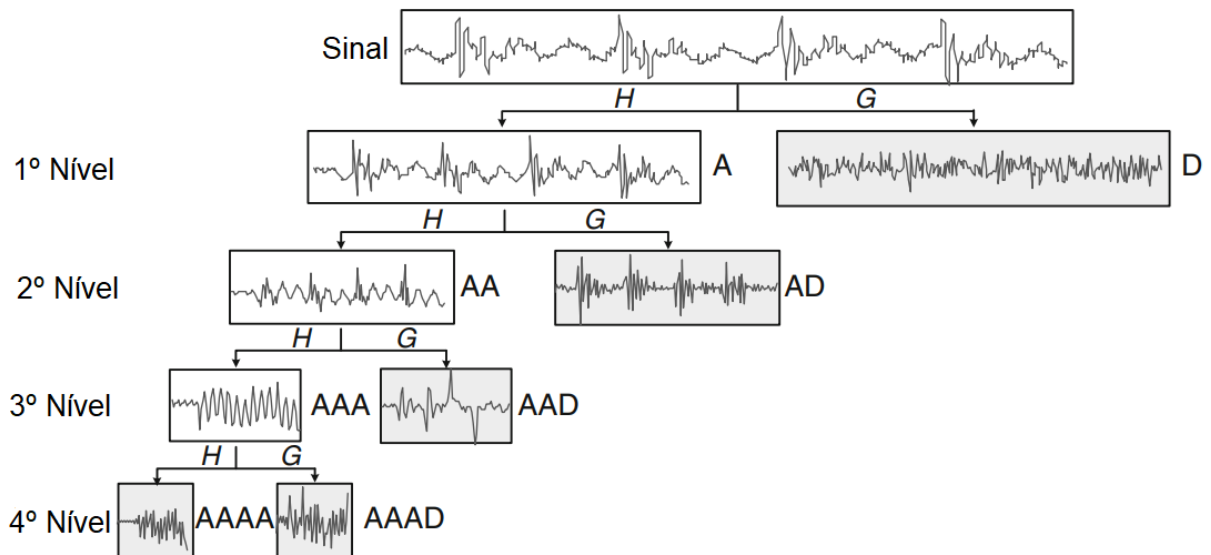


Figura 3. 15: a) bancos de filtros para implementação da AMR (Gao, 2011).

Considerando que o sinal original possui banda de frequência igual a B , os coeficientes de detalhes e aproximações apresentam bandas de frequência conforme a tabela 3.2.

Tabela 3. 2: bandas de frequência dos coeficientes.

Coefficiente	Banda de Frequência
A	$0 - B/2$
D	$B/2 - B$
AA	$0 - B/4$
AD	$B/4 - B/2$
AAA	$0 - B/8$
AAD	$B/8 - B/4$
AAAA	$0 - B/16$
AAAD	$B/16 - B/8$

Deve-se dar destaque ao fato de que, após a filtragem, a quantidade de amostras nos coeficientes de detalhes e aproximação é reduzida pela metade pelo processo de *downsampling*. Dessa forma, caso o sinal original seja constituído por 1000 amostras, ambos os coeficientes de aproximação e detalhes irão conter 500 amostras, por exemplo. Isto é realizado por meio da eliminação de dados intercalados após a filtragem do sinal, considerando o primeiro dado (índices ímpares) e desconsiderando o segundo (índices pares), conforme exemplificado na figura 3.16. Caso o processo não seja realizado, os dois coeficientes resultantes da filtragem irão conter 1000 amostras cada um, totalizando 2000 amostras, inviabilizando a reconstrução do sinal.

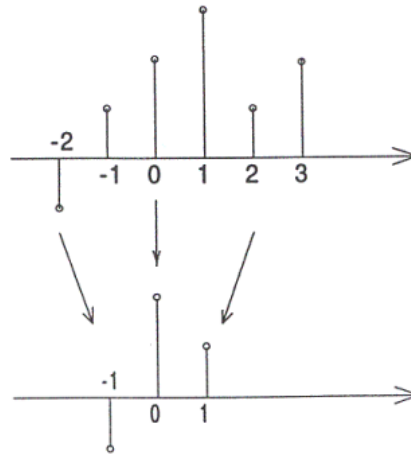


Figura 3. 16: processo de *downsampling* aplicado a uma seqüência de amostras (Sarkar et al., 2002).

Visando o processo de reconstrução do sinal, segundo o conceito da Transformada Wavelet Inversa, é realizada a superamostragem do sinal (*upsampling*), por meio da qual ocorre o aumento do número de amostras através da inserção de zeros entre elas, conforme apresentado na figura 3.17.

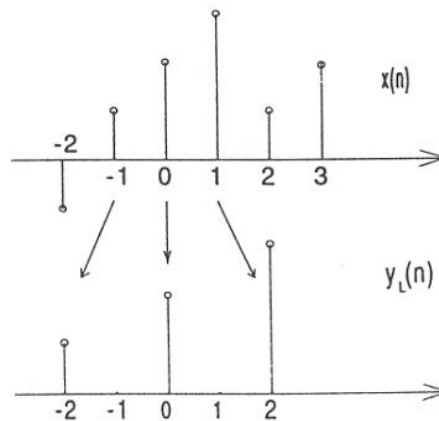


Figura 3. 17: processo de *upsampling* aplicado a uma seqüência de amostras (Filho, 2003).

O processo completo de decomposição e reconstrução pode ser visto na figura 3.18, com os respectivos processos de *downsampling* e *upsampling* assinalados por \downarrow e \uparrow , respectivamente.

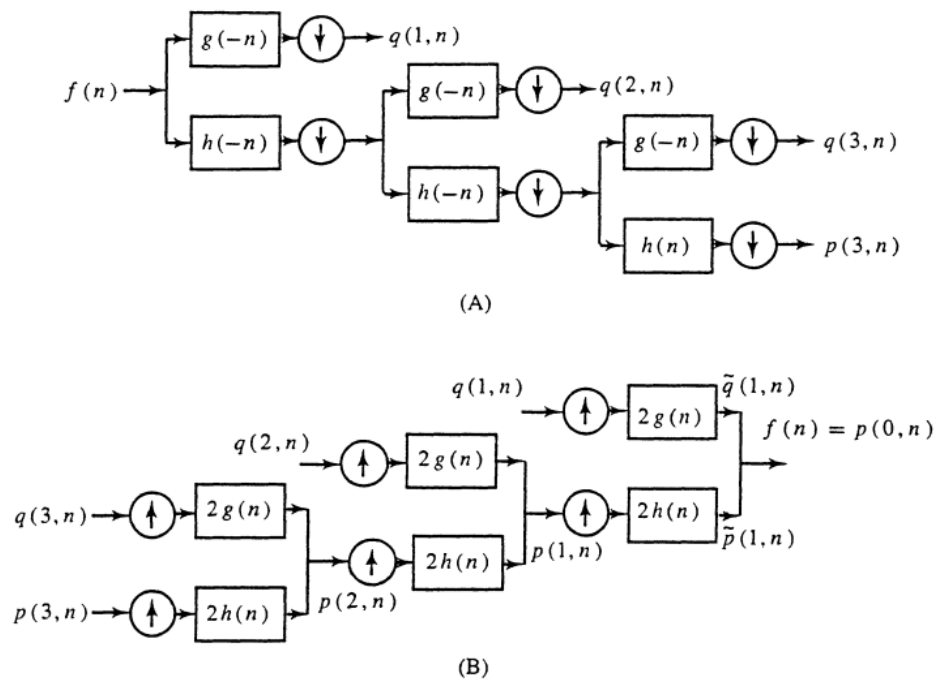


Figura 3. 18: sistematização do processo de decomposição e reconstrução em três níveis (Rao, 1998).

Dessa forma, a AMR permite a decomposição do sinal em diferentes bandas de frequência, além do ajuste da quantidade de amostra visando a posterior reconstrução do sinal. A AMR proposta por Mallat representou um passo significativo no sentido da busca de uma implementação da Transformada Wavelet Discreta que apresentasse facilidade de realização computacional.

3.4. TRANSFORMADA WAVELET PACKET

A Transformada Wavelet Discreta se equivale à implementação de um banco de filtros não uniformes com uma melhor resolução em frequência em baixas frequências e melhor resolução no tempo para altas frequências. Dessa forma, por meio da implementação através da AMR, o sinal é dividido em coeficientes de aproximação e detalhes. Entretanto, apenas os coeficientes de aproximação são novamente divididos em coeficientes de aproximação e detalhes até um número n de níveis de decomposição, onde 2^n é o tamanho do sinal amostrado.

A Transformada Wavelet Packet (*Wavelet Packet Transform* - WPT) se baseia em um conceito semelhante com a diferença que, nessa outra abordagem, os coeficientes de detalhes são também divididos em coeficientes de aproximação e detalhes, decompondo o sinal em forma de uma árvore binária, denominada árvore

Wavelet Packet. Com isso, obtém-se a representação do sinal em bandas de frequências com diferentes resoluções.

Uma biblioteca de funções *wavelet packet* pode ser definida como o conjunto de funções da forma $W_n(2^l - k)$, onde l e $k \in \mathbb{Z}$ e $n \in \mathbb{N}$. Cada função é determinada por três parâmetros: l , o parâmetro de escala; k , o parâmetro de localização; e n , o parâmetro de oscilação (Chang, 1993).

A biblioteca de funções wavelet packet é construída conforme (3.16) e (3.17):

$$W_{2n}(t) = \sqrt{2} \sum_k h(k) W_n(2t - k) \quad (3.16)$$

$$W_{2n+1}(t) = \sqrt{2} \sum_k g(k) W_n(2t - k) \quad (3.17)$$

Em que:

$n = 0, 1, 2, \dots$

$W_0(t)$ – Corresponde à função de escala, $\phi(t)$;

$W_1(t)$ – Corresponde à *wavelet-mãe*, $\psi(t)$;

$h(k)$ – Filtro espelhado em quadratura associado à função de escala;

$g(k)$ – Filtro associado em quadratura associado à função *wavelet-mãe*;

De modo a ilustrar a implementação prática da Transformada Wavelet Packet, a figura 3.19 apresenta os bancos de filtros responsáveis pela geração dos coeficientes de aproximação e detalhes a cada nível de decomposição. Devido à característica da decomposição também dos coeficientes de detalhes, a abordagem via WPT é capaz de proporcionar uma maior resolução em frequência para a faixa de frequências mais elevadas do sinal.

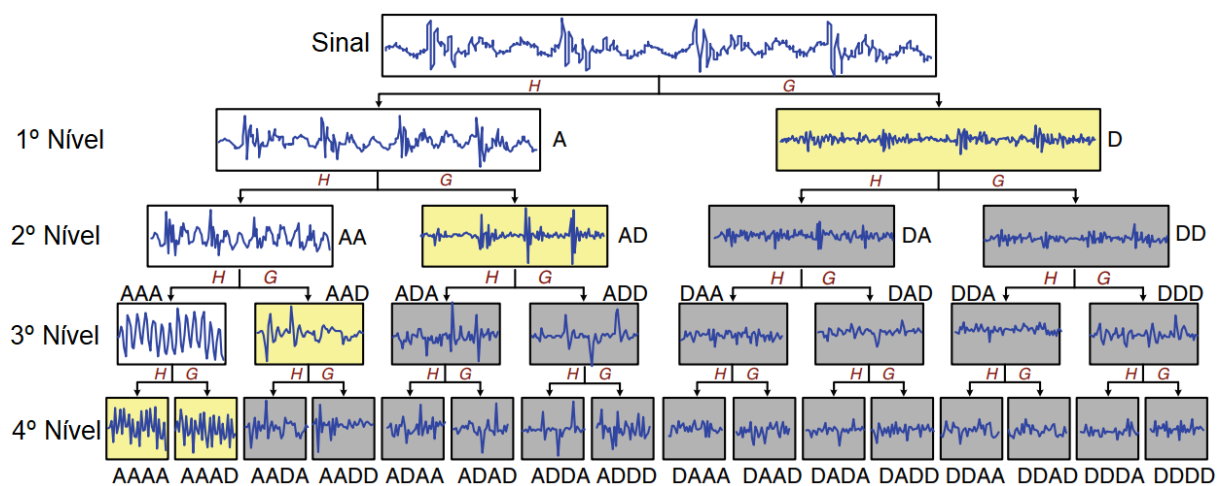


Figura 3. 19: implementação da Transformada Wavelet Packet (Gao, 2011).

Com base na árvore de decomposição, a tabela 3.3 apresenta as bandas de frequência dos coeficientes em cada nível, considerando os três primeiros níveis de decomposição da árvore da figura 3.19. É possível observar que as bandas de frequências são igualmente espaçadas, além de fornecerem uma melhor resolução em frequência se comparadas com as bandas de frequência da tabela 3.2, referente à uma decomposição via Transformada Wavelet.

Tabela 3. 3: bandas de frequências dos coeficientes da árvore wavelet packet.

Coeficiente	Banda de frequência
A	$0 - B/2$
D	$B/2 - B$
AA	$0 - B/4$
AD	$B/4 - B/2$
DA	$B/2 - 3B/4$
DD	$3B/4 - B$
AAA	$0 - B/8$
AAD	$B/8 - B/4$
ADA	$B/4 - 3B/8$
ADD	$3B/8 - B/2$
DAA	$B/2 - 5B/8$
DAD	$5B/8 - 3B/4$
DDA	$3B/4 - 7B/8$
DDD	$7B/8 - B$

Caso seja desejável uma maior resolução em frequência, a quantidade de níveis de decomposição pode ser aumentada, diminuindo, dessa forma, os espaçamentos das larguras de banda dos coeficientes do último nível de decomposição.

3.5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

O presente capítulo se dedicou à abordagem dos principais tópicos referentes à Transformada Wavelet, destacando as suas particularidades em relação à Transformada de Fourier. Foi dado destaque, desde a definição da Transformada Wavelet Contínua até a implementação da Transformada Wavelet Discreta por meio da Análise de Multirresolução. Por fim, foi abordada também a Transformada Wavelet Packet, capaz de proporcionar uma maior resolução em frequência para a região de frequências mais elevadas do sinal.

O próximo capítulo se dedicará à apresentação das medições laboratoriais realizadas com vista à detecção de supraharmônicos e a análise desenvolvida por meio das técnicas de processamento de sinais abordadas.

CAPÍTULO 4 – MEDIÇÕES E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

4.1. INTRODUÇÃO

Tendo em vista o objetivo de observar os fatores que contribuem para a emissão dos supra-harmônicos, foi realizada uma campanha de medição em ambiente laboratorial em dois tipos de cargas eletrônicas: lâmpadas LED e inversores de frequência. As cargas escolhidas estão disponíveis comercialmente e são amplamente utilizadas em ambiente doméstico ou industrial, no caso dos inversores de frequência.

As medições em cada grupo de cargas foram realizadas sob duas condições distintas de alimentação: a primeira consiste nas cargas alimentadas pela rede elétrica proveniente da concessionária de energia e a segunda consiste nas mesmas cargas supridas por uma fonte eletrônica trifásica. O objetivo da segmentação das medições, como descrito anteriormente, foi verificar as contribuições das cargas, da rede e da fonte eletrônica na emissão de distorção em alta frequência, bem como verificar a interação entre as cargas e a fonte de alimentação com relação à distorção na região de altas frequências.

4.2. CARACTERÍSTICAS DOS EQUIPAMENTOS DAS BANCADAS DE MEDIÇÃO

4.2.1. Equipamento analisador de QEE

O equipamento analisador de qualidade de energia empregado nas medições consiste em um HIOKI PW3198-90 (figura 4.1), capaz de medir harmônicos, inter-harmônicos, supra-harmônicos, transitórios, correntes de *inrush*, oscilações, afundamentos e elevações de tensão. O analisador consiste em um equipamento classe-A de acordo com a IEC 61000-4-30 e classe-I de acordo com a IEC 61000-4-7.

O funcionamento do equipamento descrito consiste na definição de níveis máximos para os distúrbios de QEE mencionados. Dessa forma, caso o analisador detecte alguma violação desses limites na medição efetuada, um evento será então armazenado dentro de uma janela de análise e sob uma determinada frequência de amostragem. Baseado nessa metodologia, quando componentes harmônicas acima de 2 kHz são detectadas, o analisador armazena um evento com uma frequência de amostragem de 200 kHz dentro de uma janela de análise de 40 ms.

Após a detecção do evento, o analisador permite que os dados sejam coletados e posteriormente analisados no *software* do equipamento ou outro *software* que forneça informação adicional em relação às características do sinal.



Figura 4. 1: equipamento analisador de qualidade de energia utilizado nas medições.

4.2.2. Fonte CA eletrônica trifásica

A fonte CA trifásica utilizada para a alimentação das cargas consiste em um modelo SUPPLIER FCATHQ 900-50-50-n-55250 (figura 4.2), capaz de gerar um sinal senoidal puro bem como os demais distúrbios de QEE, como harmônicos (até a 50ª ordem), afundamentos e elevações de tensão, oscilação de tensão, desvios de frequência e transitórios.

O modelo utilizado possui os seguintes parâmetros:

- Tensão nominal de alimentação: 380 VAC;
- Corrente nominal de entrada: 16 A;
- Frequência de alimentação: 50/60 Hz;
- Tensão de saída modo trifásico: 0 a 500 V (Tensão de linha);
- Corrente nominal de saída modo trifásico: 13,6 A;
- Tensão de saída modo monofásico: 0 a 288,5 V;
- Corrente nominal de saída modo monofásico: 40 A;
- Frequência de saída: 15 a 500 Hz.



Figura 4. 2: Fonte CA trifásica utilizada na alimentação das cargas.

4.2.3. Lâmpadas LED

As lâmpadas LED, reportadas na literatura como fontes emissoras de supraharmônicos, tiveram suas formas de onda de corrente e tensão analisadas individualmente, de modo a verificar a contribuição de cada equipamento, além de conectadas em paralelo conjuntamente à fonte supridora, a rede elétrica ou a fonte CA, conforme apresentado na figura 4.3.

Na mesma figura, estão assinalados os pontos em que as medições de corrente foram realizadas:

- i: corrente de entrada do conjunto de lâmpadas;
- ii a vi: corrente de entrada de cada lâmpada LED sob medição.

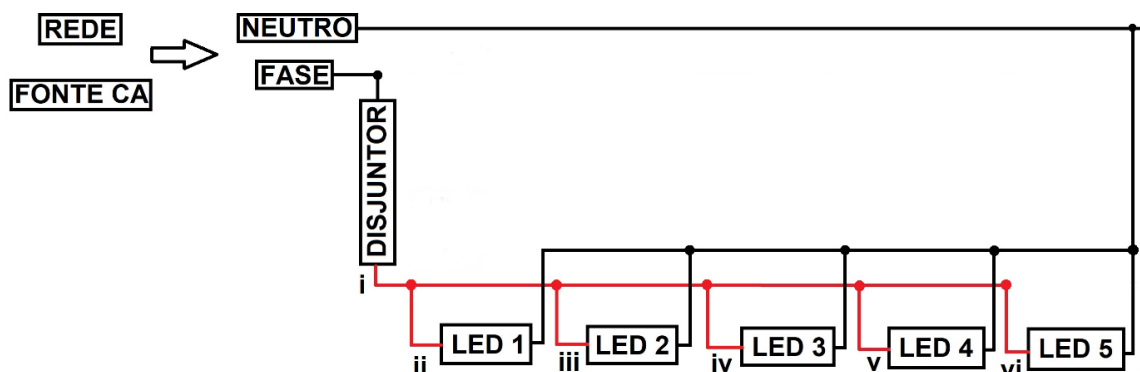


Figura 4. 3: configuração da bancada de medição das lâmpadas LED.

As especificações das lâmpadas LED utilizadas na campanha de medição são as seguintes:

a) LED 1: Brilia

- Potência: 9 W.
- Corrente: 0,078 A (127 V) / 0,042 A (220 V).
- Fator de potência: 0,7.

O modelo da lâmpada LED da marca Brilia utilizada nas medições é apresentado na figura 4.4. As demais lâmpadas utilizadas também se constituem em lâmpadas LED de bulbo.



Figura 4. 4: modelo da lâmpada LED bulbo Brilia utilizada nas medições.

b) LED 2: Empalux

- Potência: 7 W.
- Corrente: 0,054 A (127 V) / 0,036 A (220 V).
- Fator de potência: 0,89.

c) LED 3: Philips

- Potência: 9,5 W.
- Corrente: 0,087 A (127 V) / 0,051 A (220 V).
- Fator de potência: 0,92.

d) LED 4: Renesola

- Potência: 7 W.
- Corrente: 0,057 A (127 V) / 0,035 A (220 V);
- Fator de potência: 0,7.

e) LED 5: Star

- Potência: 7 W.
- Corrente: não fornecida pela fabricante.
- Fator de potência: não fornecido pela fabricante.

4.2.4. Inversores de frequência

É amplamente difundido na literatura o conhecimento de que, à jusante do inversor de uma bancada de acionamento (apresentada na figura 4.5), referido a partir de agora como “lado do inversor”, ocorre o predomínio de componentes harmônicas de alta frequência de tensão e corrente provenientes das características da modulação PWM. À montante do retificador, referido a partir de agora como “lado da rede”, entretanto, há o predomínio de componentes harmônicas ímpares de baixa frequência, provenientes das características do estágio retificador de acordo com a sua constituição em número de pulsos (4.1).

$$h = n * p \pm 1 \quad (4.1)$$

Em que:

h - Ordem harmônica;

$n - 1, 2, 3, 4...$

p - número de pulsos.

Dessa forma, para retificadores de 6 e 12 pulsos, mais amplamente utilizados na indústria, há a predominância de componentes de 5ª e 7ª, 11ª e 13ª ordens, respectivamente.

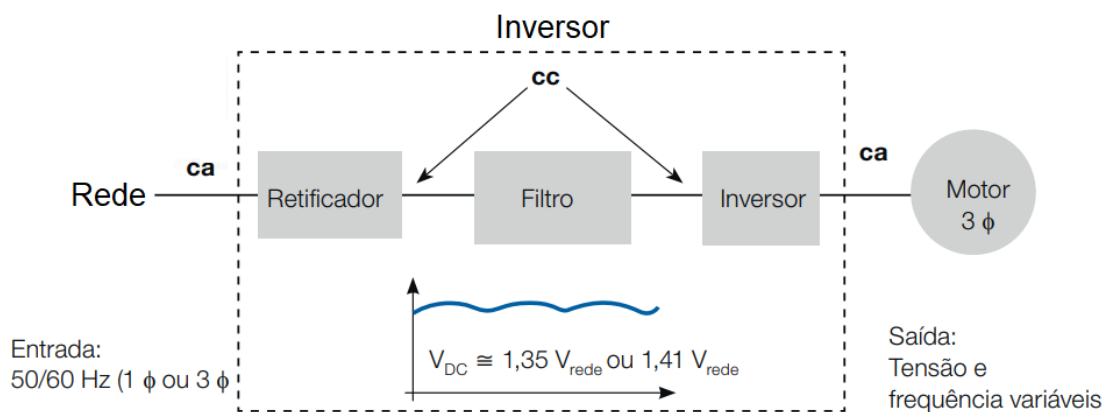


Figura 4. 5: topologia de um inversor conectado à fonte de alimentação (Weg, 2018).

Tomando como base a topologia de um inversor de frequência, pode-se conceber uma diferença básica nos inversores empregados no acionamento de motores elétricos daqueles empregados em sistemas fotovoltaicos e eólicos: a localização do lado do inversor. Ao passo que, no primeiro caso, o inversor se encontra no lado da carga, no segundo caso o estágio inversor se encontra no lado da rede doméstica interna ou mesmo da concessionária de energia, como ilustrado na figura 4.6. Portanto, no segundo caso os supraharmônicos são injetados diretamente na rede.

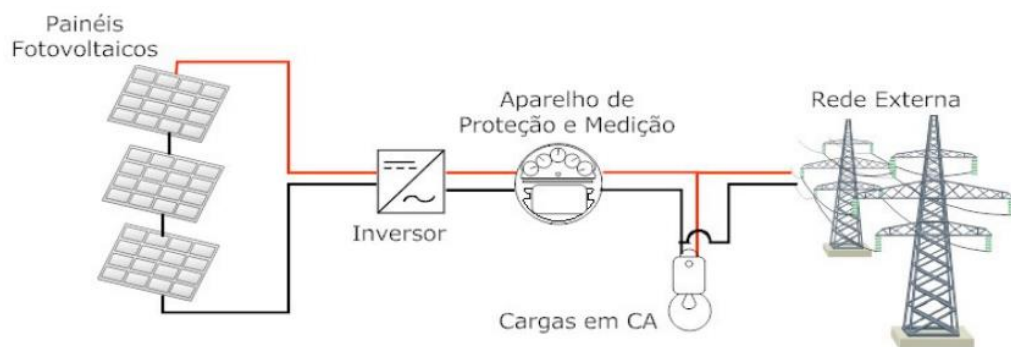


Figura 4. 6: topologia de um sistema fotovoltaico conectado à rede (Serrão, 2010).

Partindo das diferenças apresentadas, se faz necessário a verificação da característica de propagação dos supraharmônicos do lado da carga para o lado da rede no inversor de acionamento de motores em estudo. Portanto, o foco maior do trabalho se dará na avaliação da distorção no lado da rede.

Com relação à bancada de medição, os inversores utilizados se constituem em dois inversores WEG CFW-09, ora conectados à fonte CA, ora conectados à rede elétrica, conforme as ligações apresentadas na figura 4.7.

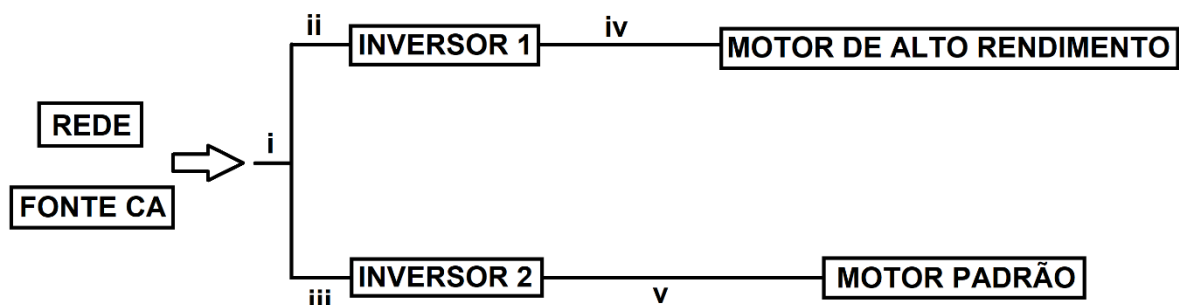


Figura 4. 7: configuração da bancada de medição.

Ainda com relação à bancada, os pontos nos quais foram realizadas as medições estão assinalados e são discriminados a seguir:

- i: o primeiro ponto de medição é localizado logo na saída da fonte/rede, à montante do ponto de derivação do qual provém a alimentação dos dois inversores.
- ii: o segundo ponto de medição é localizado à jusante do ponto de derivação e à montante do inversor 1.
- iii: o terceiro ponto de medição é localizado à jusante do ponto de derivação e à montante do inversor 2.
- iv: o quarto ponto de medição é localizado à jusante do inversor 1 e à montante do motor de alto rendimento.
- v: o quinto ponto de medição é localizado à jusante do inversor 2 e à montante do motor padrão.

Com relação aos equipamentos utilizados, as especificações dos inversores de frequência são as seguintes:

- Modelo: CFW090006T2223PSZ (figura 4.8);
- Tensão de alimentação: 220 a 230 Vac;
- Tensão de saída: 0 a 230 Vac;
- Frequência de alimentação: 50 a 60 Hz;



Figura 4. 8: modelo CFW-09 da WEG.

As especificações do motor de alto rendimento, apresentado na figura 4.9, são as seguintes:

- Tensão nominal: 220/380 V;
- Corrente nominal: 4,00/2,32 A;
- Potência: 1,5 cv;
- Velocidade de rotação nominal: 3400 rpm;
- Rendimento: 83%;
- Fator de potência: 0,87.



Figura 4. 9: motor de alto rendimento da WEG.

As especificações do motor padrão, apresentado na figura 4.10, são as seguintes:

- Tensão nominal: 220/380 V;
- Corrente nominal: 4,28/2,48 A;
- Potência: 1,5 cv;
- Velocidade de rotação nominal: 3370 rpm;
- Rendimento: 78,5%;
- Fator de potência: 0,86.



Figura 4. 10: motor padrão da WEG.

4.2.5. Metodologia empregada no tratamento dos dados das medições

Com relação à metodologia empregada para o tratamento dos dados das medições e obtenção dos resultados, a figura 4.11 apresenta as etapas realizadas no trabalho. Em um primeiro momento, foram executados os ensaios nas bancadas de testes (i) e então realizadas as medições por meio do equipamento analisador de QEE (ii), considerando os pontos de medição das figuras 4.3 e 4.7. A próxima etapa consiste na transferência dos dados de medição do equipamento para o *software* proprietário do analisador (iii). De posse dos dados, os mesmos foram convertidos em arquivos no formato .CSV, compatíveis para a leitura no *software* MATLAB (iv). No MATLAB, foram implementados algoritmos para o cálculo da Transformada de Fourier e para a realização das decomposições via Transformada Wavelet Packet, através do emprego de funções já presentes na *toolbox* de *wavelet*, fornecida pelo *software*. Com isso, foi possível realizar a plotagem dos espectros de frequências e as formas de onda das decomposições.

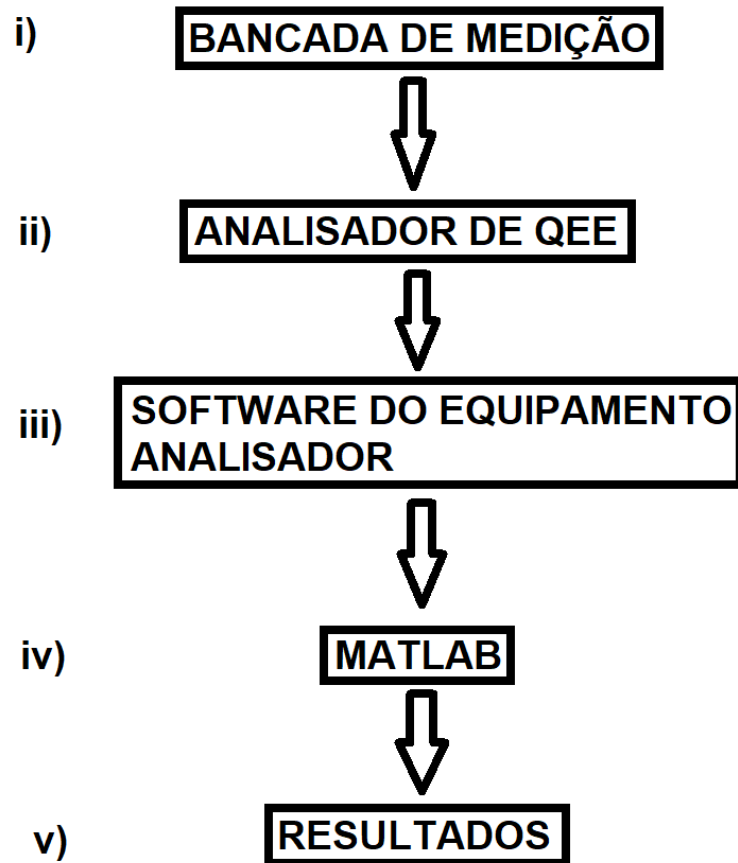


Figura 4. 11: fluxograma da metodologia empregada para a obtenção dos resultados a partir das medições.

4.3. EMPREGO DA TRANSFORMADA WAVELET PACKET

Conforme destacado no Capítulo 3 desta dissertação, a implementação computacional da Transformada Wavelet se dá por meio de filtragens sucessivas de um determinado sinal, de forma que cada nível de decomposição apresente uma faixa de frequência definida. Desta forma, a análise via Transformada Wavelet torna-se complementar à análise via Transformada de Fourier pelo fato de, além de captar as componentes dentro das respectivas faixas dos filtros, ser capaz de identificar quais componentes apresentam variação no tempo.

No presente trabalho foi empregada a Transformada Wavelet Packet devido ao fato de fornecer uma melhor resolução em frequência na faixa de altas frequências, característica desejável quando se realiza a análise de sinais que possuem componentes de alta ordem como os supraharmônicos. Para isso, foi realizada uma decomposição em três níveis, conforme apresentado na árvore de decomposição da figura 4.12.

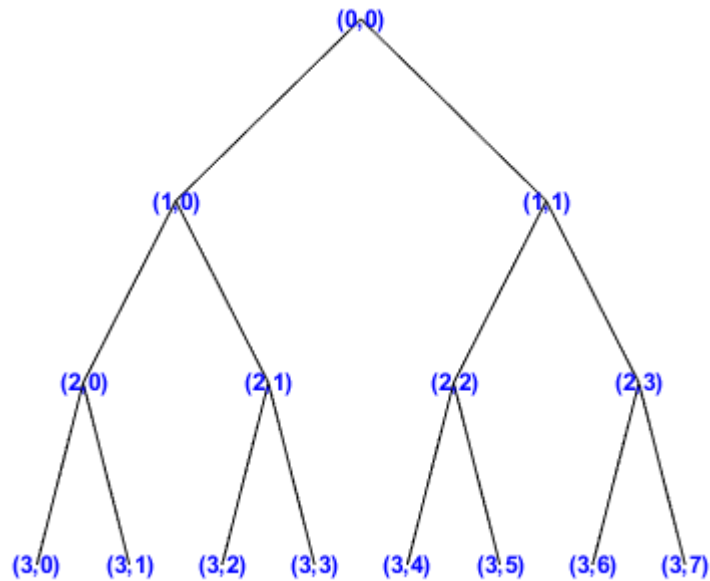


Figura 4. 12: árvore de decomposição via Wavelet Packet.

Considerando que a frequência de amostragem empregada pelo equipamento analisador de QEE para a coleta de dados de harmônicos acima de 2 kHz é igual a 200 kHz, a tabela 4.1 apresenta a largura de banda dos coeficientes da árvore de decomposição da figura 4.12. Como pode ser visto, os coeficientes do terceiro nível de decomposição, utilizados na análise dos sinais, possuem largura de banda de 12,5 kHz.

Tabela 4. 1: largura de banda dos coeficientes da árvore de decomposição.

Coeficiente	Largura de banda (kHz)
(0,0)	0 – 100
(1,0)	0 – 50
(1,1)	50 – 100
(2,0)	0 – 25
(2,1)	25 – 50
(2,2)	50 – 75
(2,3)	75 – 100
(3,0)	0 – 12,5
(3,1)	12,5 – 25
(3,2)	25 – 37,5
(3,3)	37,5 – 50
(3,4)	50 – 62,5
(3,5)	62,5 – 75
(3,6)	75 – 87,5
(3,7)	87,5 - 100

Vale destacar que, na realização das decomposições e formação das bandas de frequência por meio da Transformada Wavelet Packet, foi empregada a *wavelet db5*, muito utilizada em estudos de QEE por apresentar uma boa resolução em frequência devido à característica de suavidade da sua forma de onda (Arruda, 2003).

4.4. MEDIÇÕES EM LÂMPADAS LED

Visando avaliar a contribuição individual de cada lâmpada LED, a propagação dos supraharmônicos entre elas e a interação com a rede elétrica e a fonte, os resultados serão apresentados em quatro etapas:

- A primeira etapa constitui na medição individual da lâmpada quando a mesma está conectada à rede elétrica e as demais lâmpadas estão desconectadas;
- A etapa seguinte constitui na medição individual da lâmpada quando no mesmo caso anterior, porém com a lâmpada conectada à fonte CA no modo monofásico;
- A terceira etapa consiste na medição da lâmpada quando a mesma está conectada conjuntamente, em paralelo, com as demais lâmpadas à rede elétrica;
- A etapa final consiste no mesmo caso anterior, porém com as lâmpadas conectadas à fonte CA.

4.4.1. Brilia

a) Conectada individualmente rede

As figuras 4.13 e 4.14 apresentam as formas de onda de tensão e de corrente medidas, respectivamente, quando a lâmpada foi conectada individualmente à rede elétrica, com o objetivo de verificar a contribuição da lâmpada na emissão de supraharmônicos.

A característica da forma de onda de tensão (figura 4.13) evidencia que as distorções em baixa e alta frequência não se mostraram significativas, embora a análise posterior, via Transformada Wavelet evidencie uma distorção na forma de onda de tensão, embora em baixa amplitude.

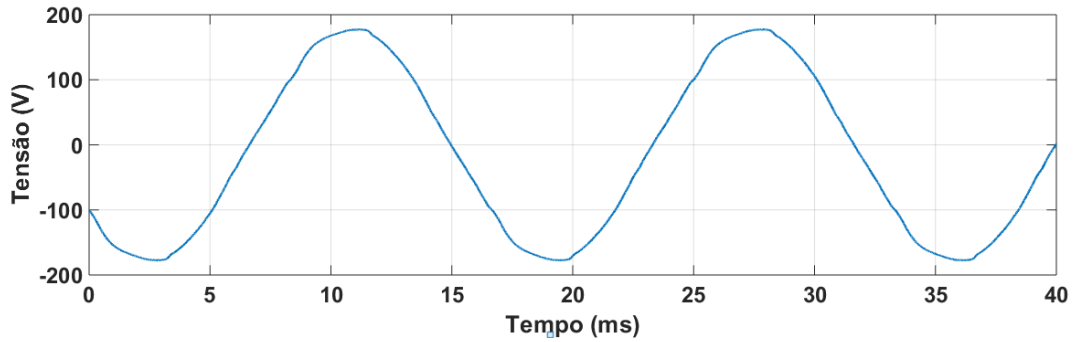


Figura 4. 13: tensão no terminal da lâmpada Brilia conectada individualmente à rede.

Com relação à forma de onda de corrente (figura 4.14), a distorção em alta frequência se mostra bastante significativa, evidenciada pelo serrilhamento do sinal, sobretudo nos picos positivos e negativos.

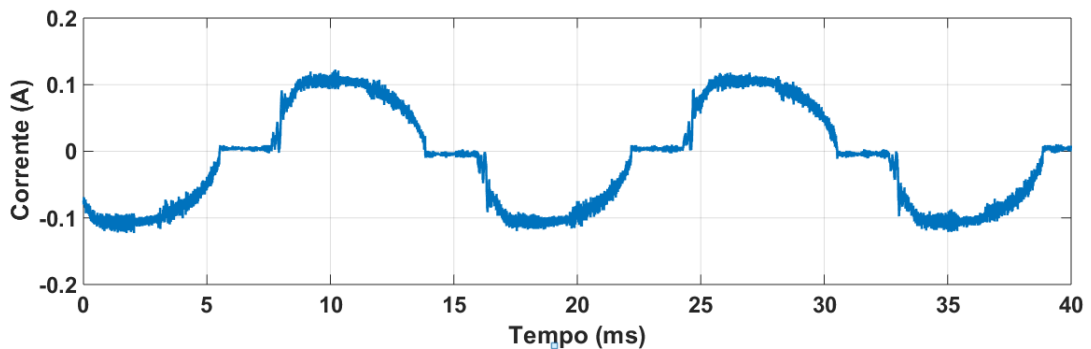


Figura 4. 14: corrente de alimentação da lâmpada Brilia conectada individualmente à rede.

A figura 4.15 apresenta o espectro de frequência da forma de onda de tensão da figura 4.13, dividido entre as faixas de 0-2 kHz (parte superior) e 2-100 kHz (parte inferior). O espectro de frequência, em seu eixo vertical, apresenta o valor da amplitude das componentes harmônicas em relação à componente fundamental.

A forma tipicamente senoidal do sinal de tensão evidencia a reduzida contribuição das componentes harmônicas de baixa frequência. Por outro lado, a parte inferior da mesma figura evidencia a presença de componentes harmônicas na faixa de 2 a 150 kHz, embora as amplitudes sejam bastante reduzidas. Tal resultado é esperado pois, nesse caso, a rede se comporta como uma barra infinita em relação à lâmpada, apresentando valores de tensão que não apresentam alterações perante distorções emitidas pela carga.

Devido a isso, será realizada a análise da tensão de alimentação somente para a primeira lâmpada em questão.

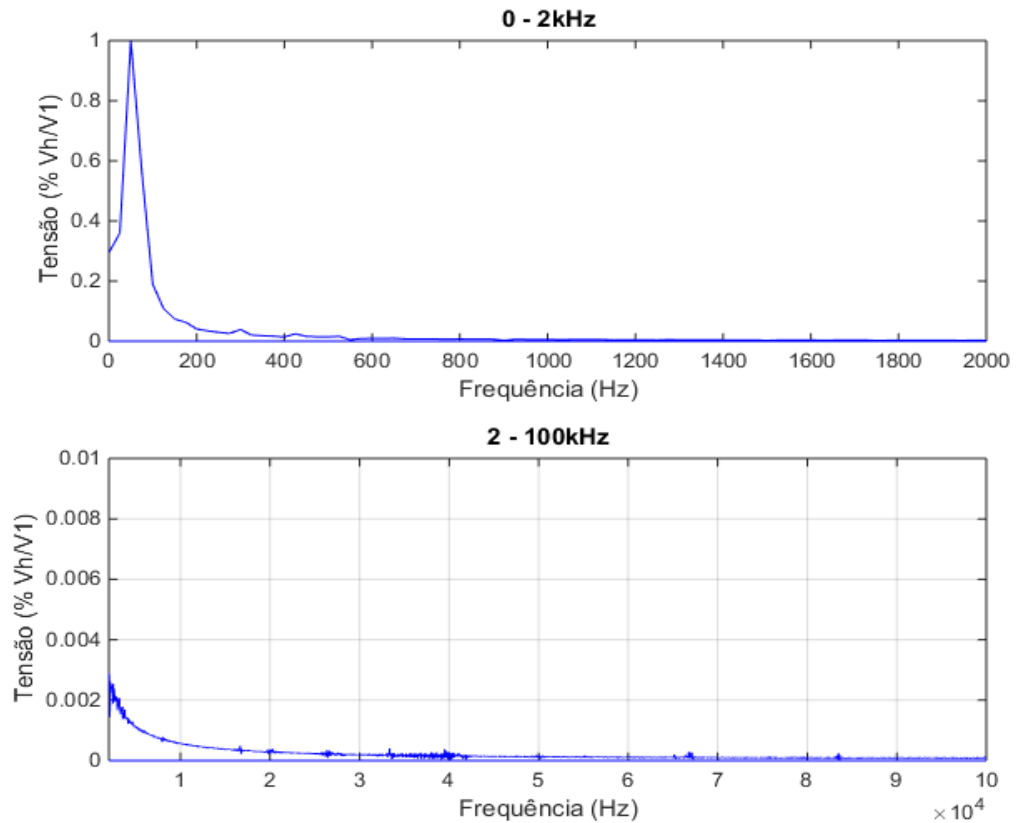


Figura 4. 15: espectro de frequência da tensão terminal da lâmpada Brilia nas faixas de 0-2 kHz (superior) e 2-100 kHz (inferior).

Com relação ao espectro de frequências da corrente medida na lâmpada, a figura 4.16 evidencia a presença de componentes que apresentam amplitudes mais significativas em torno de 34, 49, 67 e 83 kHz, espaçadas entre si por valores em torno de 16 kHz. O pico mais significativo, em torno de 67 kHz, atinge um valor máximo em torno de 2,7% em relação à componente fundamental.

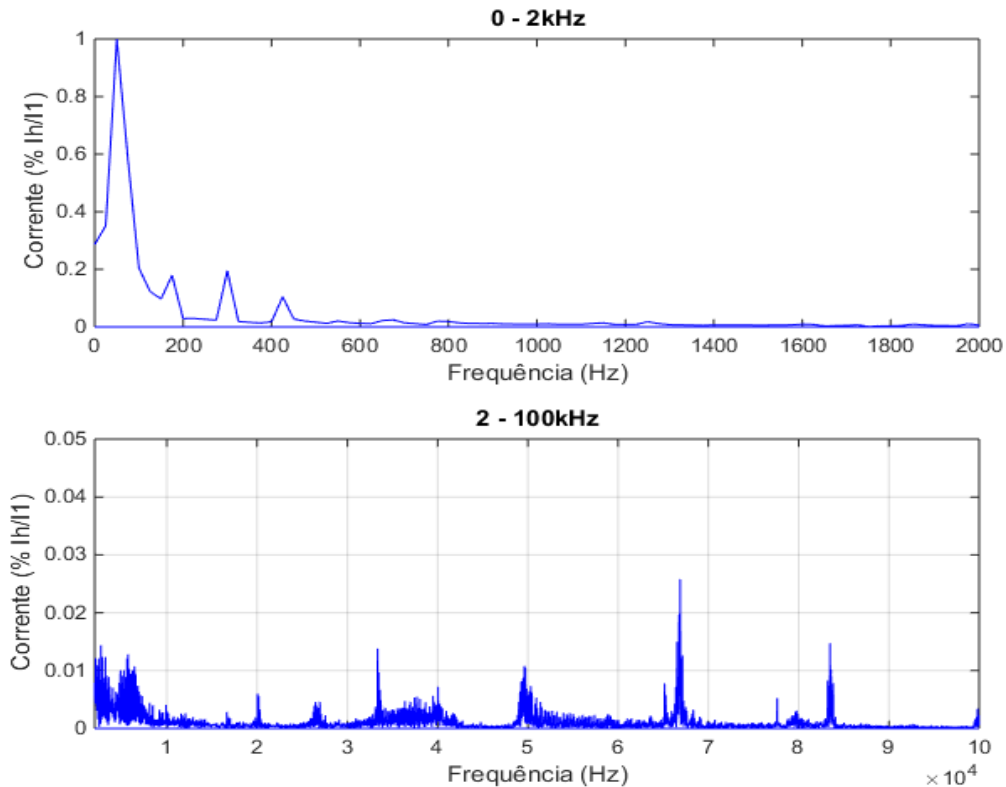


Figura 4. 16: espectro de frequência da corrente de alimentação da lâmpada Brilia nas faixas de 0-2 kHz (superior) e 2-100 kHz (inferior).

As figuras 4.15 e 4.16 mostraram a presença de distorções em alta frequência nos sinais de tensão e corrente, respectivamente. Entretanto, os espectros de frequências obtidos por meio da Transformada de Fourier não fornecem informações no domínio do tempo a respeito das componentes de frequência presentes no sinal. Isto é, não é possível aferir pequenas mudanças de amplitude em uma determinada componente de frequência no decorrer do tempo ou mesmo aferir se essa frequência se repete periodicamente.

Com o objetivo de verificar tais características, a Transformada Wavelet Packet foi aplicada aos sinais de corrente e tensão, decompondo os sinais em bandas de frequência espaçadas em 12,5 kHz.

As figuras 4.17 e 4.18, a seguir, apresentam as oito bandas de frequência que compõem o sinal de tensão original medido. As bandas de frequência revelam que, além das baixas amplitudes verificadas (atentar para a escala do eixo horizontal), as amplitudes variam de forma sensível ao longo do tempo, indicando que a distorção pode ser resultante de ruídos provenientes da rede.

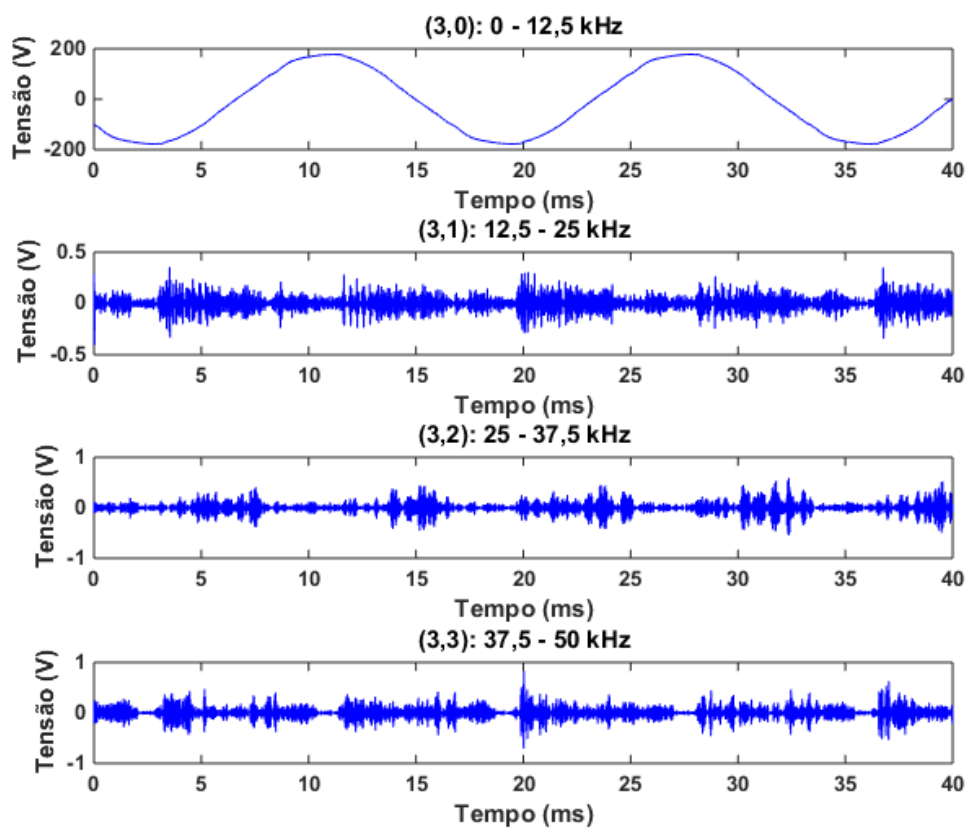


Figura 4. 17: quatro primeiras bandas de frequência do sinal de tensão, resultantes das decomposições via Transformada Wavelet Packet.

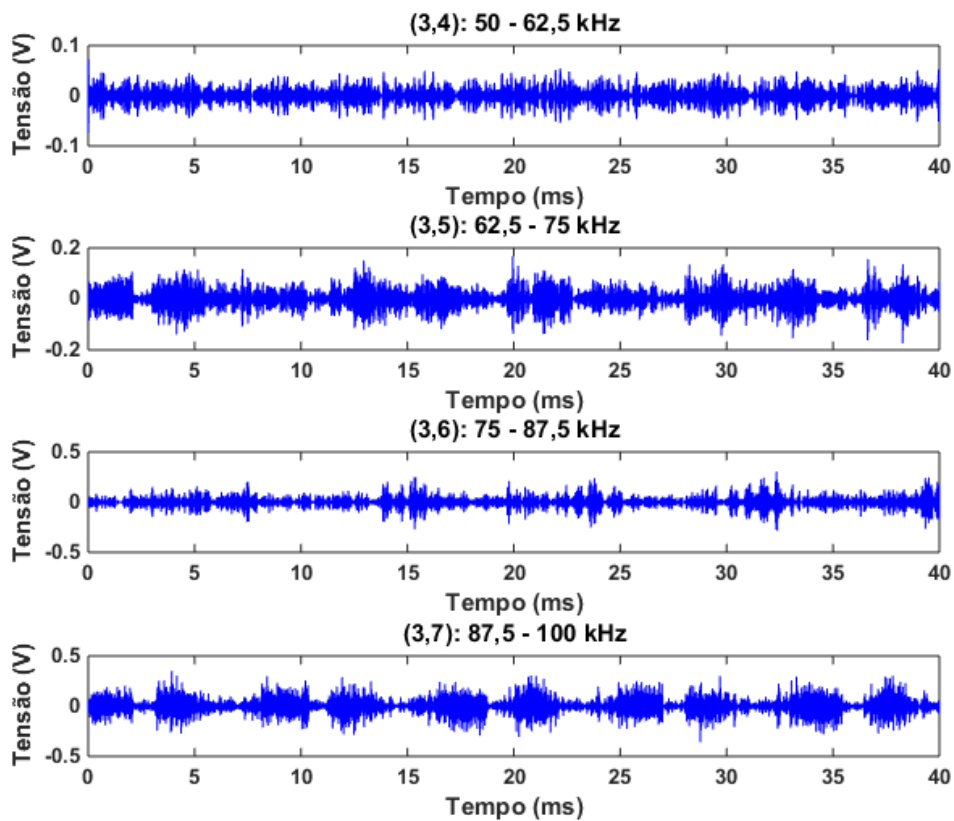


Figura 4. 18: quatro últimas bandas de frequência do sinal de tensão da lâmpada Brilia.

Com relação às bandas de frequência do espectro de corrente, as figuras 4.19 e 4.20 evidenciam que a amplitude relativa dos supra-harmônicos é significativamente maior do que o observado no espectro da tensão medida.

Os picos de supra-harmônicos detectados pela Transformada de Fourier, 34, 49, 67 e 83 kHz, estão localizados nos coeficientes (3,2), (3,3), (3,5) e (3,6), respectivamente. Embora o aspecto essencialmente periódico seja novamente observado nos referidos coeficientes, pequenas variações de amplitude da forma de onda das bandas de frequência indicam a presença de ruídos provenientes da rede.

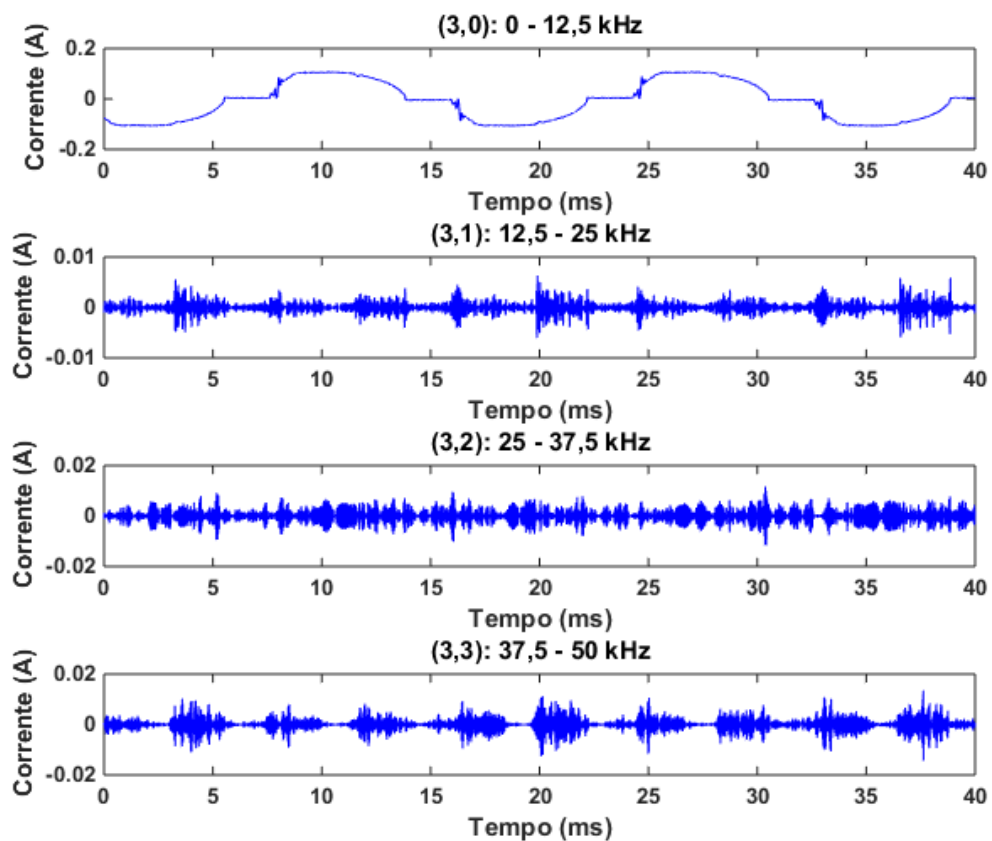


Figura 4. 19: quatro primeiras bandas de frequência do espectro de corrente da lâmpada Brilia, resultantes das decomposições via Transformada Wavelet Packet.

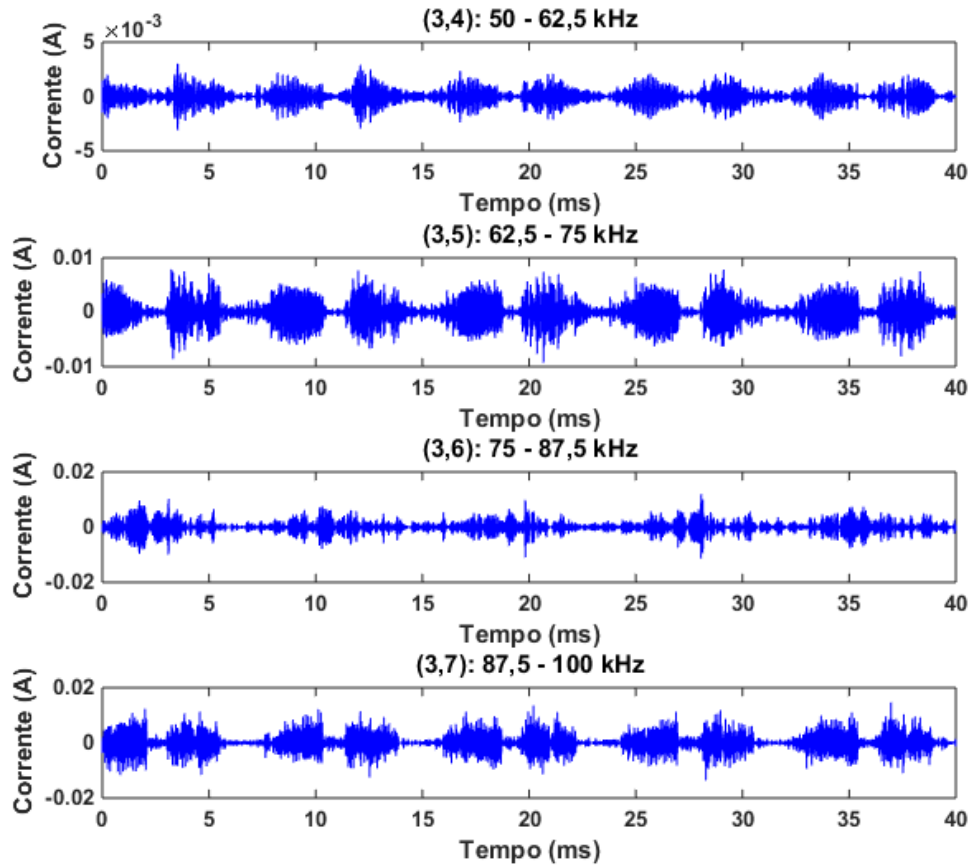


Figura 4. 20: quatro últimas bandas de frequência do espectro de corrente da lâmpada Brilia.

b) Conectada individualmente à fonte

As formas de onda de tensão e de corrente medidas com a lâmpada conectada individualmente à fonte estão mostradas nas figuras 4.21 e 4.22, respectivamente. Se as formas de onda obtidas forem comparadas com as formas de onda nas quais a lâmpada foi conectada à rede (figuras 4.13 e 4.14), podem ser vistas componentes de alta frequência nos sinais, evidenciadas pelos serrilhamentos presentes, tanto na tensão como na corrente.

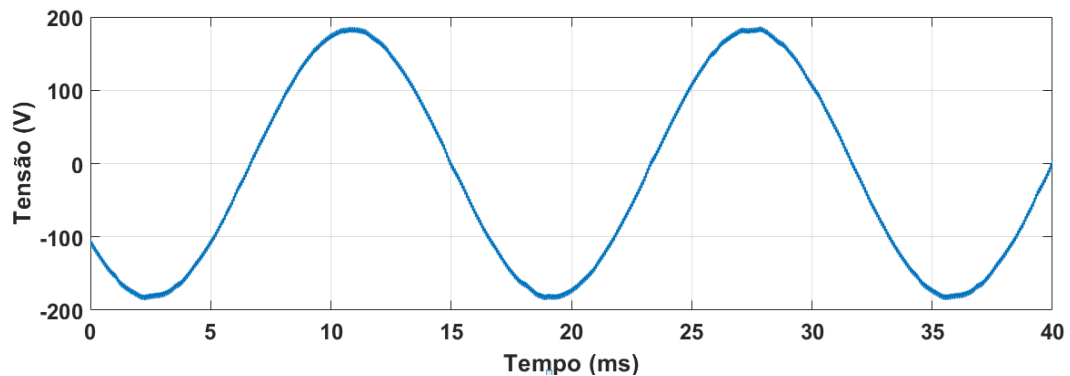


Figura 4. 21: tensão medida com a lâmpada Brilia conectada individualmente à fonte CA.

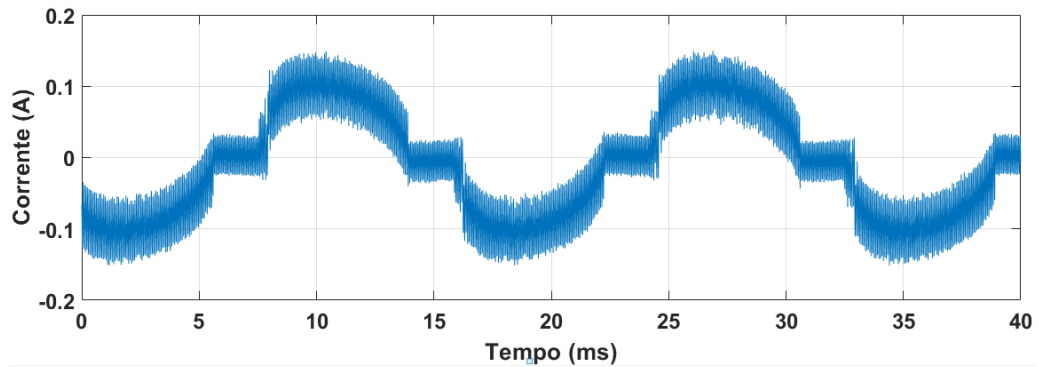


Figura 4. 22: corrente medida com a lâmpada Brilia conectada individualmente à fonte.

A figura 4.23 apresenta o espectro de frequência da forma de onda de tensão medida nos terminais da lâmpada quando a mesma está conectada à fonte. Pode ser visto um pico de frequência em torno de 16 kHz que atinge cerca de 1,8% da componente fundamental. Um segundo pico pode ser visto em torno de 32 kHz, porém com amplitude bem mais reduzida.

Tais componentes de frequência não foram observadas no espectro de tensão quando a lâmpada foi conectada à rede, o que leva à conclusão de que as mesmas são provenientes da própria fonte CA.

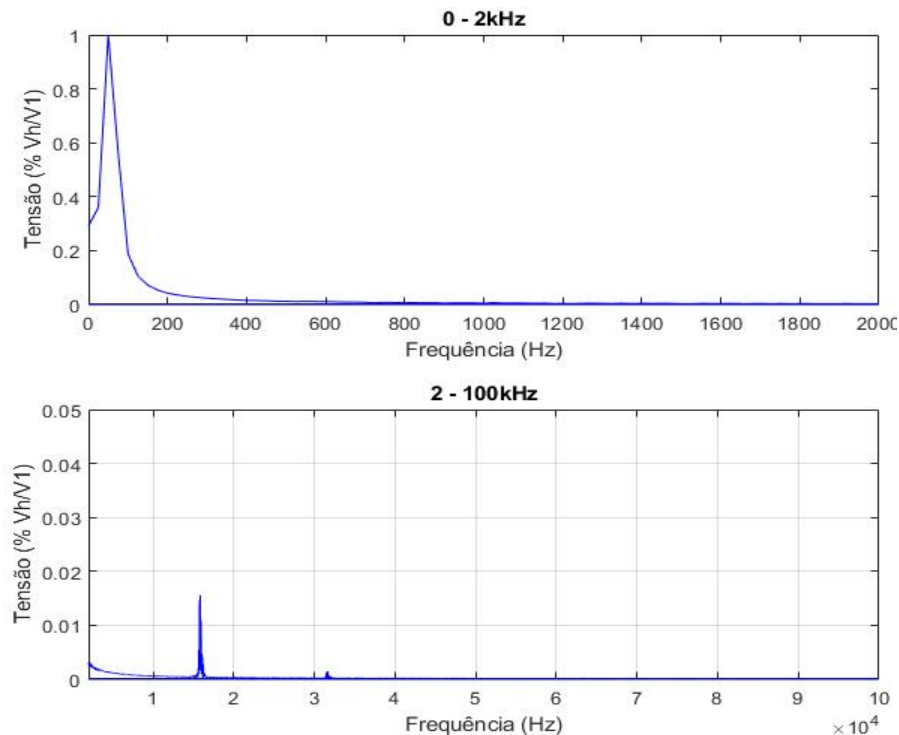


Figura 4. 23: espectro de frequência da tensão da lâmpada Brilia conectada individualmente à fonte.

A seguir, a figura 4.24 apresenta o espectro de frequência da corrente tanto para as componentes de baixa frequência (parte superior) quanto para os supraharmônicos (parte inferior).

Na parte inferior da figura, pode ser vista uma contribuição significativa da fonte CA para a emissão de supraharmônicos com picos significativos a partir de 16 kHz (21% da fundamental) e espaçados em 16 kHz: 32, 48, 64, 80 e 96 kHz.

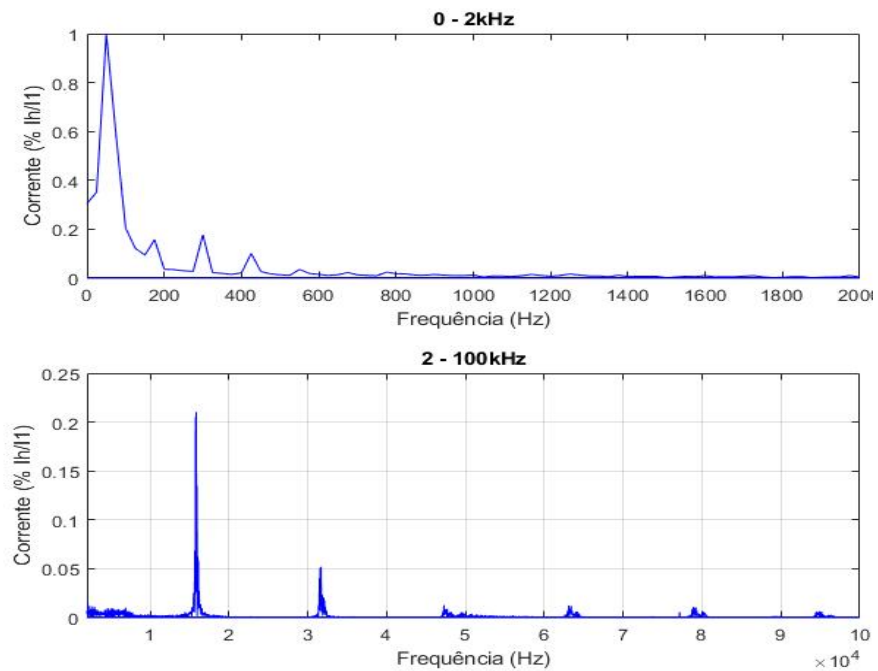


Figura 4. 24: espectro de frequência da corrente da lâmpada Brilia conectada individualmente à fonte.

Prosseguindo à análise via Transformada Wavelet Packet, as figuras 4.25 e 4.26, a seguir, apresentam as oito bandas de frequência contidas no sinal de tensão.

Conforme esperado por meio do espectro da figura 4.23, o coeficiente (3,1) apresenta-se como o mais significativo pois contém o pico referente a 16 kHz emitido pela fonte CA. Pode ser verificado também que a forma de onda do referido coeficiente se mantém constante durante a janela de análise, indicando que a componente proveniente da fonte apresenta caráter constante durante a operação da fonte.

O segundo pico mais significativo se encontra em torno de 32 kHz, captado pelo coeficiente (3,2), que também apresenta forma essencialmente constante.

Os quatro últimos coeficientes, que contém os supraharmônicos acima de 50 kHz, apresentam sensíveis variações em sua forma de onda, indicando uma diminuição da influência das componentes múltiplas da frequência de chaveamento

da fonte e indicando a presença mais proeminente de componentes de outras fontes, como ruídos oriundos da rede elétrica.

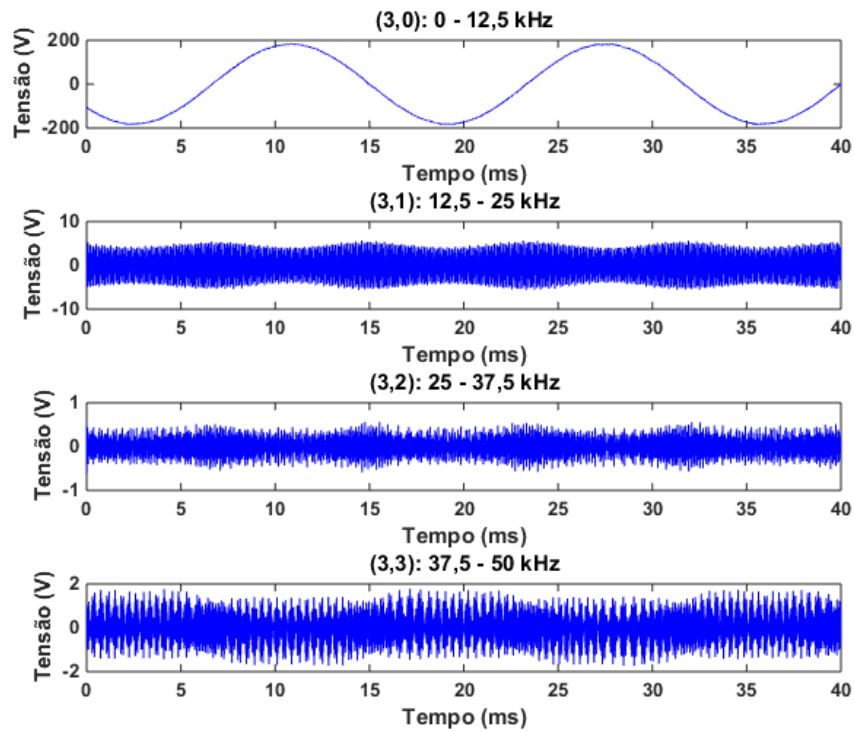


Figura 4. 25: quatro primeiras bandas de frequência das decomposições do espectro da tensão.

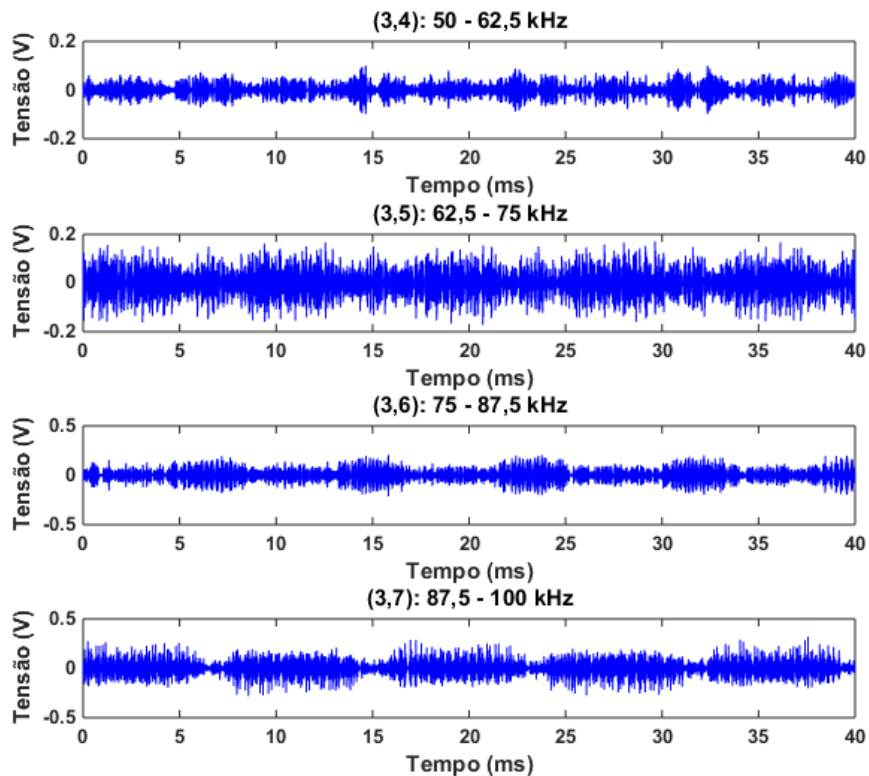


Figura 4. 26: quatro últimas bandas de frequência das decomposições do espectro de tensão.

A análise das bandas do espectro de corrente da lâmpada conectada à fonte (figuras 4.27 e 4.28) permite inferir as seguintes conclusões:

- O sinal contido no coeficiente (3,0) apresenta um serrilhado significativo mesmo após a filtragem das componentes de ordens mais elevadas, indicando a forte presença de supraharmônicos na faixa entre 2 e 12,5 kHz.
- A componente mais significativa, em 16 kHz, está contida no coeficiente (3,1), que apresenta uma forma de onda sem alterações ao longo da janela de análise, o que indica o caráter periódico da distorção.
- As demais bandas de frequência apresentam alterações sensíveis em suas formas de onda e amplitude sobretudo nos coeficientes (3,2), (3,5), (3,6) e (3,7), o que reflete a diminuição das componentes múltiplas da frequência de chaveamento da fonte e a maior influência de componentes resultantes ou da lâmpada, ou da rede.

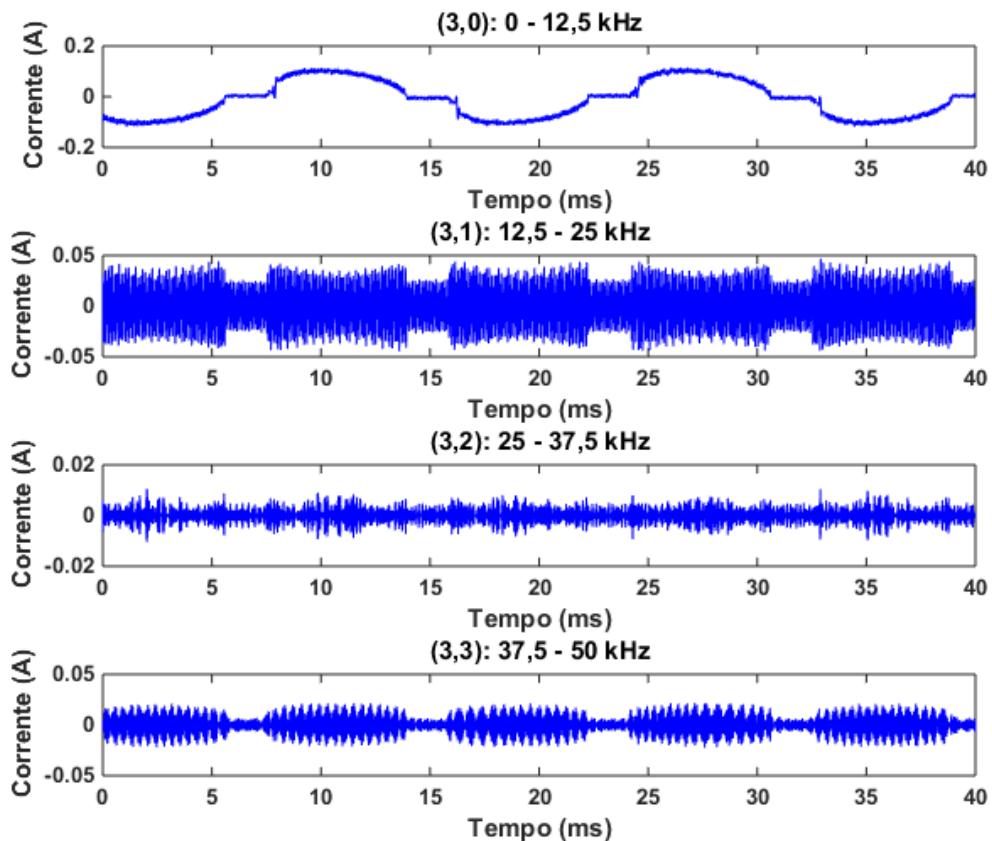


Figura 4. 27: quatro primeiras bandas de frequência das decomposições do espectro da corrente de alimentação da lâmpada.

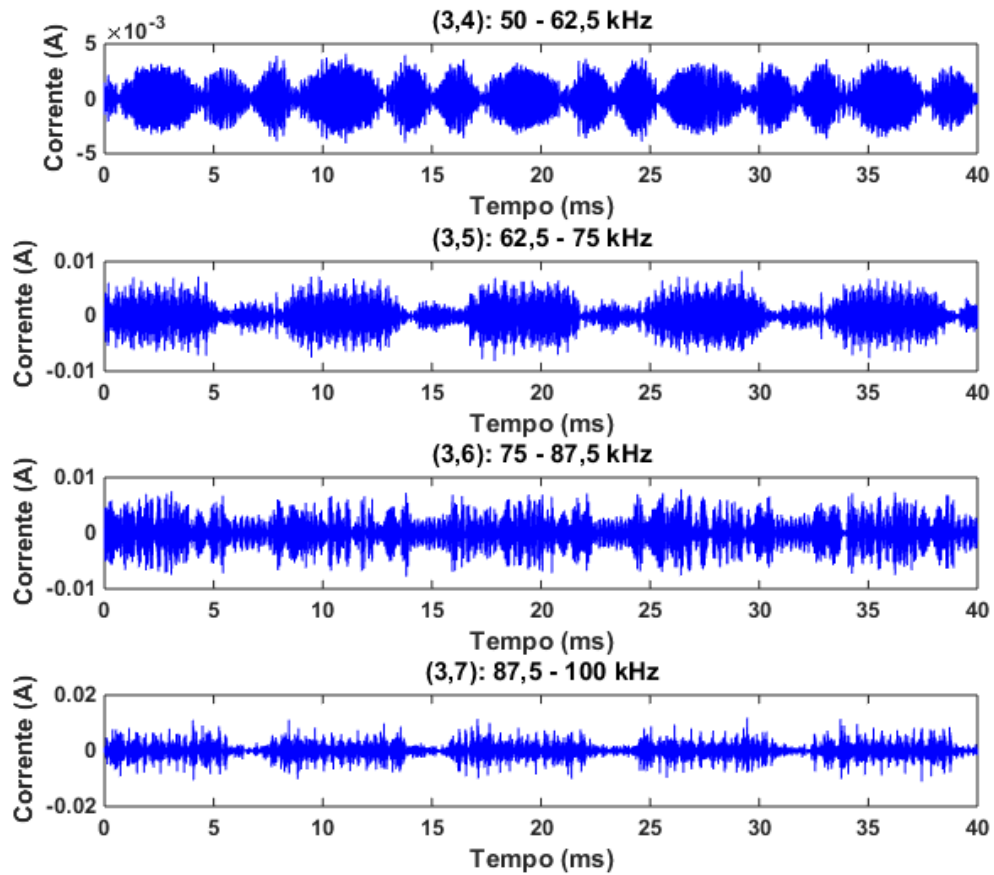


Figura 4. 28: quatro últimas bandas de frequência do espectro de corrente.

Quando os espectros de corrente da lâmpada conectada à rede (figura 4.16) e à fonte (figura 4.24) são comparados na figura 4.29, pode-se perceber que algumas componentes de frequência se diferem nos dois casos analisados.

Como pode ser percebido, apenas as componentes de frequência entre 2 e 10 kHz e algumas componentes em torno de 50 e 80 kHz podem ser observadas nas duas condições operacionais analisadas, o que pode indicar que as demais componentes eram provenientes da rede e não emitidas pela lâmpada LED.

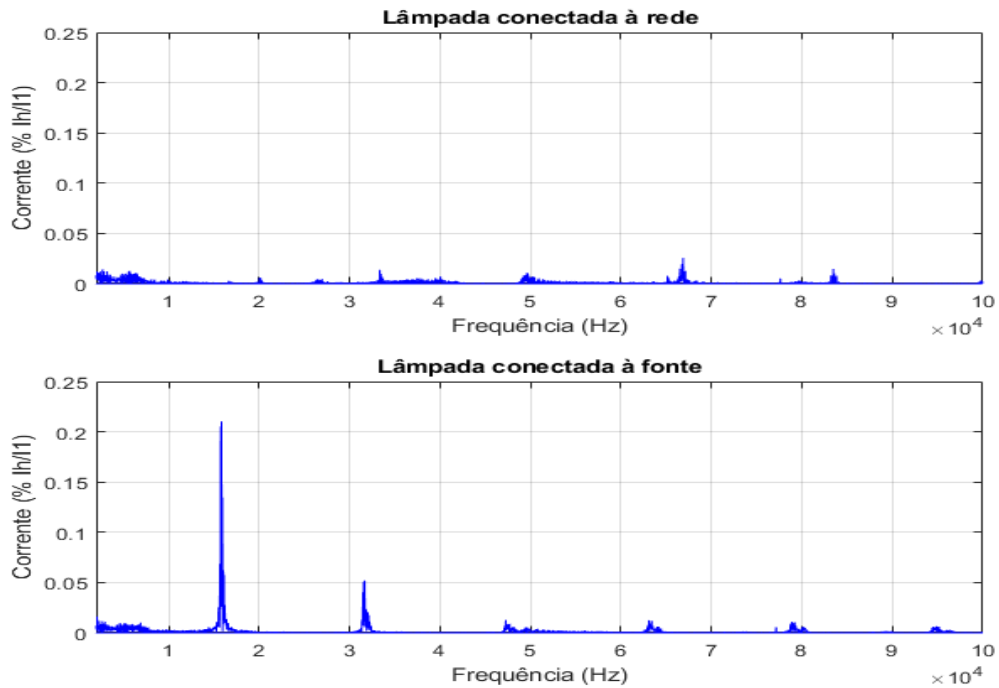


Figura 4. 29: comparativo entre os espectros de frequência da lâmpada conectada individualmente à rede e à fonte.

Com o objetivo certificar a origem das componentes de frequência de 16 kHz e seus múltiplos, verificadas quando a lâmpada é alimentada pela fonte eletrônica, foi realizada uma medição adicional em uma lâmpada incandescente, um equipamento puramente resistivo e, portanto, com característica linear. Devido a essa característica, as componentes harmônicas verificadas nessa medição serão provenientes da fonte eletrônica.

Os dados da lâmpada incandescente são:

- Marca: Philips;
- Tensão: 220 V;
- Potência: 60 W;

As formas de onda de tensão nos terminais da lâmpada e corrente de alimentação podem ser vistas nas figuras 4.30 e 4.31, respectivamente. Pode ser verificada uma distorção em altas frequências que se apresenta de forma semelhante nas curvas de tensão e corrente, principalmente nos extremos positivo e negativo dos sinais.

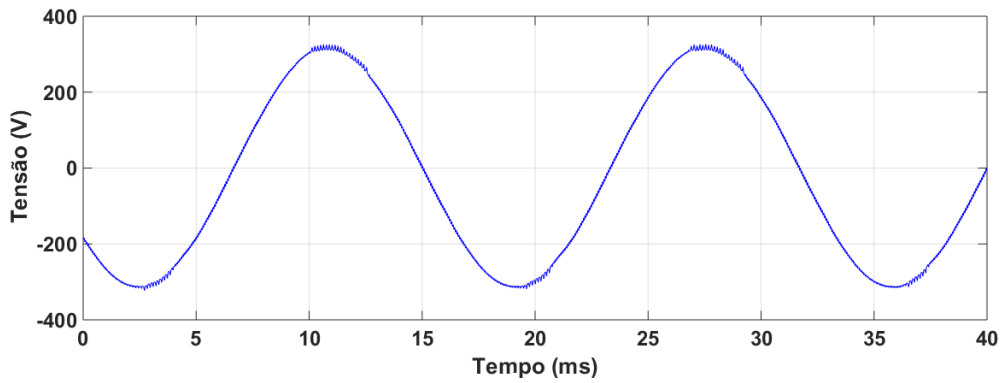


Figura 4. 30: tensão nos terminais da lâmpada incandescente conectada à fonte.

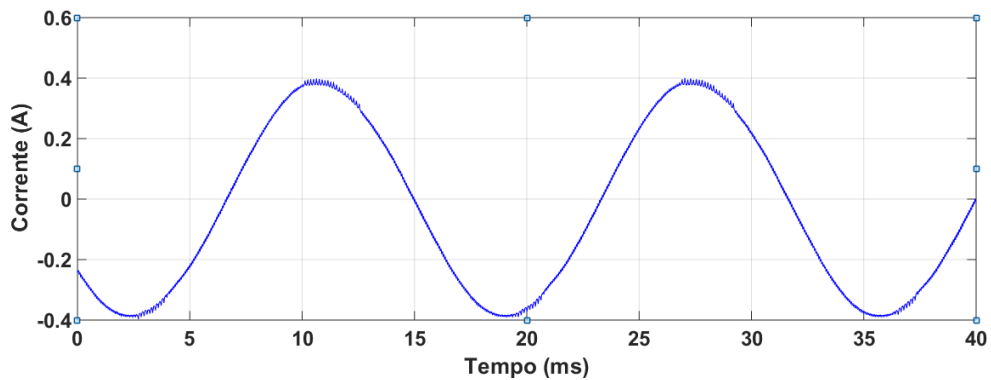


Figura 4. 31: corrente de alimentação da lâmpada incandescente conectada à fonte.

As figuras 4.32 e 4.33 apresentam os espectros de frequência da tensão no terminal e da corrente de alimentação da lâmpada fluorescente. Como pode ser visto, as componentes de 16 e 32 kHz, de tensão e corrente, provenientes da fonte, ainda podem ser observadas, embora possuam amplitudes extremamente baixas, tornando-as comparáveis com outros ruídos de alta frequência provenientes da rede. Por exemplo, a componente da corrente de 16 kHz alcança uma amplitude em torno de 0,55% da componente fundamental.

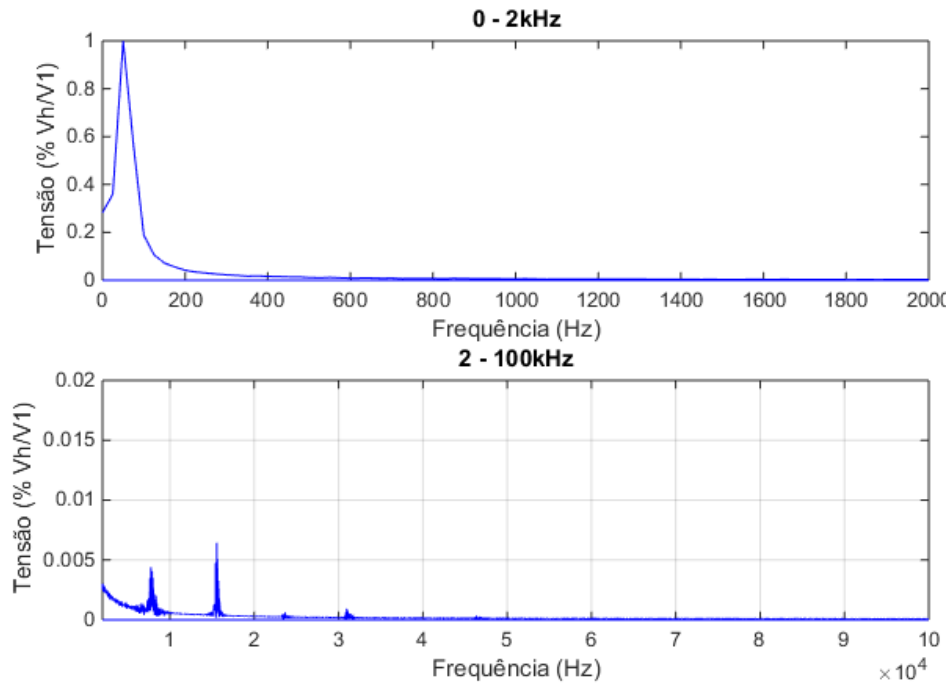


Figura 4. 32: espectro de frequência da tensão no terminal da lâmpada incandescente conectada à fonte.

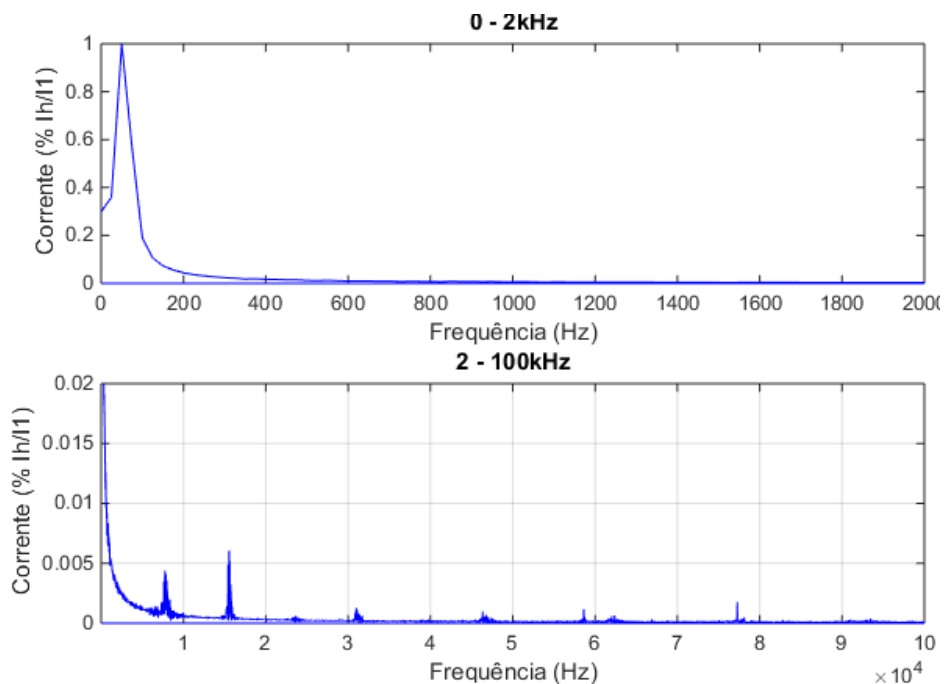


Figura 4. 33: espectro de frequência da corrente de alimentação da lâmpada incandescente conectada à fonte.

c) Conectada conjuntamente à rede

O comparativo entre os dois espectros apresentados na figura 4.34 tem o objetivo de verificar diferenças de propagação das componentes de alta frequência

quando a lâmpada é acionada individualmente e quando a lâmpada é acionada em paralelo com as demais lâmpadas.

A literatura indica que os supra-harmônicos apresentam a característica de se propagarem entre os terminais dos equipamentos conectados a um mesmo ponto de acoplamento, o que leva à necessidade de averiguar tal característica nos casos em estudo.

Como pode ser visto, há diferenças significativas entre os espectros de corrente nas duas condições operacionais analisadas, entretanto, os níveis de distorção em alta frequência se mantiveram semelhantes, embora contenham ordens que diferem entre si. Portanto, a distorção proveniente das demais lâmpadas, bem como a distorção proveniente da rede, se propagaram nos terminais da lâmpada quando ela foi conectada em paralelo com as demais (parte inferior da figura 4.34), no entanto, a distorção não foi acrescentada de forma significativa.

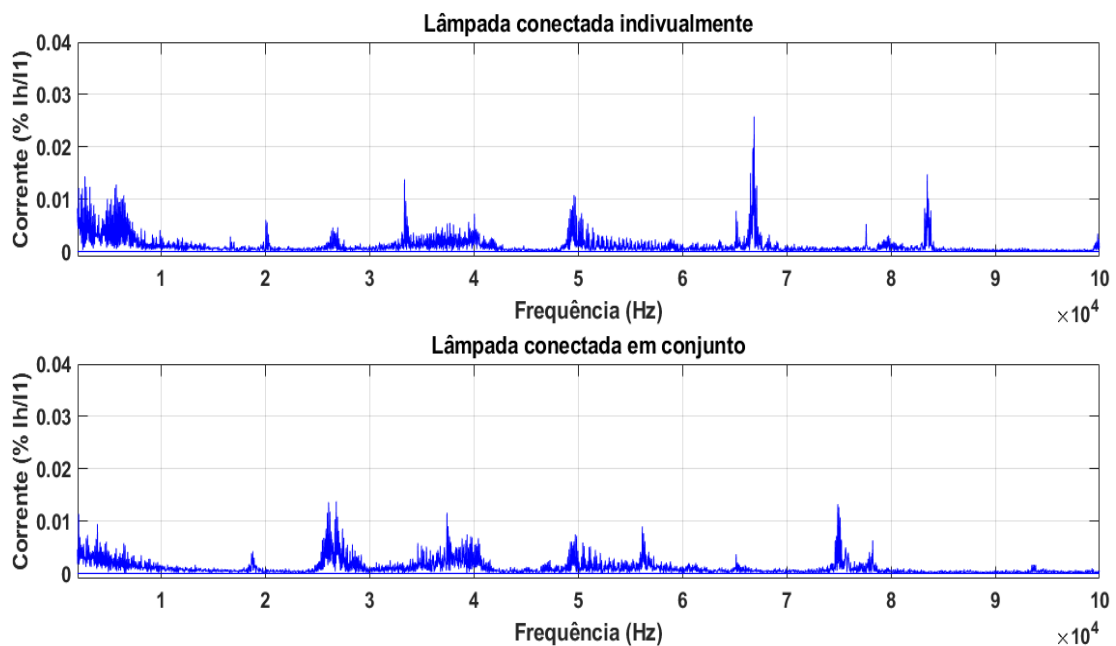


Figura 4. 34: comparativo entre os espectros de corrente da lâmpada conectada individualmente e em conjunto com as demais lâmpadas à rede.

d) Conectada conjuntamente à fonte

Considerando o mesmo caso anterior, porém agora com a lâmpada conectada à fonte, a figura 4.35 apresenta poucas diferenças entre as duas condições operacionais abordadas. A diferença mais significativa consiste no acréscimo do

primeiro pico da componente resultante da frequência de chaveamento da fonte, que chega a atingir um valor em torno de 28%.

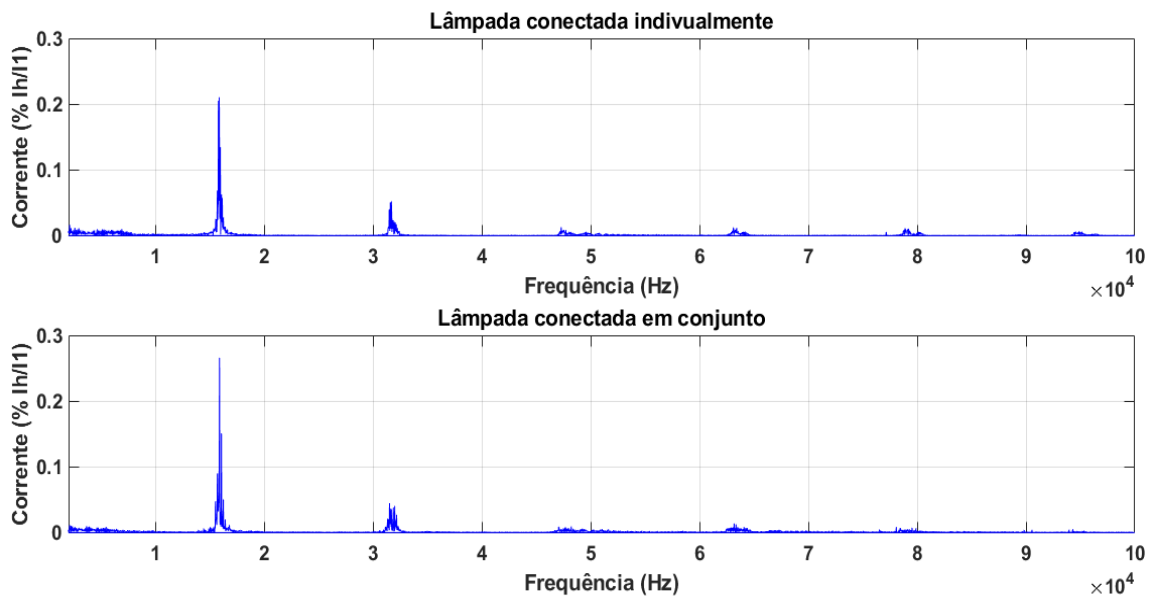


Figura 4. 35: comparativo entre os espectros de frequência de corrente da lâmpada conectada individualmente (superior) e em conjunto com as demais lâmpadas à fonte.

4.4.2. Empalux

a) Conectada individualmente à rede

As figuras 4.36 e 4.37, a seguir, apresentam as formas de onda de tensão e corrente, respectivamente, medidas nos terminais da lâmpada quando conectada individualmente à rede elétrica.

A forma de onda de tensão apresenta um caráter bem próximo da componente fundamental de 60 Hz, sem a presença significativa de componentes harmônicas de baixa e alta frequência.

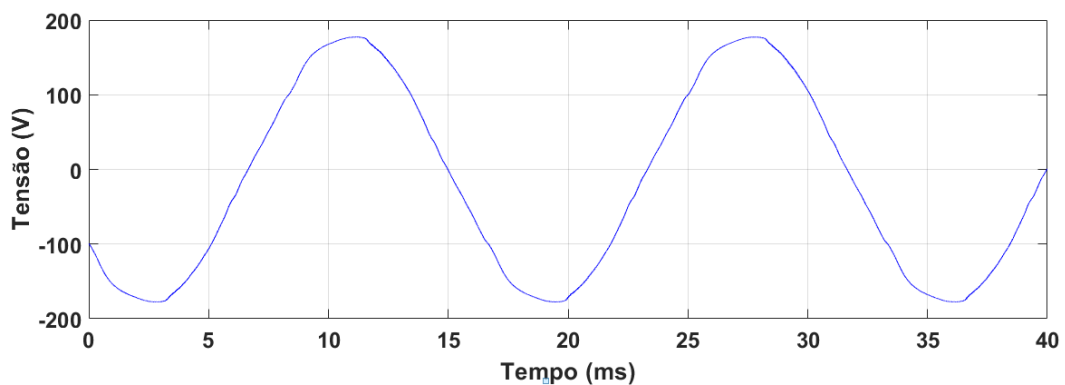


Figura 4. 36: forma de onda de tensão medida na lâmpada Empalux conectada à rede.

A forma de onda de corrente, no entanto, apresenta uma contribuição significativa de componentes de alta frequência, evidenciadas pelo serrilhamento do sinal, além da presença de componentes de baixa ordem, evidenciadas pelo distanciamento da forma da onda do seu caráter tipicamente senoidal.

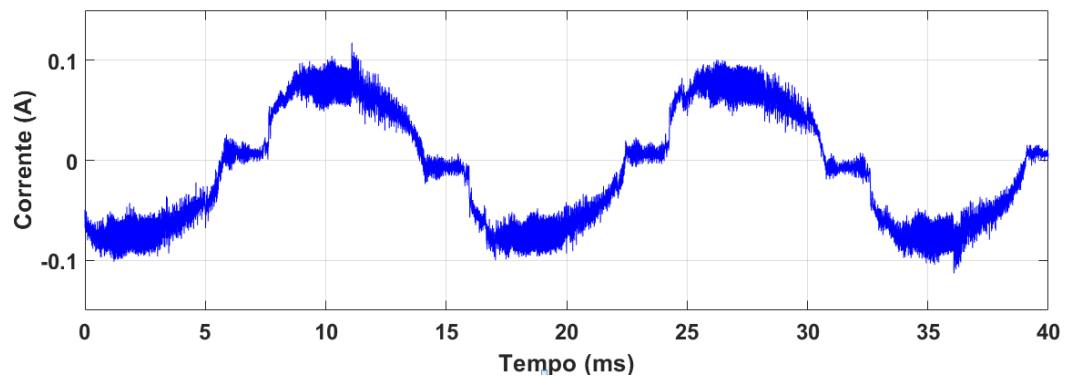


Figura 4. 37: corrente de alimentação medida na lâmpada Empalux conectada à rede.

Com relação ao espectro de frequência da tensão, a parte inferior da figura 4.38 mostra que a amplitude da distorção na faixa 2-150 kHz é bastante reduzida, com valor máximo em torno de 0,2% da fundamental da componente de 2 kHz. Nas frequências mais altas, também podem ser destacadas as componentes em torno de 27, 40 e 68 kHz.

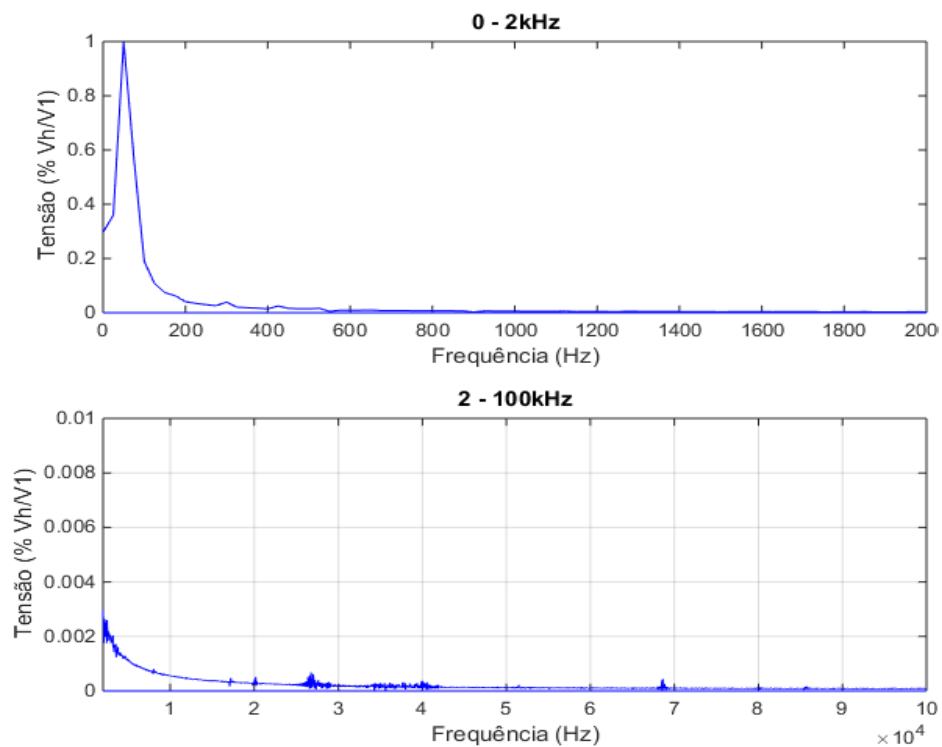


Figura 4. 38: espectro de frequência da tensão da lâmpada Empalux conectada à rede.

Com relação ao espectro de frequência da corrente, a componente mais significativa girou em torno de 34 kHz, alcançando um valor de amplitude em torno de 6,1% em relação à componente fundamental, conforme observado na figura 4.39. Outras componentes que se mostraram também significativas giraram em torno de 27, 40, 68 e 86 kHz.

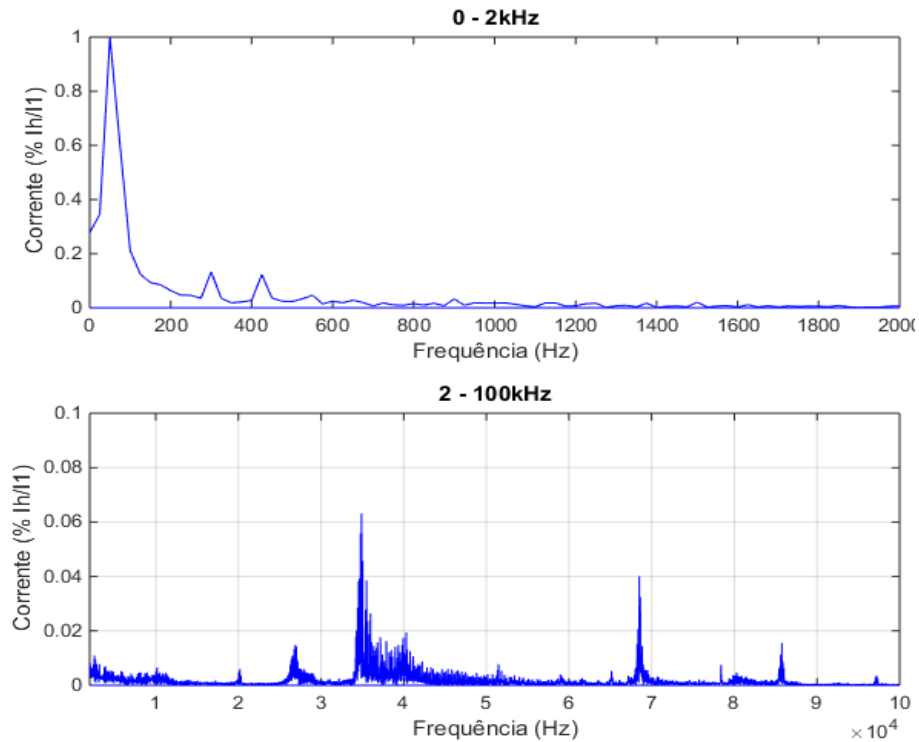


Figura 4. 39: espectro de frequência da corrente da lâmpada Empalux conectada à rede.

Com relação às bandas de frequência contidas no sinal de tensão, as figuras 4.40 e 4.41 apresentam os oito coeficientes espaçados em componentes de 12,5 kHz. Pode ser observado que há componentes de alta frequência no sinal de tensão com amplitudes que podem chegar a cerca de 1 V, no caso das frequências captadas pelo coeficiente (3,3).

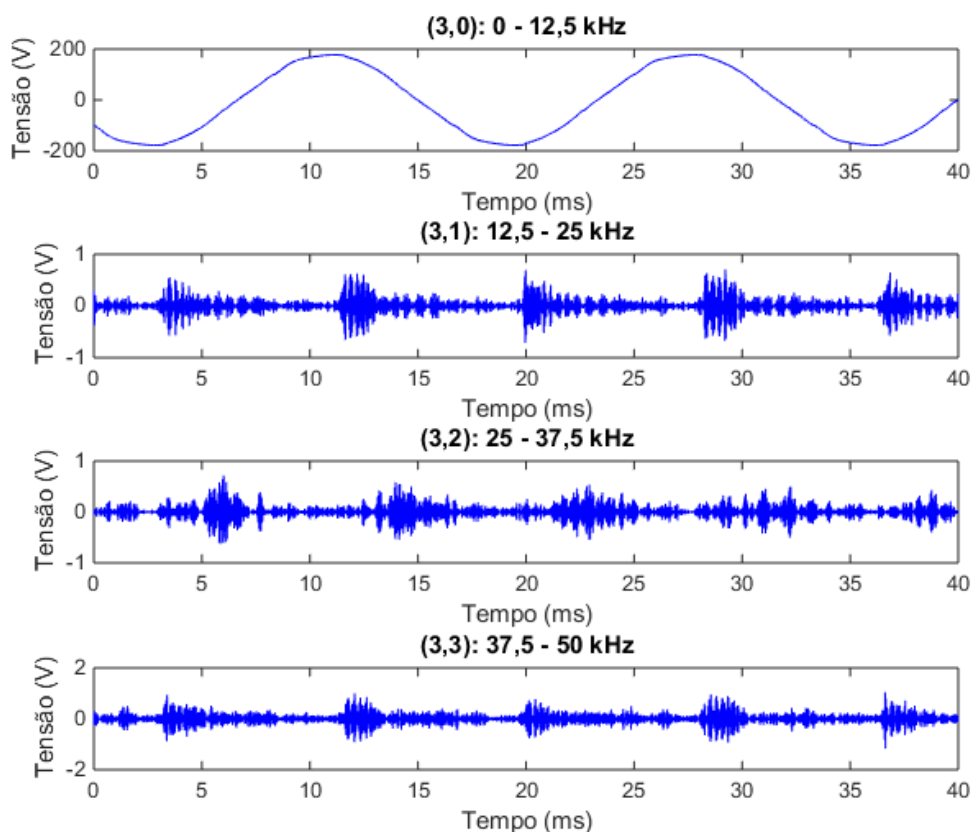


Figura 4. 40: quatro primeiras bandas de frequência das decomposições do espectro de tensão.

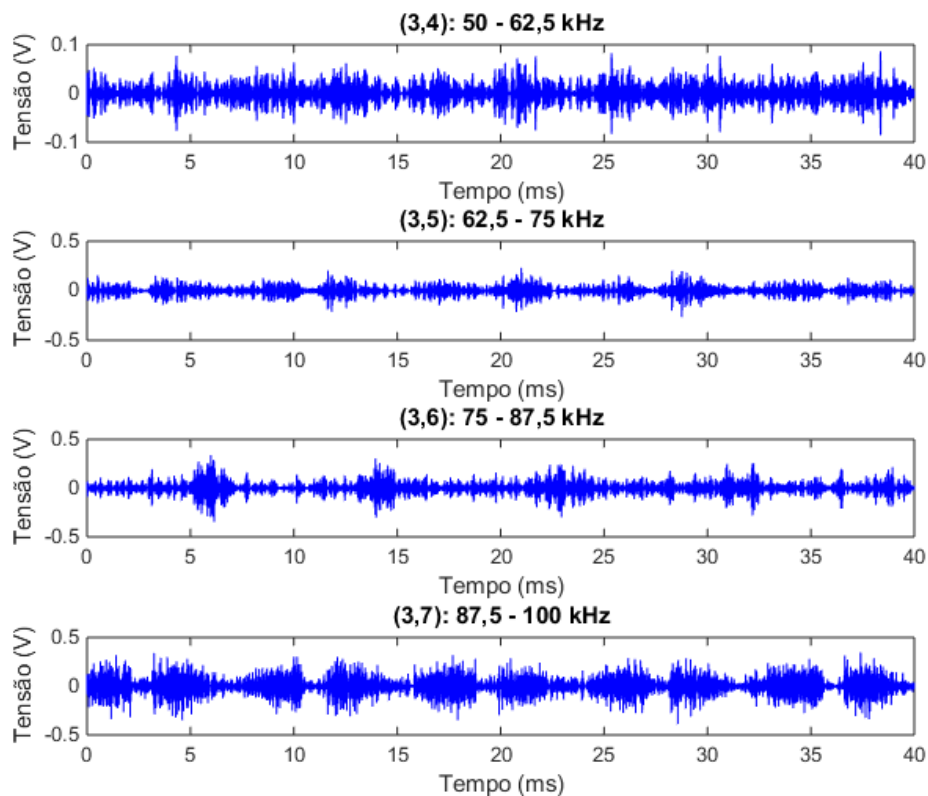


Figura 4. 41: quatro últimas bandas de frequência das decomposições do espectro de tensão.

Com relação às bandas de frequência do espectro de corrente, as figuras 4.42 e 4.43 apresentam os coeficientes contendo as frequências constituintes do sinal, das quais podem ser retiradas as seguintes conclusões:

- O sinal contido no primeiro coeficiente, (3,0), ainda apresenta um serrilhamento perceptível, o que evidencia a presença significativa de supra-harmônicos na faixa de 2-12,5 kHz.
- O aspecto geral da forma de onda contida nos coeficientes se mantém constante durante toda a janela de análise, o que caracteriza que a distorção se apresenta de forma periódica no sinal de corrente.
- As demais componentes que conferem distorções em relação à forma constante dos coeficientes podem denotar sinais provenientes da rede.

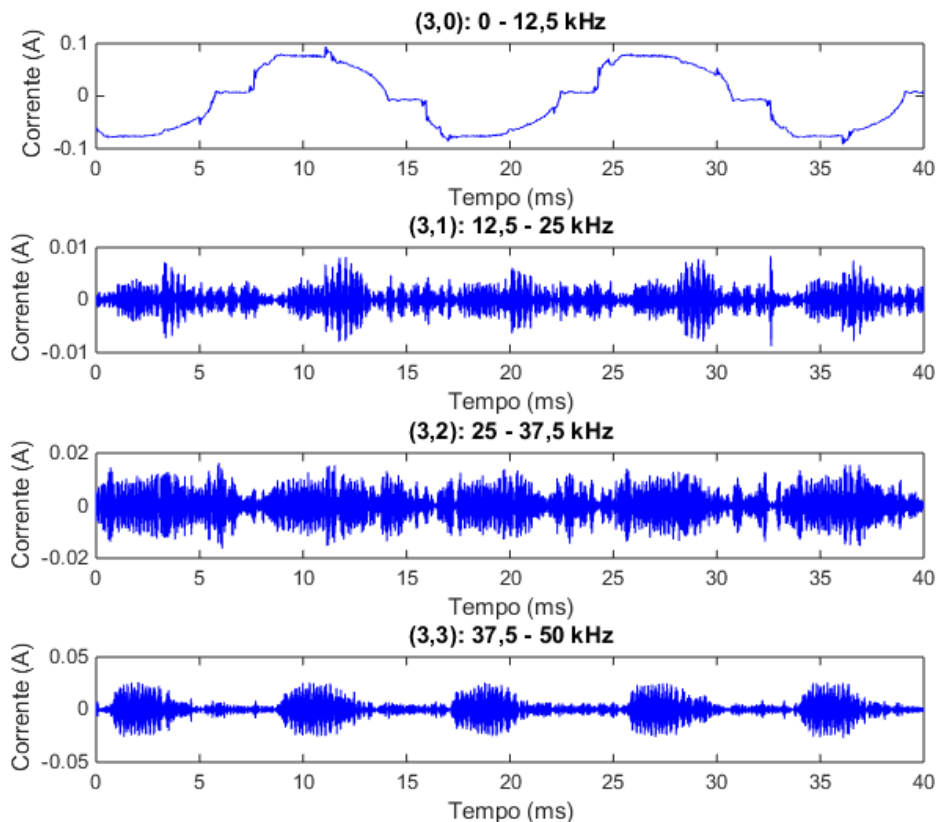


Figura 4. 42: quatro primeiras bandas de frequência das decomposições do espectro de corrente.

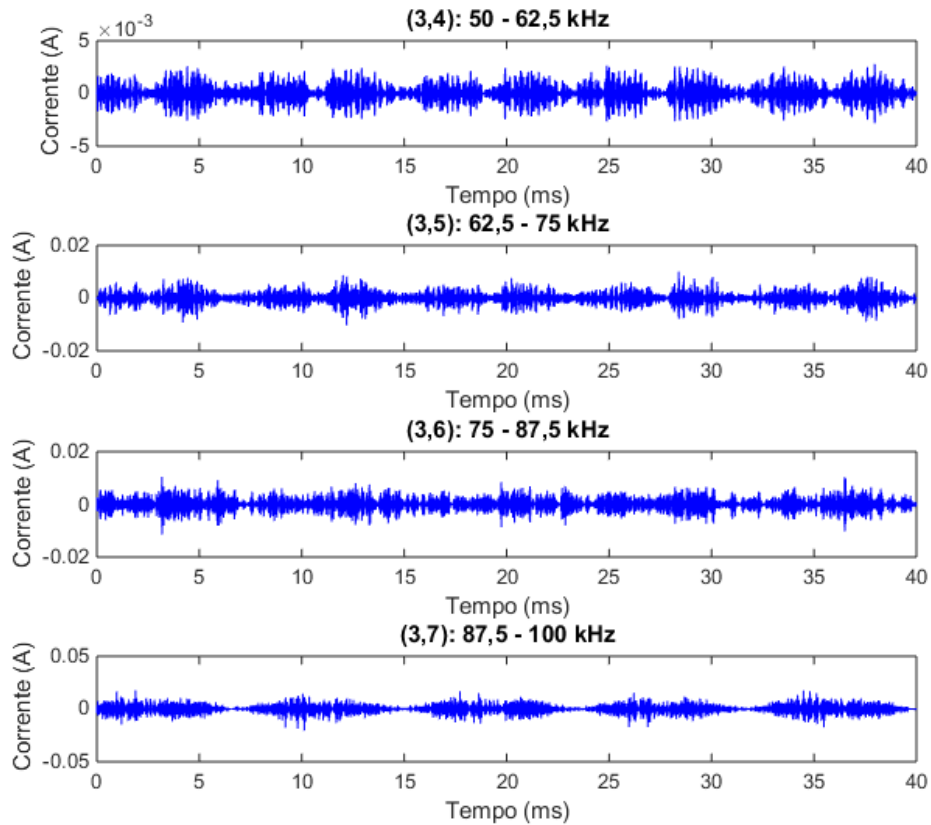


Figura 4. 43: quatro últimas bandas de frequência das decomposições do espectro de corrente.

b) Conectada individualmente à fonte

As figuras 4.44 e 4.45 apresentam as formas de onda de tensão e de corrente medidas quando a lâmpada LED estava sendo alimentada pela fonte CA.

Nessa condição operacional, a amplitude da distorção em alta frequência, caracterizada pelo serrilhamento do sinal, é visivelmente mais elevada em relação à alimentação da lâmpada através da rede elétrica.

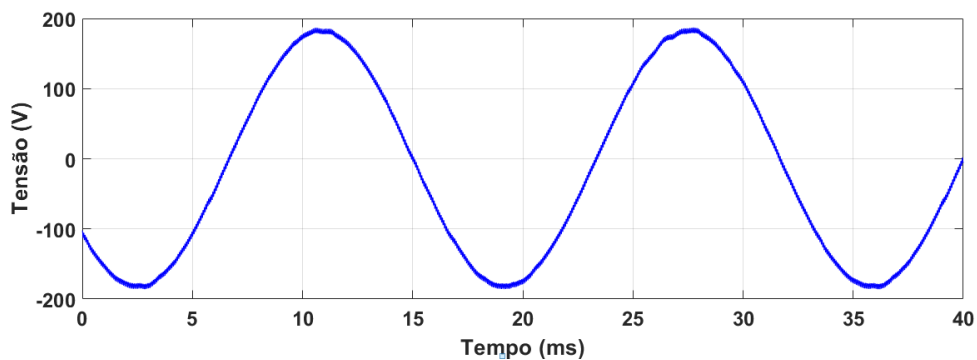


Figura 4. 44: tensão medida com a lâmpada Empalux conectada individualmente à fonte.

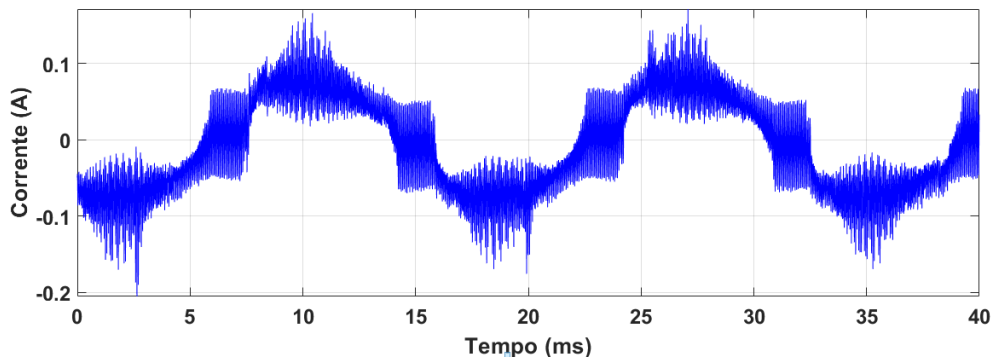


Figura 4. 45: corrente medida com a lâmpada Empalux conectada individualmente à fonte.

O espectro de frequência da forma de onda de tensão da lâmpada LED da Empalux alimentada pela fonte CA (figura 4.46), quando comparado ao mesmo espectro da lâmpada Brilia (figura 4.23), mostra-se bastante semelhante, tanto com relação às ordens dos supra-harmônicos observados, quanto em relação às suas respectivas amplitudes.

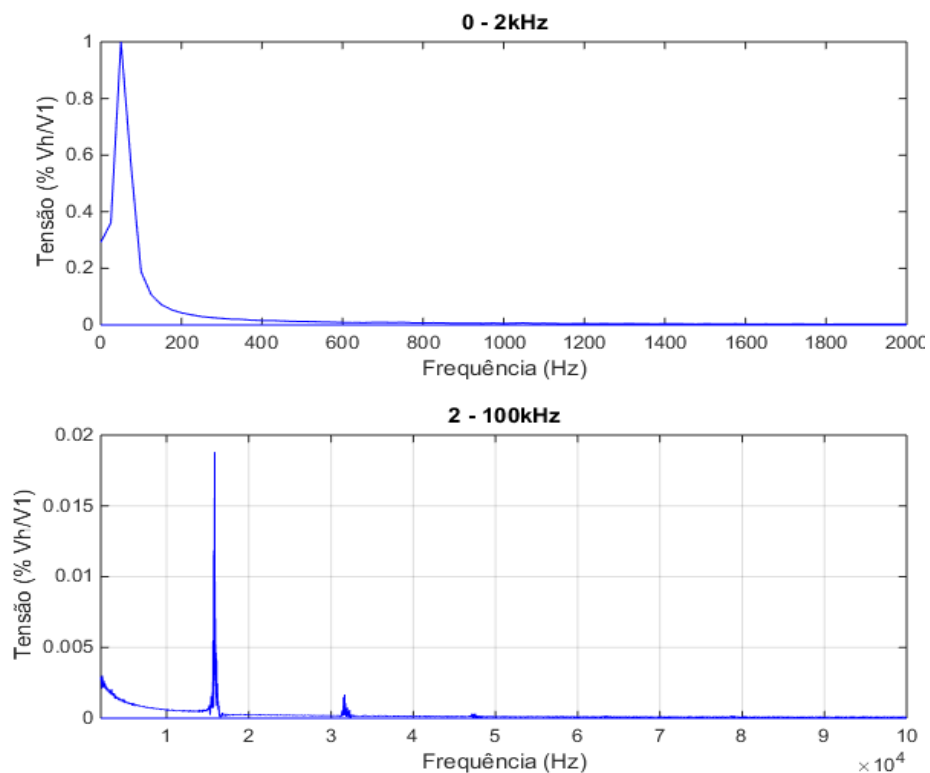


Figura 4. 46: espectro de frequência da tensão com a lâmpada Empalux alimentada pela fonte.

Com relação ao espectro de frequência da corrente medida nos terminais da lâmpada (figura 4.47), pode ser visto em destaque os supra-harmônicos de corrente emitidos pela fonte, com ordens de 16, 32, 48, 64, 80 e 96 kHz.

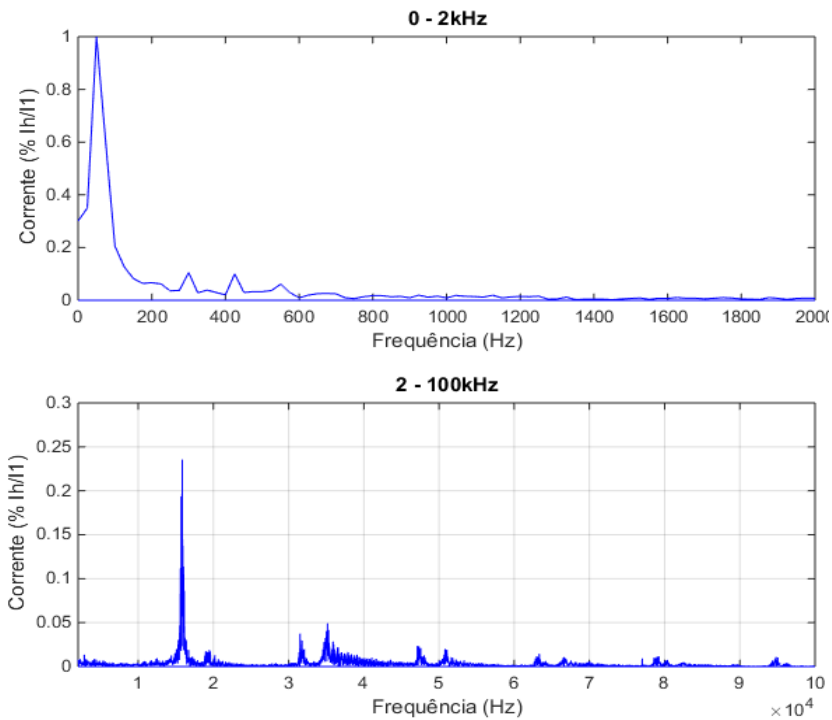


Figura 4. 47: espectro de frequência da corrente com a lâmpada Empalux alimentada pela fonte.

As diferenças entre os espectros de corrente da lâmpada alimentada pela fonte (parte inferior) e pela rede (parte superior) podem ser vistas melhor a partir da figura 4.48.

A análise revela que determinadas componentes encontradas quando a lâmpada foi alimentada pela rede não foram observados quando a mesma lâmpada foi alimentada pela fonte, o que leva à conclusão de que tais componentes são provenientes da rede elétrica. Portanto, de acordo com a parte superior da figura 4.40, as componentes de 28, 50, e 86 kHz são emitidas pela rede elétrica e alimentam a lâmpada juntamente com a componente fundamental.

As demais componentes, 2 a 12,5, 35, 51, e 68 kHz, provenientes da lâmpada LED também são observados nas duas condições operacionais.

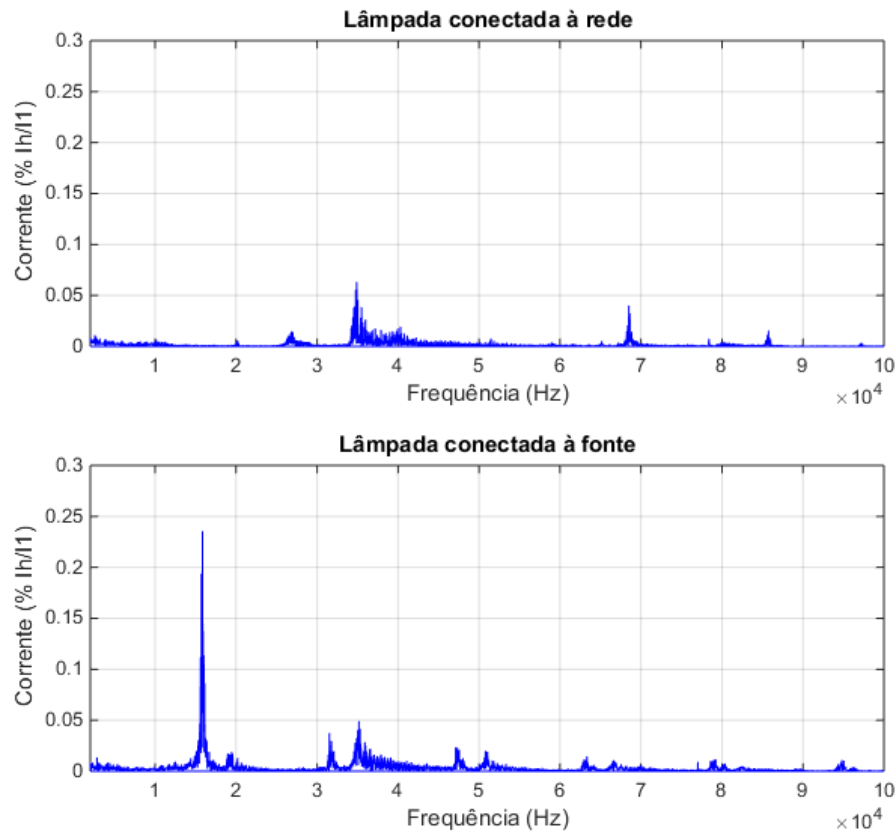


Figura 4. 48: comparativo entres os espectros de corrente da lâmpada Empalux alimentada pela rede (superior) e pela fonte (inferior).

Com relação às bandas de frequência do sinal de tensão, as figuras 4.49 e 4.50 apresentam os coeficientes com largura de banda de 12,5 kHz.

Os coeficientes (3,1), (3,2) e (3,3), que abrangem os três primeiros múltiplos da frequência de chaveamento da fonte (16, 32 e 48 kHz), apresentam uma forma aproximadamente constante ao longo da janela de análise, o que denota uma contribuição maior da fonte na emissão nessas faixas de frequência.

A partir do coeficiente (3,4) (acima de 50 kHz) os múltiplos da fonte apresentam uma contribuição mais reduzida. O resultado disso é que outras componentes de frequência, principalmente originárias da rede elétrica, apresentam uma maior contribuição relativamente àquelas emitidas pela fonte. O fato acima citado se evidencia pelas sensíveis mudanças na forma de onda contida no coeficiente ao longo do tempo, que apresenta um caráter não mais tão uniforme como os quatro primeiros coeficientes.

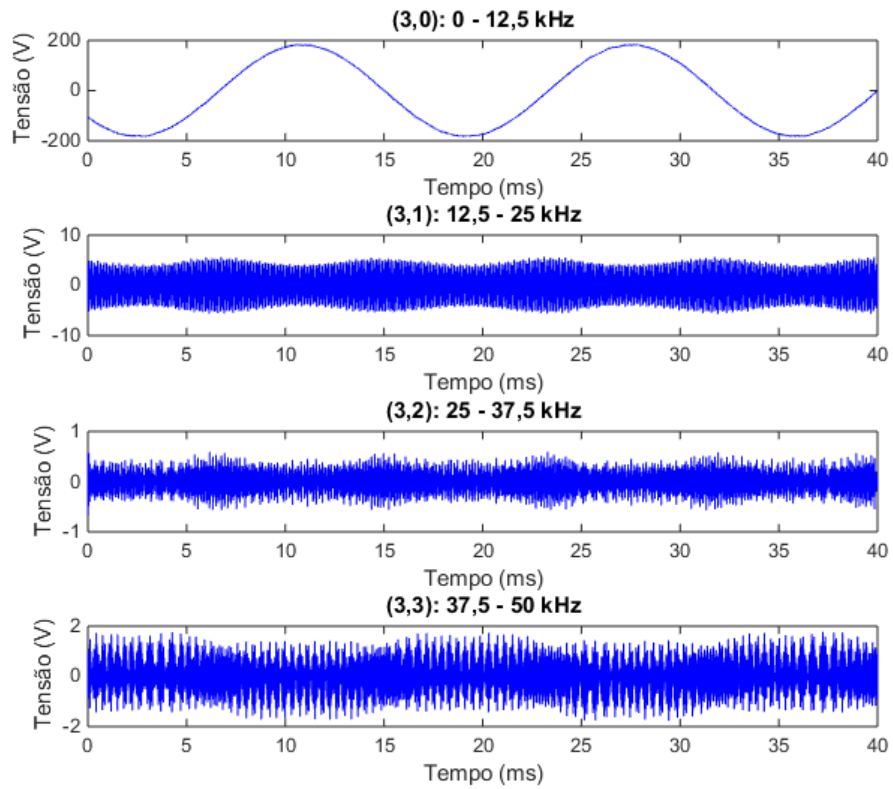


Figura 4. 49: quatro primeiras bandas de frequência das decomposições do sinal de tensão medido na lâmpada conectada individualmente à fonte.

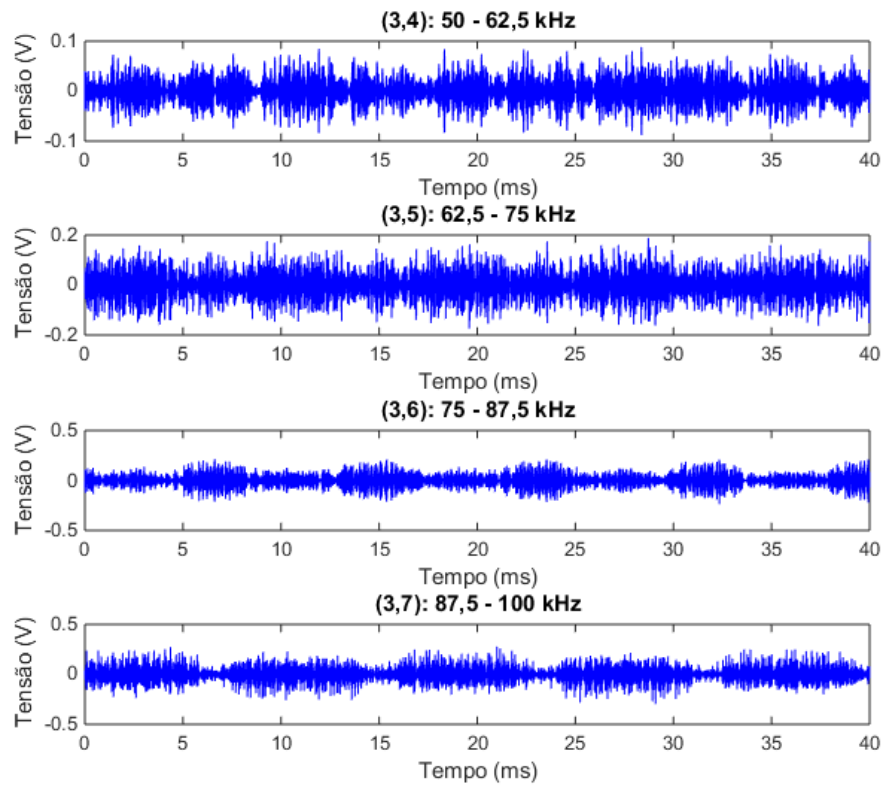


Figura 4. 50: quatro últimas bandas de frequência das decomposições do sinal de tensão na lâmpada.

Com relação às bandas de frequências do espectro da corrente medida, apresentadas nas figuras 4.51 e 4.52, podem ser tomadas as seguintes conclusões:

- Novamente, os supraharmônicos na faixa entre 2 e 12,5 kHz estão presentes de forma significativa, evidenciado pelo serrilhamento do sinal contido no coeficiente (3,0).
- Devido à amplitude mais elevada dos três primeiros picos da frequência de chaveamento, os coeficientes que os contém ((3,1), (3,2) e (3,3)) apresentam um aspecto mais uniforme ao longo da janela de análise.

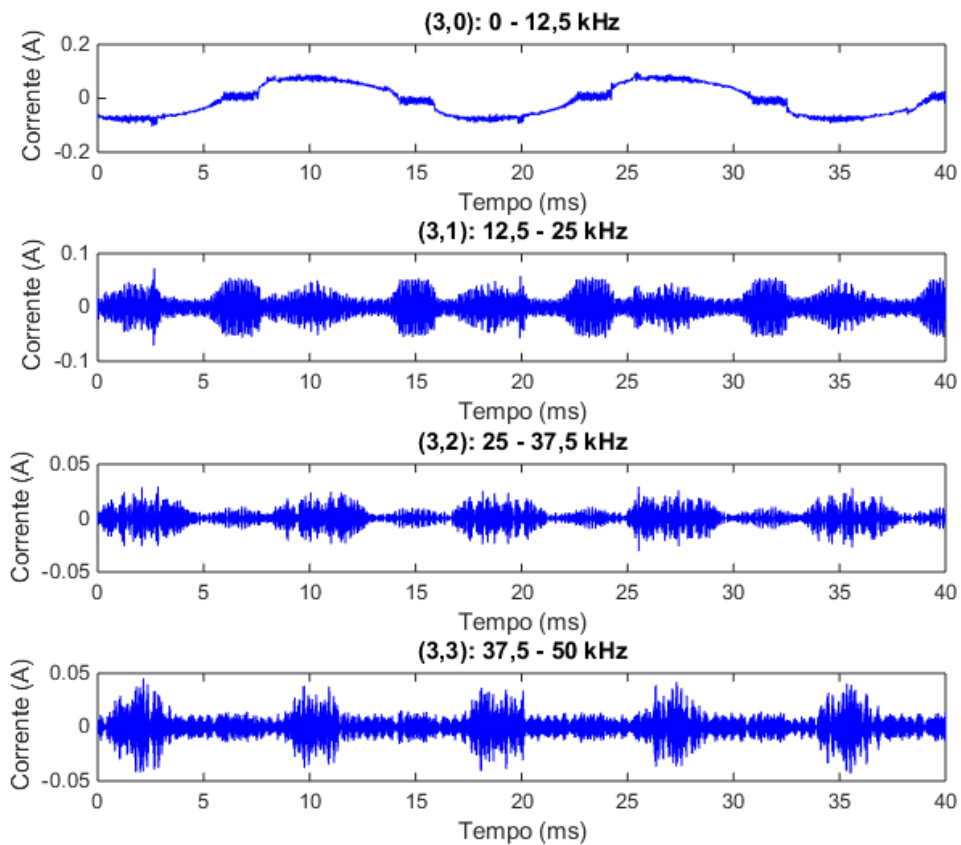


Figura 4. 51: quatro primeiras bandas de frequência do espectro da corrente medida com a lâmpada conectada individualmente à fonte.

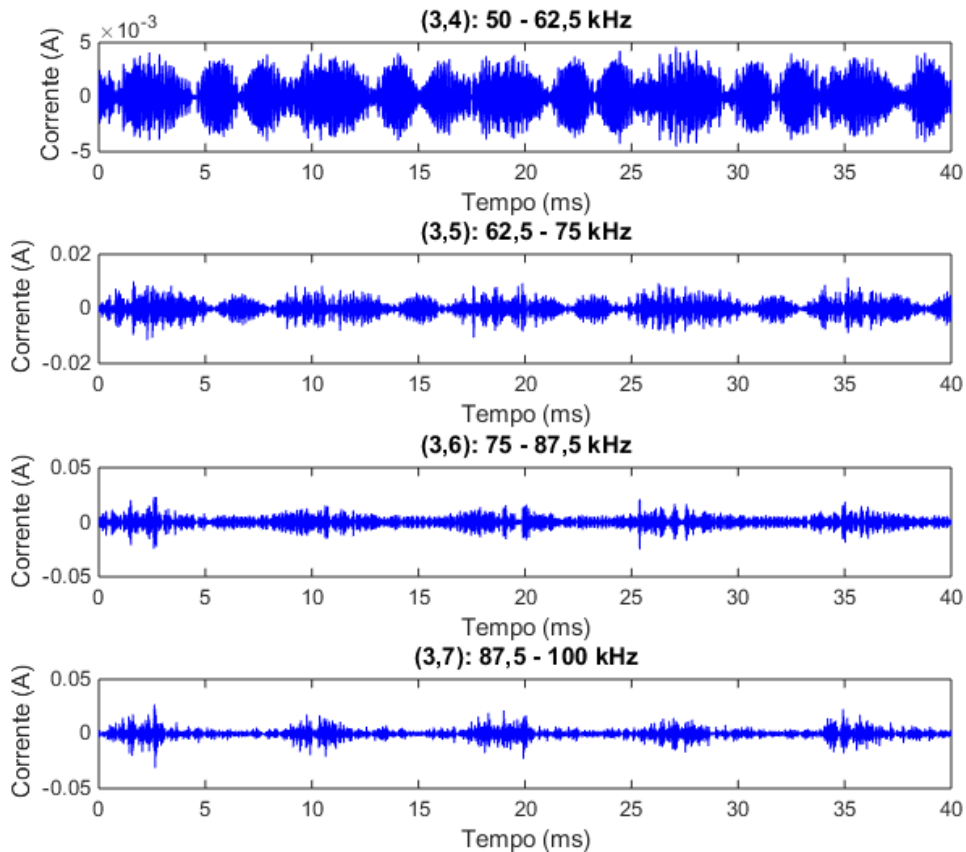


Figura 4. 52: quatro últimas bandas de frequência do espectro da corrente medida na lâmpada Empalux.

c) Conectada conjuntamente à rede

Com o objetivo de verificar a propagação dos supra-harmônicos entre os terminais da lâmpada, a figura 4.53 realiza a comparação da distorção na faixa 2-100 kHz quando a lâmpada está conectada individualmente à rede (parte superior) e em paralelo com as demais lâmpadas (parte inferior).

Como pode ser visto, algumas componentes (68 e 86 kHz) são verificadas quando a lâmpada está conectada individualmente, porém não são verificadas quando a lâmpada está conectada em conjunto com as demais. Paralelamente a isso, as componentes de 55 e 74 kHz são observadas somente quando a lâmpada está conectada em conjunto. Com isso, depreende-se que há alteração na distorção em alta frequência nas duas condições operacionais analisadas, o que mostra a interação entre os equipamentos com relação às componentes de alta frequência.

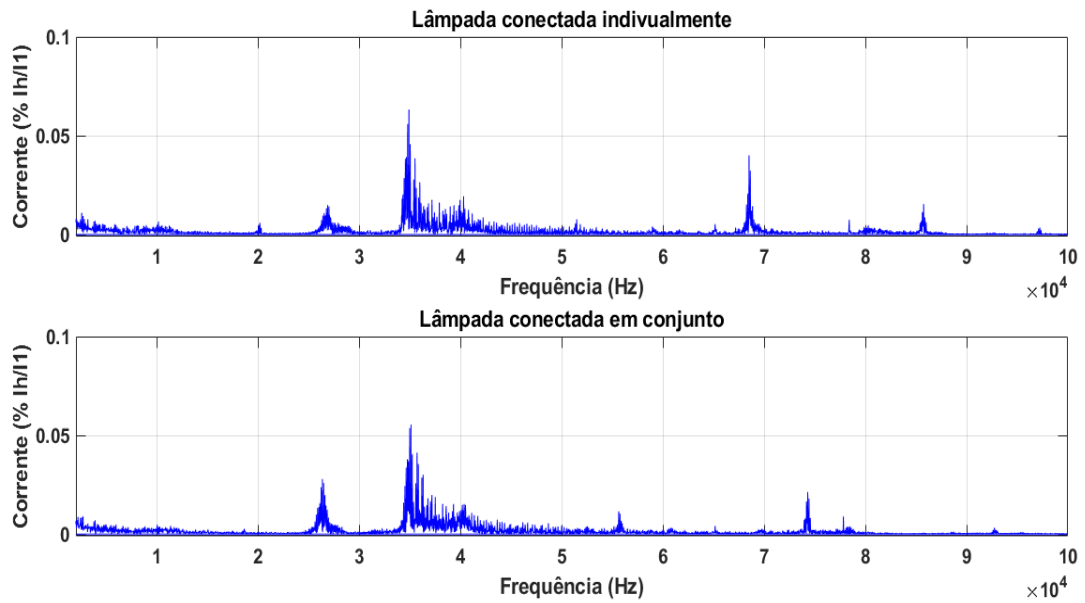


Figura 4. 53: comparativo dos espectros de frequência da lâmpada Empalux conectada individualmente (superior) e em conjunto (inferior) com as demais lâmpadas à rede.

d) Conectada conjuntamente à fonte

No mesmo caso anterior, porém agora com as lâmpadas alimentadas pela fonte (figura 4.46), não são observadas alterações significativas nas ordens das componentes observadas nas duas condições operacionais, embora seja perceptível uma elevação da amplitude dos supra-harmônicos quando a lâmpada é conectada em conjunto com as demais.

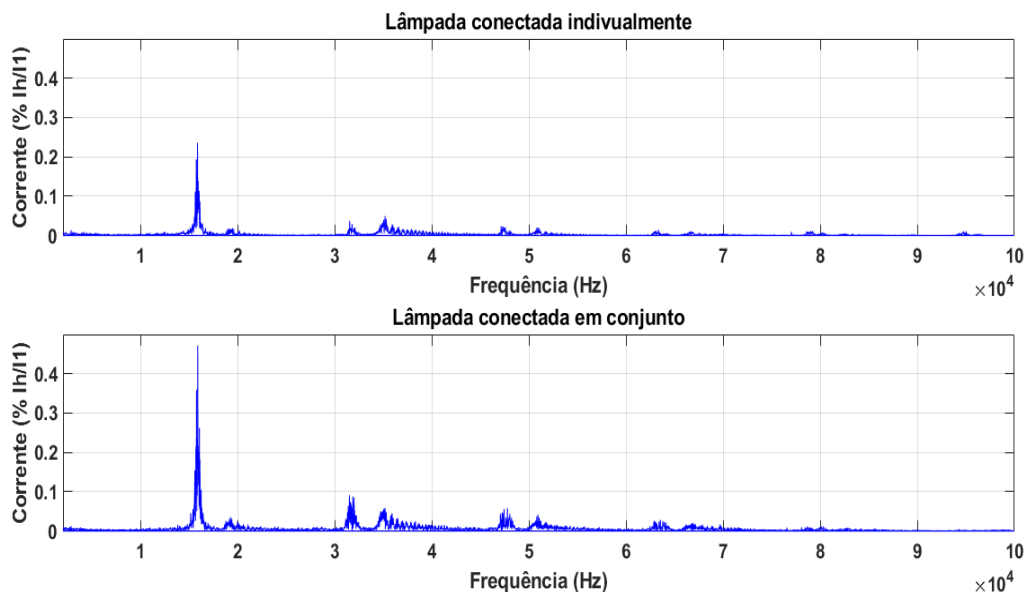


Figura 4. 54: comparativo dos espectros de frequência da lâmpada Empalux conectada individualmente (superior) e em conjunto (inferior) com as demais lâmpadas à fonte

4.4.3. Philips

A partir deste ponto do trabalho, com o objetivo de tornar a exposição dos resultados mais sucinta, serão abordados apenas os comparativos dos espectros de frequência das lâmpadas LED em estudo.

a) Conectada individualmente

Quando os espectros de frequência da lâmpada conectada à rede e à fonte são analisados, por meio da figura 4.55, importantes conclusões podem ser tomadas:

- Os supraharmônicos na faixa entre 2 e 10 kHz são observados nos dois casos analisados, portanto, pode-se concluir que os mesmos são emitidos pela lâmpada LED.
- Outras componentes em torno de 45 e 76 kHz também são observadas nas duas condições operacionais analisadas, o que denota que elas também são emitidas pela lâmpada LED.
- Outras componentes de frequência da parte superior da figura em torno de 28 e 40 kHz não estão presentes quando a lâmpada é alimentada pela fonte, o que denota que tais componentes são provenientes da rede elétrica.

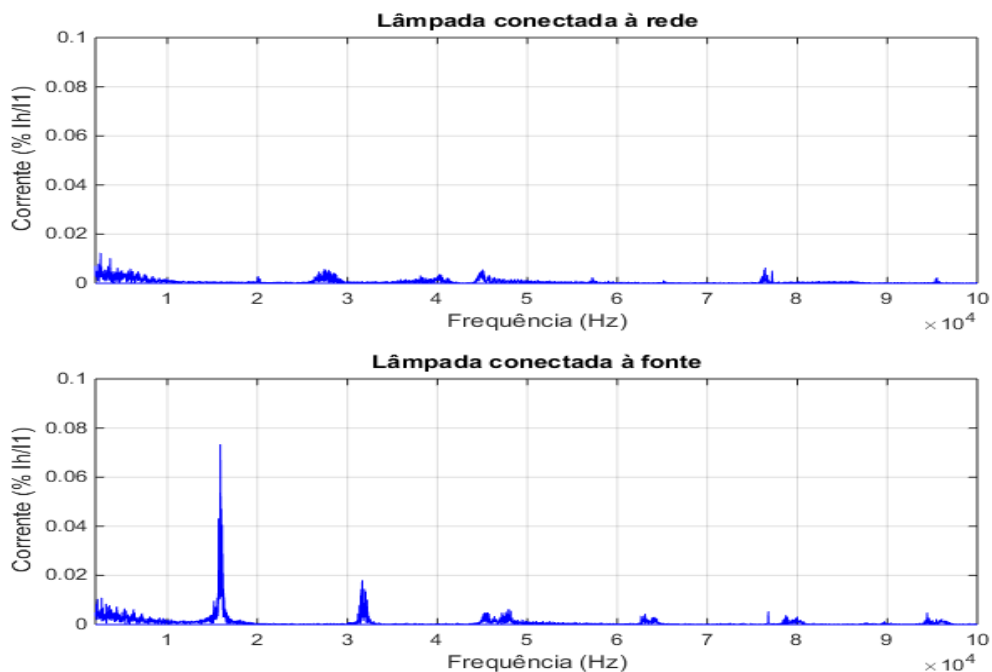


Figura 4. 55: comparativo dos espectros da lâmpada Philips conectada individualmente à rede (superior) e à fonte (inferior).

b) Conectada conjuntamente à rede

A comparação dos espectros de frequência da corrente quando a lâmpada é conectada individualmente à rede e em paralelo com as demais lâmpadas, na figura 4.56, revela poucas diferenças, o que permite concluir que, neste caso, a emissão secundária não desempenha papel significativo na distorção da corrente no terminal da lâmpada.

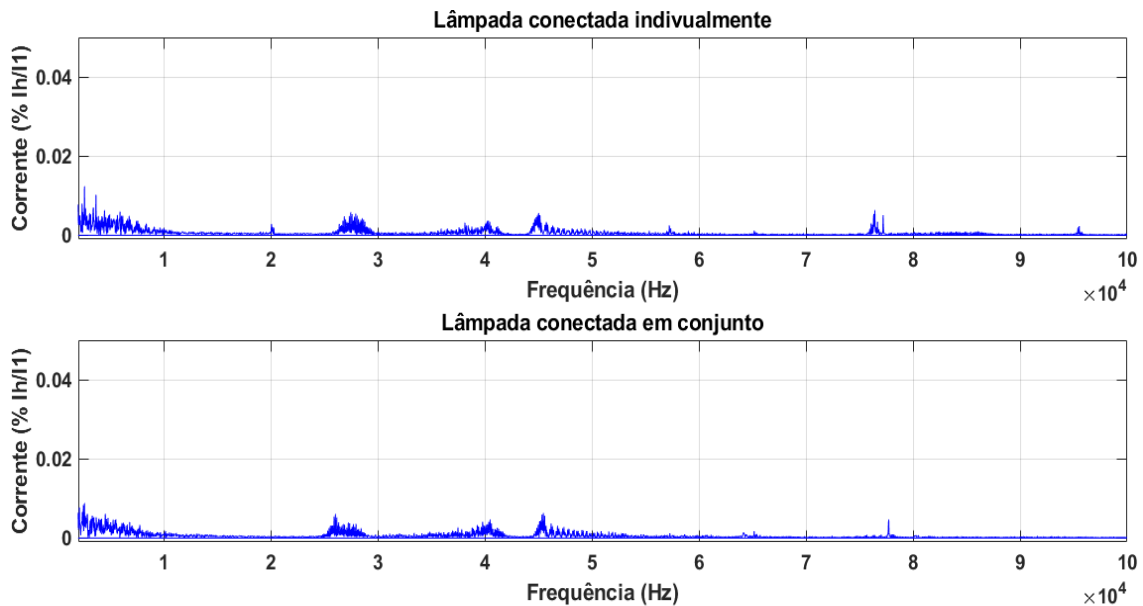


Figura 4. 56: comparativo entre os espectros de frequência quando a lâmpada Philips é conectada individualmente (superior) e em conjunto (inferior) com as demais lâmpadas à rede.

c) Conectada conjuntamente à fonte

Da mesma forma como foi observado no caso anterior, considerando as duas condições operacionais (conectada individualmente e em conjunto), não foi observada diferença significativa nos espectros de frequência da corrente na lâmpada, conforme a figura 4.57.

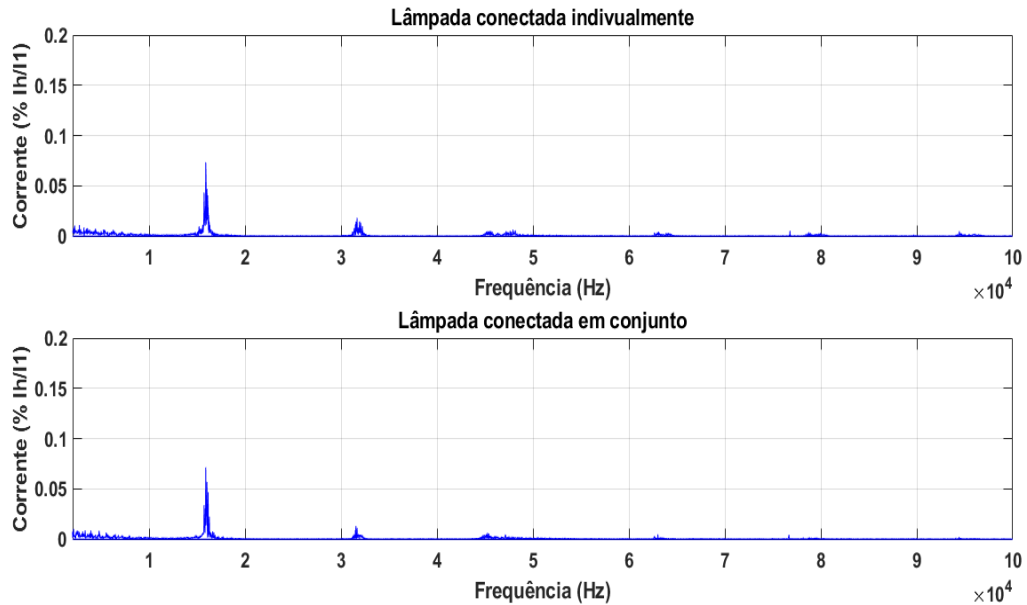


Figura 4. 57: comparativo entre os espectros de frequência quando a lâmpada Philips é conectada individualmente (superior) e em conjunto (inferior) com as demais lâmpadas à fonte.

4.4.4. Renesola

a) Conectada individualmente

No caso da lâmpada LED da marca Renesola, a análise dos espectros de frequência da lâmpada conectada à rede e à fonte (figura 4.58) revela que, com exceção das componentes abaixo de 10 kHz e em torno de 48 kHz, as outras componentes não são observadas quando ocorre a alimentação a partir da fonte CA. Portanto, nessa medição, a distorção proveniente da rede desempenhou um papel significativo.

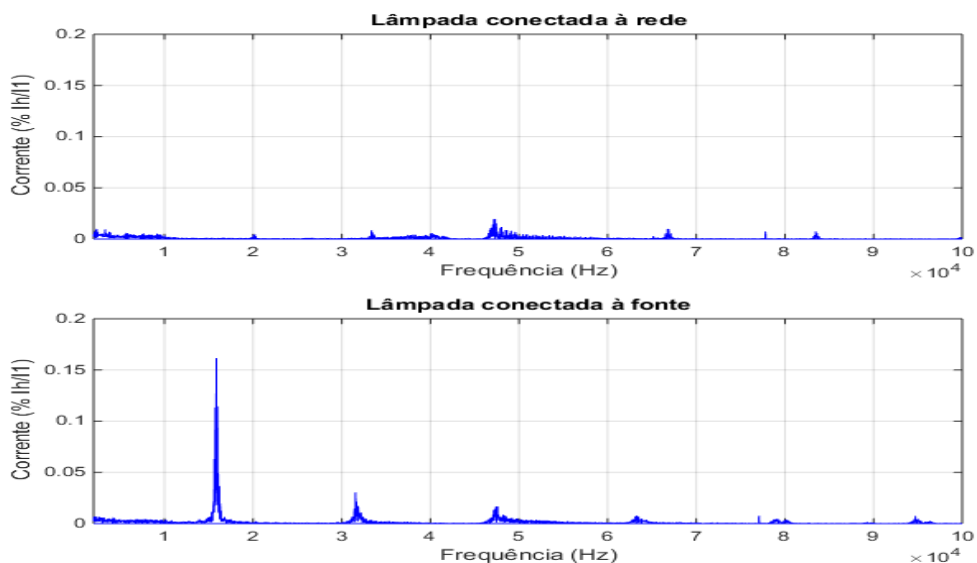


Figura 4. 58: comparativo dos espectros da lâmpada Renesola conectada individualmente à rede (superior) e à fonte (inferior).

b) Conectada conjuntamente à rede

Na comparação da distorção harmônica no terminal da lâmpada nas conexões individual e em conjunto com as demais lâmpadas, pode ser observado a presença de uma componente de 28 kHz na parte inferior da figura 4.59, resultante de emissão secundária proveniente de outra lâmpada conectada em paralelo. Por outro lado, as componentes em torno de 67 e 82 kHz sofreram forte atenuação, o que denota a propagação como emissão secundária em direção à rede ou às demais lâmpadas conectadas.

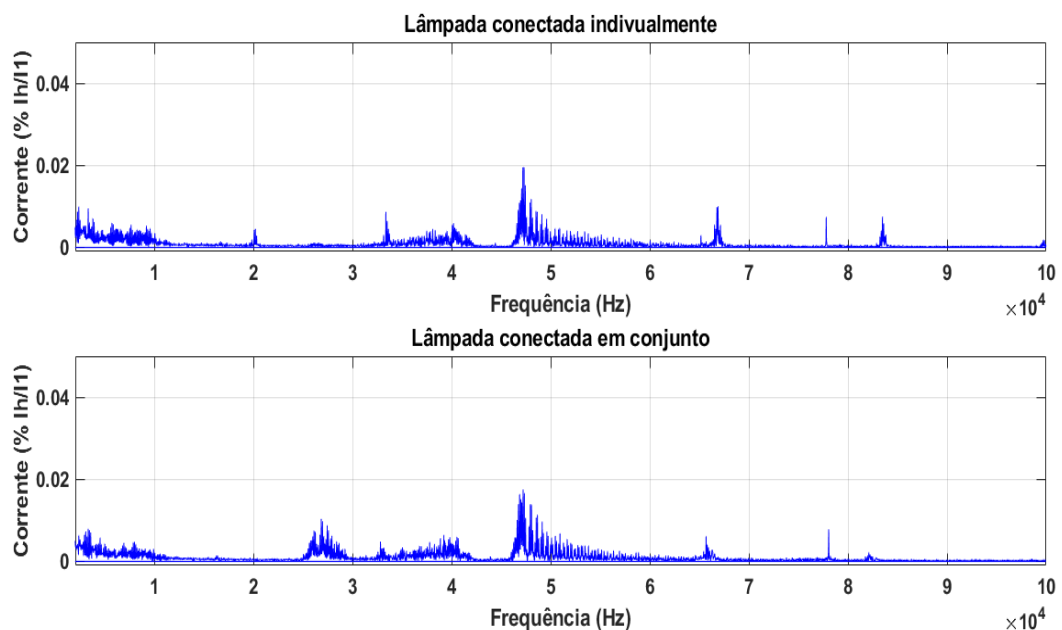


Figura 4. 59: comparativo entre os espectros de frequência quando a lâmpada Renesola é conectada individualmente (superior) e em conjunto (inferior) com as demais lâmpadas à rede.

c) Conectada conjuntamente à fonte

No mesmo caso anterior, porém com as lâmpadas conectadas à fonte (figura 4.60), não são observadas componentes distintas entre as duas medições realizadas. Entretanto, é evidente uma elevação da componente de 16 kHz, proveniente da fonte, quando a lâmpada está conectada em conjunto (parte inferior da figura 4.52).

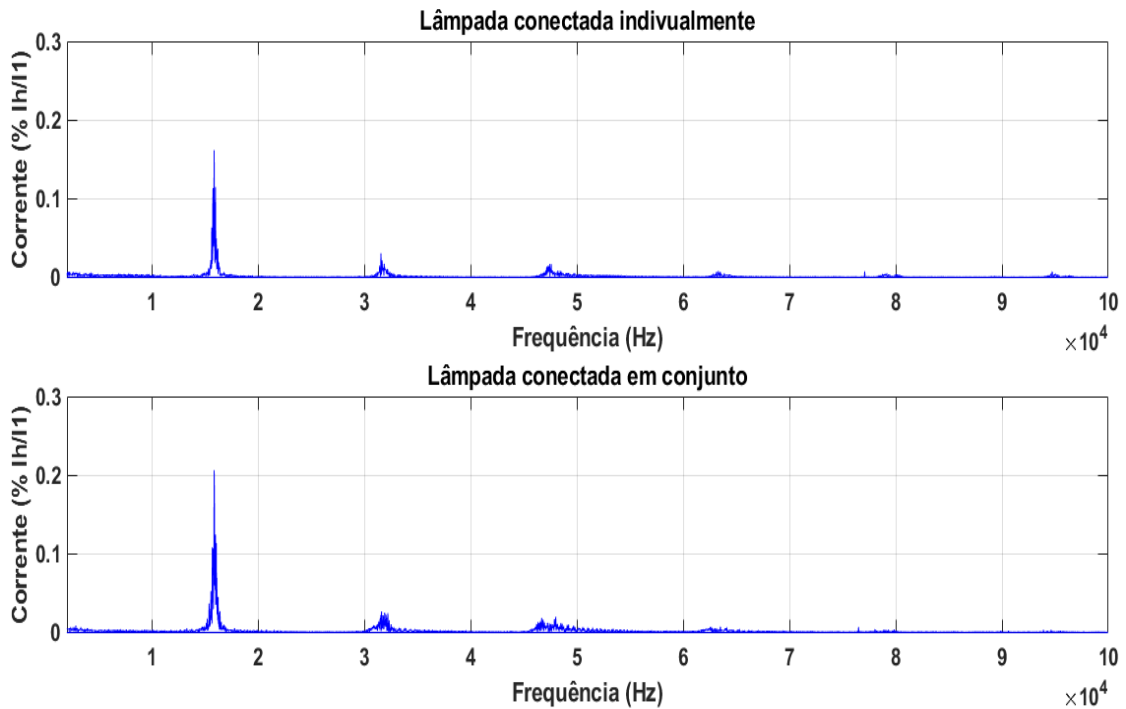


Figura 4. 60: comparativo entre os espectros de frequência quando a lâmpada Renesola é conectada individualmente (superior) e em conjunto (inferior) com as demais lâmpadas à fonte.

4.4.5. Star

a) Conectada individualmente

Com relação à lâmpada da marca Star, assim como no equipamento anterior, os supraharmônicos observados nas duas medições situam-se abaixo de 2 kHz, o que denota uma contribuição significativa da emissão secundária na distorção observado quando a lâmpada é conectada à rede, conforme apresentado na figura 4.61.

Neste caso, vale destacar a elevada amplitude assumida pela componente de 16 kHz emitida pela fonte CA, que chegou a um pico em torno de 75% da componente fundamental, seguida pela componente de 32 kHz, que atingiu 35% da componente fundamental.

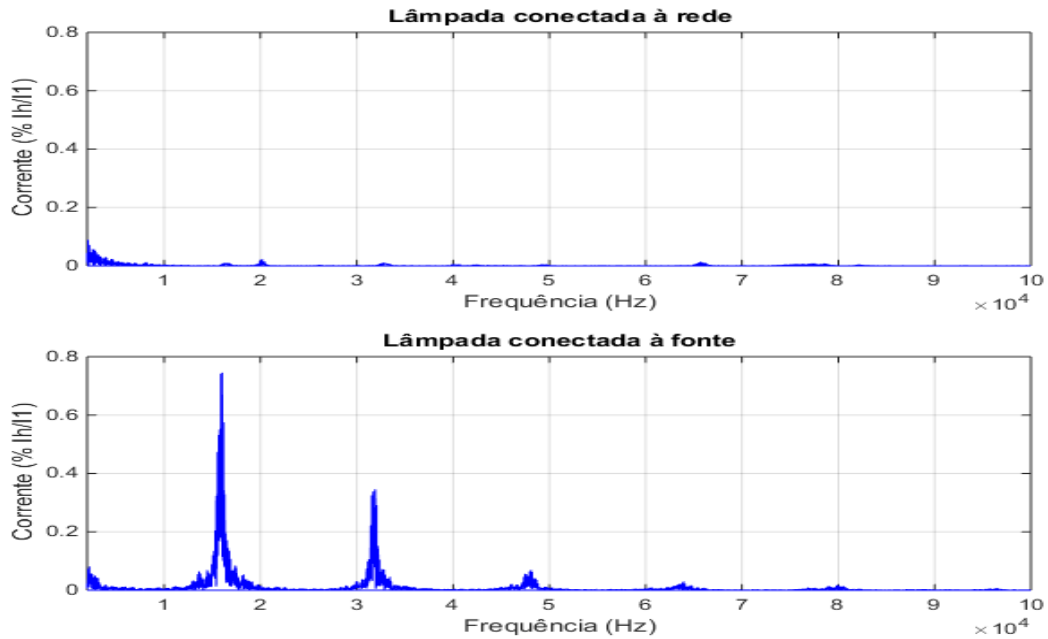


Figura 4. 61: comparativo dos espectros da lâmpada Star conectada individualmente à rede (superior) e à fonte (inferior).

b) Conectada conjuntamente à rede

Quando a mesma lâmpada é conectada em paralelo com as demais lâmpadas analisadas, emissões secundárias podem ser observadas em torno de 35, 48 e 55 kHz (parte inferior), conforme apresentado na figura 4.62, indicando a interação entre os equipamentos conectados, bem como entre a lâmpada e a rede.

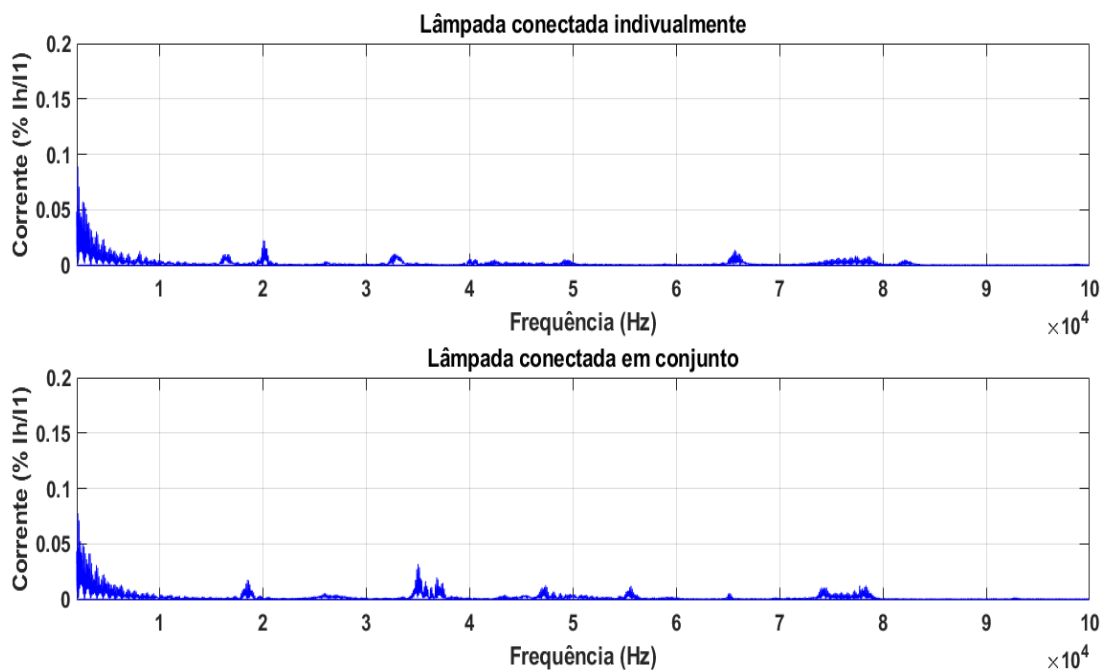


Figura 4. 62: comparativo entre os espectros de frequência quando a lâmpada star é conectada individualmente (superior) e em conjunto (inferior) com as demais lâmpadas à rede.

c) Conectada conjuntamente à fonte

No mesmo caso anterior, porém com as lâmpadas conectadas à fonte (figura 4.63), os espectros de frequência são semelhantes, o que denota a pouca influência da emissão secundária para a distorção no terminal da lâmpada. Entretanto, mais uma vez, é evidente uma elevação da componente de 16 kHz emitida pela fonte, que atinge valores em torno de 90% da componente fundamental.

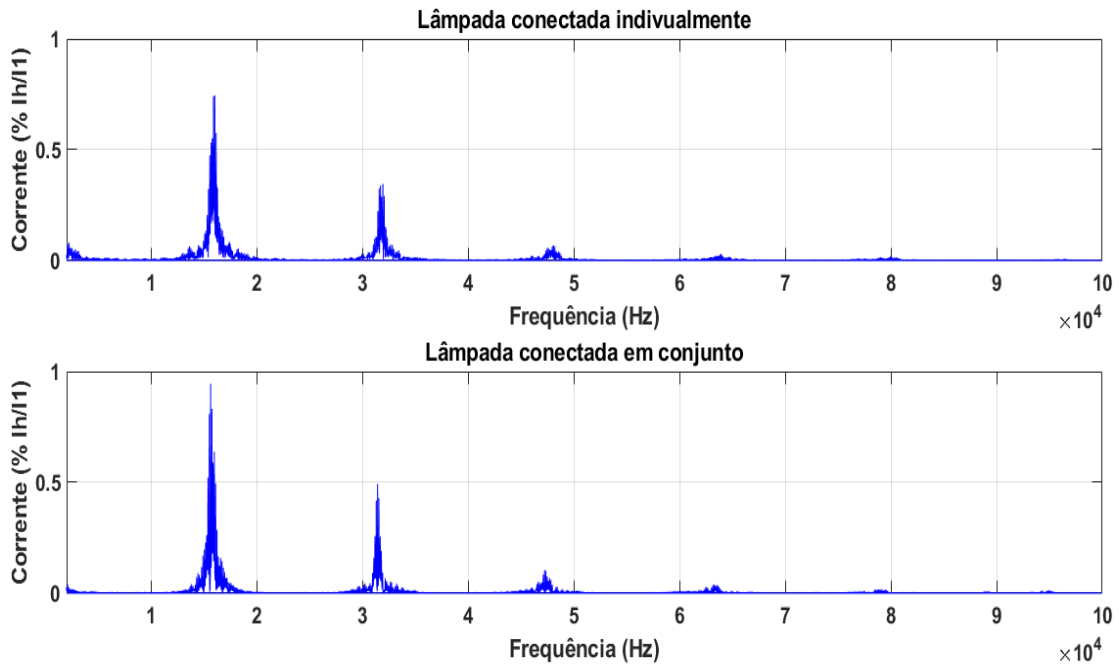


Figura 4. 63: comparativo entre os espectros de frequência quando a lâmpada star é conectada individualmente (superior) e em conjunto (inferior) com as demais lâmpadas à fonte.

A análise simultânea da distorção nos terminais de cada lâmpada quando todas estão operando simultaneamente em paralelo e conectadas na rede, apresentada na figura 4.64, permite concluir que os supraharmônicos emitidos pelos equipamentos, bem como a distorção proveniente da rede não se propagaram de forma igual em todas as lâmpadas. Dessa forma, pode-se concluir que as características construtivas particulares de cada equipamento também são um fator determinante para a propagação dos supraharmônicos e não somente as ordens das componentes em si.

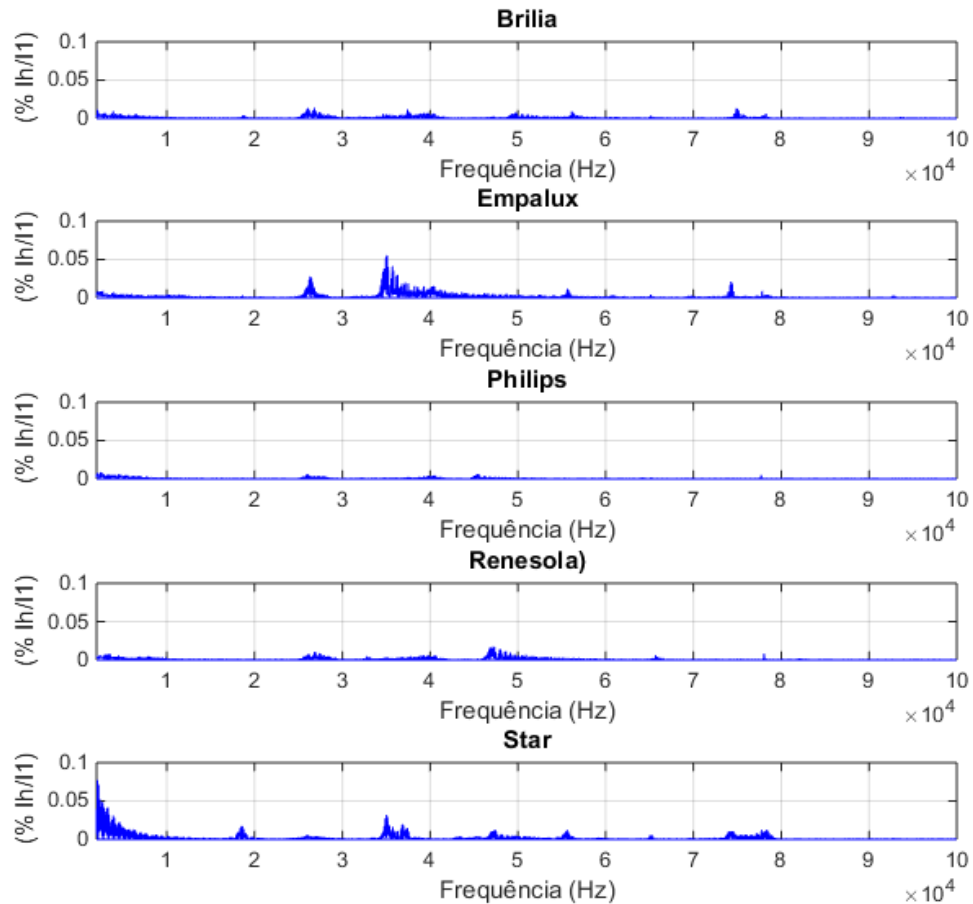


Figura 4. 64: distorção nos terminais das cinco lâmpadas analisadas quando todas estão conectadas à rede e operando simultaneamente.

4.5. MEDIÇÃO EM INVERSORES DE FREQUÊNCIA

As seções a seguir irão apresentar os resultados das medições realizadas nos inversores de frequência. Devido ao fato de ambos os inversores se tratarem do mesmo modelo, as emissões individuais do equipamento serão analisadas somente no inversor 1, com resultados que podem ser extensíveis para o outro equipamento.

4.5.1. Inversor 1

a) Operação individual conectado à rede

- Frequência de chaveamento igual a 5 kHz

A figura 4.65 apresenta a forma de onda de tensão no terminal do inversor, do lado da rede, quando este é conectado à rede. Como pode ser visto, o aspecto da forma de onda é bem próximo de um sinal senoidal puro, com amplitudes reduzidas de componentes harmônicas de baixa e alta ordem.

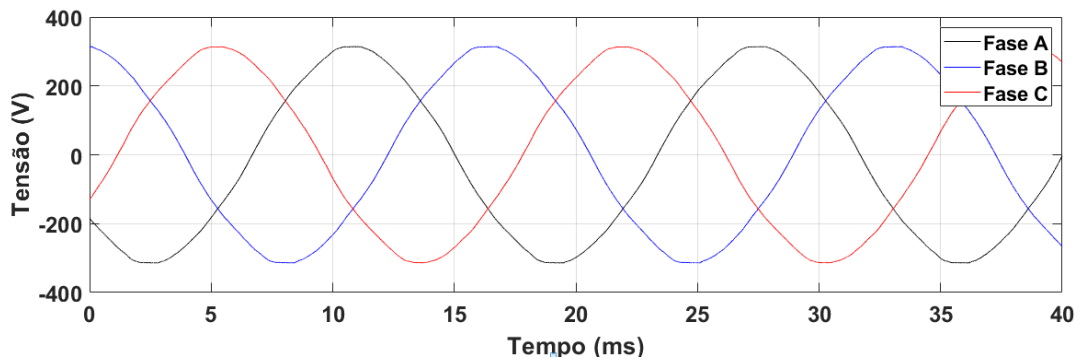


Figura 4. 65: tensão no terminal do inversor, no lado da rede.

Com relação à forma de onda de corrente na entrada do inversor, a figura 4.66 evidencia a contribuição significativa de componentes de baixa ordem, evidenciadas pelo distanciamento da forma do sinal do aspecto tipicamente senoidal. Além das componentes de baixa ordem, também podem ser observadas componentes de alta frequência, evidenciadas pelo serrilhamento da forma de onda do sinal de corrente.

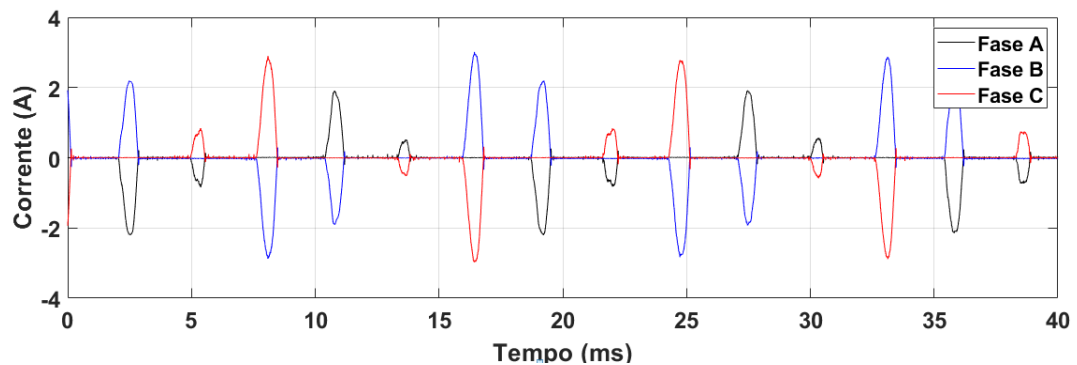


Figura 4. 66: corrente de entrada do inversor, no lado da rede.

A figura 4.67, que apresenta o espectro de frequência de tensão para a condição operacional analisada, evidencia que as componentes harmônicas, tanto em baixa quanto em alta ordem, estão presentes de forma pouco significativa. A componente de alta ordem de maior amplitude, por exemplo, atinge somente 0,25% da componente fundamental. Portanto, a análise posterior via Transformada Wavelet Packet será realizada tomando como base somente o sinal de corrente.

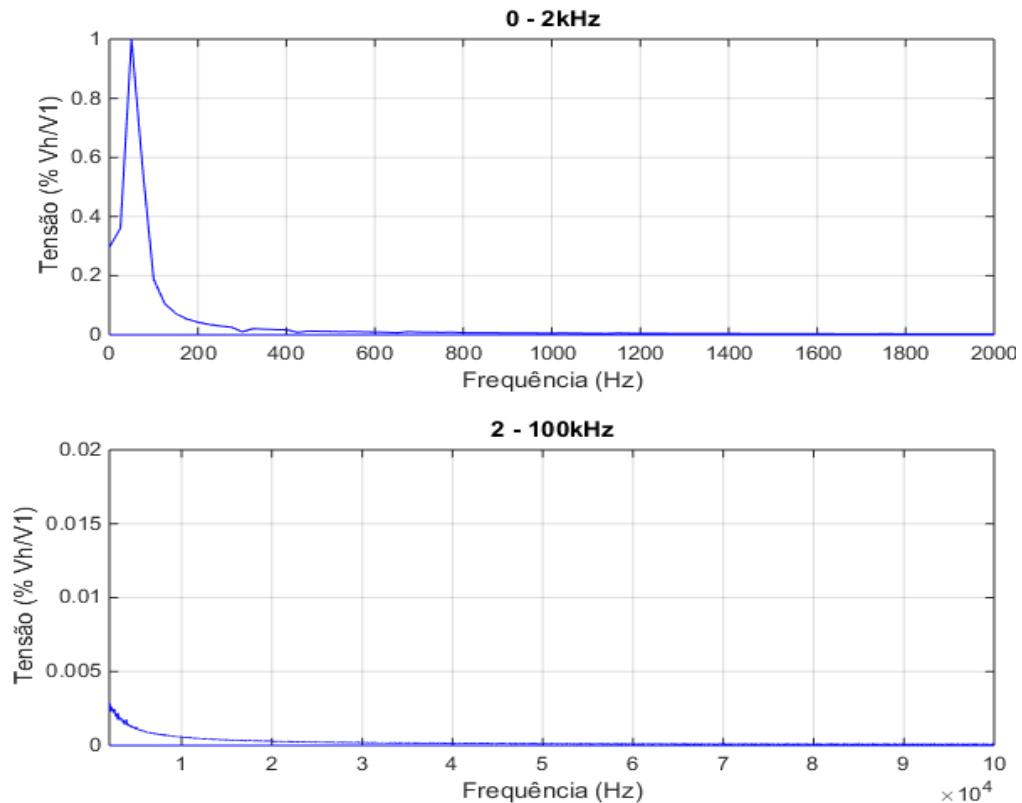


Figura 4. 67: espectro de frequência da tensão contendo as baixas frequências (superior) e as altas frequências (inferior).

Com relação ao espectro de frequência do sinal de corrente, pode ser visto na parte superior da figura 4.68 a contribuição significativa das componentes de baixa ordem, resultantes da operação do retificador, cujo terminal de entrada se encontra no lado da rede do inversor de frequência.

Adicionalmente, a parte inferior da figura 4.68 apresenta as componentes harmônicas acima de 2 kHz. Além da contribuição significativa das componentes de 2 a 10 kHz, pode ser visto que a cada 5 kHz ocorre um pico no espectro de frequência. Tais picos são resultantes da frequência de chaveamento do inversor de frequência que são injetados na alimentação do motor e após isso são refletidos e chegam até o lado da rede do inversor, local onde está o ponto de medição da corrente em análise.

Portanto, mesmo com o lado do inversor voltado para a carga, os supraharmônicos resultantes da frequência de chaveamento são refletidos e contribuem para o aumento da distorção na entrada do inversor de frequência, adicionalmente às componentes de baixa ordem provenientes da operação do retificador.

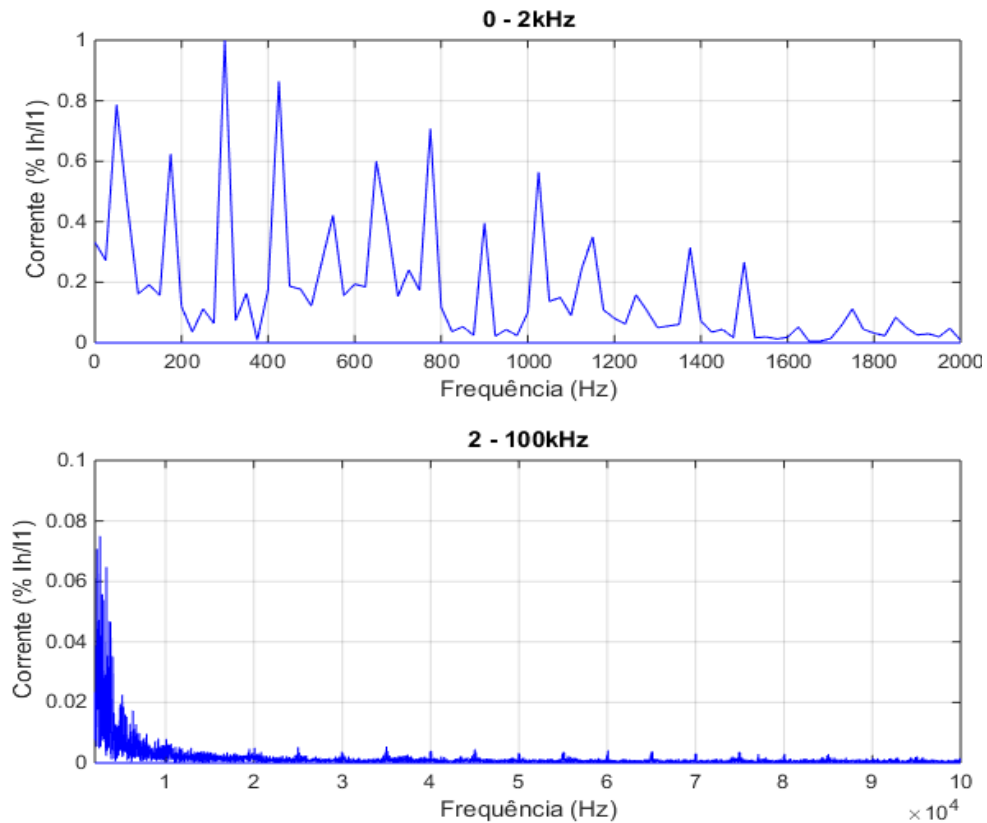


Figura 4. 68: espectro de frequência da corrente contendo as baixas frequências (superior) e as altas frequências (inferior).

Prosseguindo à análise via Transformada Wavelet Packet, as figuras 4.69 e 4.70 apresentam as oito bandas de frequências que constituem o sinal original de corrente medida no inversor.

A forma de onda pouco uniforme dos coeficientes revela que, além das componentes múltiplas da frequência de chaveamento, também há uma forte contribuição de componentes provenientes da rede que, essencialmente, não apresentam um aspecto periódico típico das componentes emitidas pela operação do inversor.

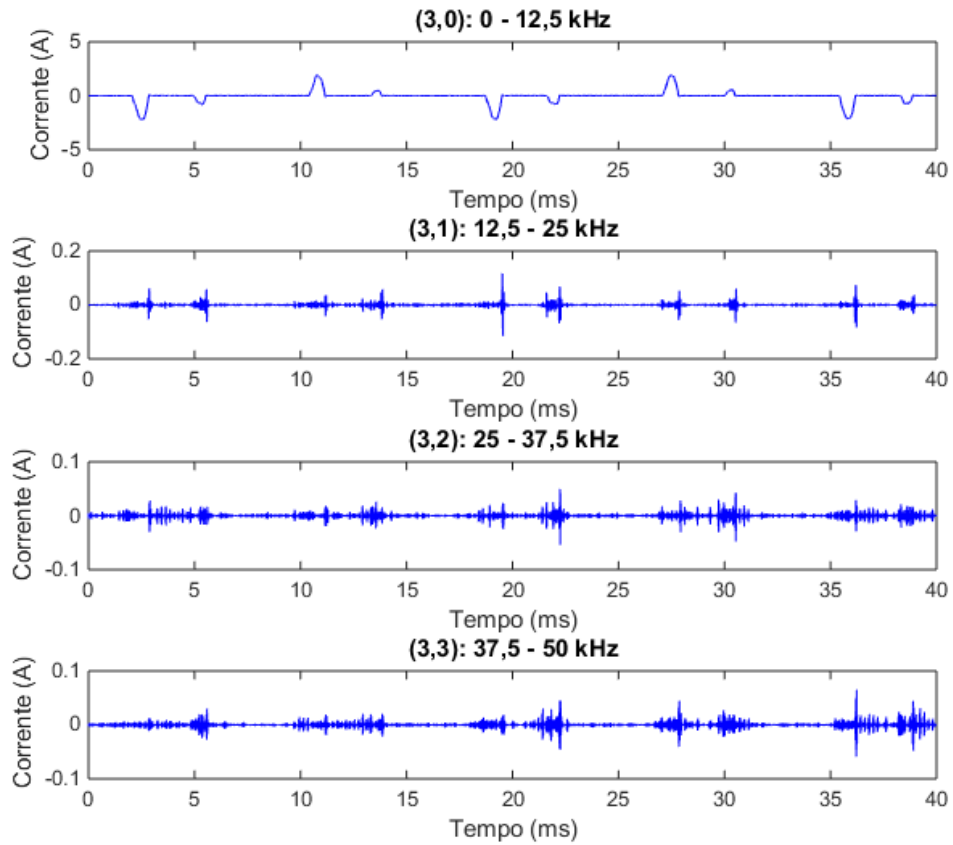


Figura 4. 69: quatro primeiras bandas de frequência contidas no sinal de corrente.

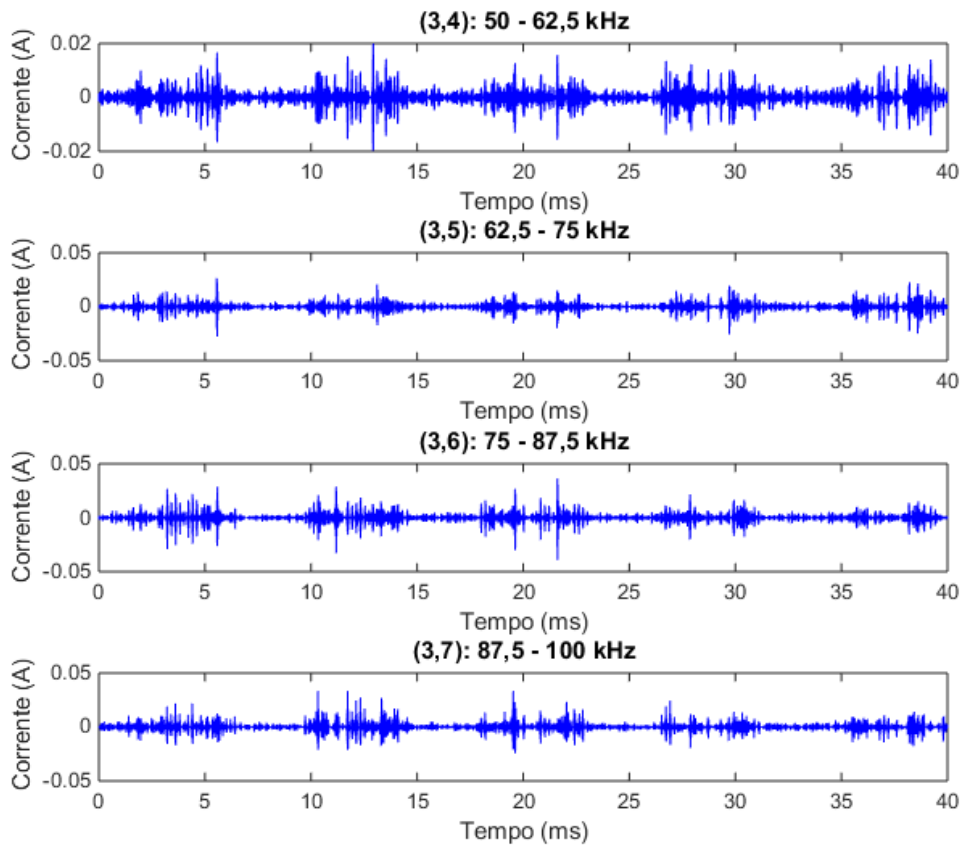


Figura 4. 70: quatro últimas bandas de frequência do sinal de corrente.

- Frequência de chaveamento igual a 10 kHz

Com o objetivo de verificar a influência da frequência de chaveamento do inversor na distorção do lado da rede, foi selecionada uma frequência igual 10 kHz e comparada com a distorção quando o inversor opera com uma frequência de chaveamento igual a 5 kHz. O resultado pode ser verificado na figura 4.71.

Como pode ser visto, embora, neste caso, as componentes múltiplas da frequência de chaveamento estejam espaçadas de 10 kHz (parte inferior da figura), o aspecto geral da distorção emitida pelo inversor considerando as duas frequências de chaveamento é aproximadamente o mesmo, sem alterações significativas das amplitudes da distorção abaixo de 10 kHz e da amplitude dos picos dos múltiplos da frequência de chaveamento.

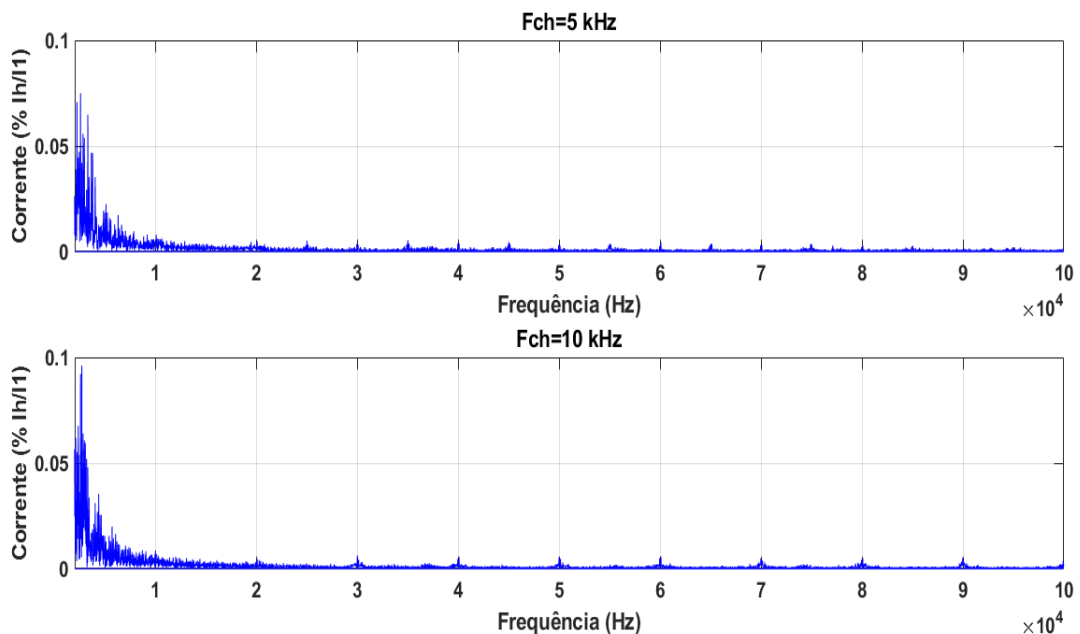


Figura 4. 71: comparativo da distorção do lado da rede com o inversor operando com diferentes frequências de chaveamento.

b) Operação individual conectado à fonte

Após a verificação da distorção emitida pelo inversor de frequência quando o mesmo está conectado à rede, foi realizado o acionamento do inversor com a alimentação proveniente da fonte CA no modo trifásico, com o objetivo de analisar a interação entre os supra-harmônicos emitidos pelos dois equipamentos.

Nesse sentido, a figura 4.72 apresenta a forma de onda da tensão medida no lado da rede do inversor quando o mesmo está sendo acionado pela fonte CA. Como

pode ser percebido, um pequeno serrilhamento do sinal é agora perceptível, além de uma distorção periódica a cada vez que a onda de tensão passa pelas extremidades positivas ou negativas.

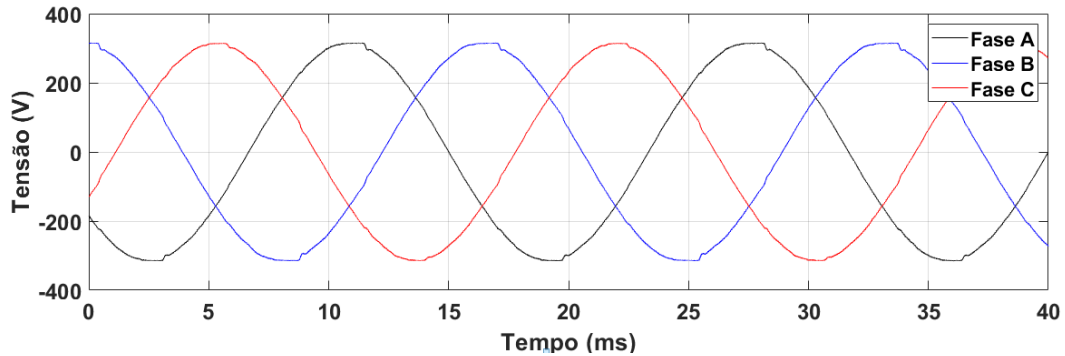


Figura 4. 72: tensão no terminal do inversor, no lado da rede.

Com relação à corrente na entrada do inversor, a figura 4.73 evidencia a diferença significativa entre as formas de onda de corrente quando o inversor opera acionado pela fonte em relação à alimentação por meio da rede elétrica (figura 4.66). Com a observação direta da forma de onda de corrente é possível constatar as elevadas amplitudes que os supraharmônicos assumiram na condição operacional em análise.

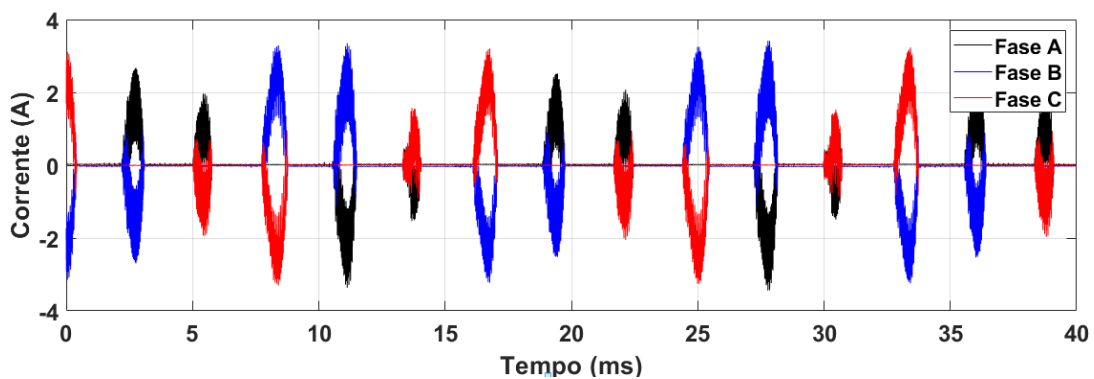


Figura 4. 73: corrente de entrada do inversor, no lado da rede.

A figura 4.74 apresenta o espectro de frequência da tensão medida nos terminais do inversor, na qual podem ser vistos os picos resultantes da frequência de chaveamento da fonte em 16, 32, 48 e 64 kHz.

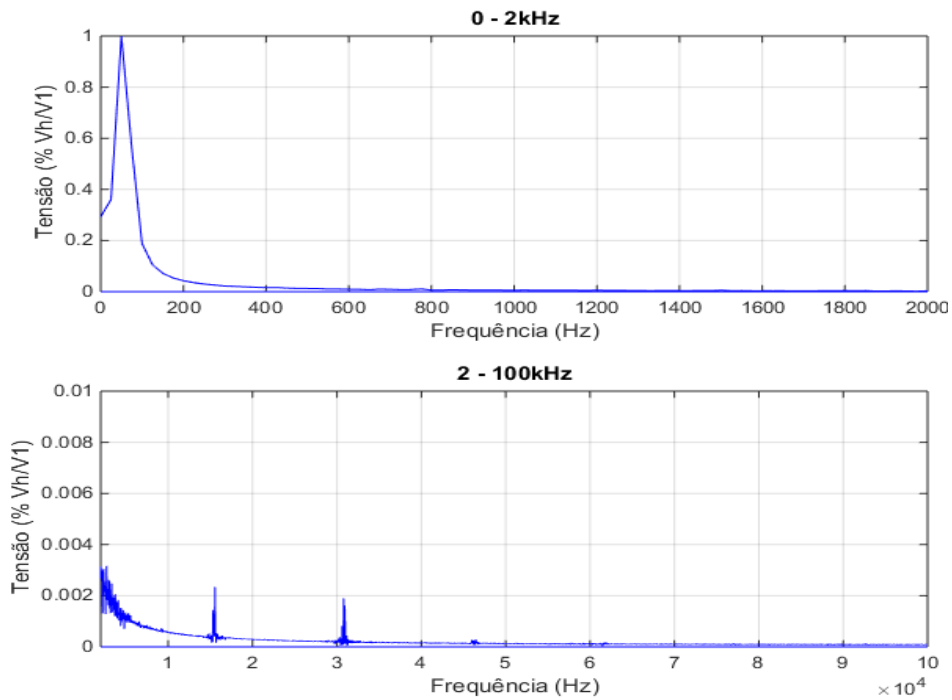


Figura 4. 74: espectro de frequência do sinal de tensão.

Com relação ao espectro de frequência do sinal de corrente, a figura 4.75 mostra a predominância da componente de 32 kHz emitida pela fonte CA, cuja amplitude atingiu 58% da componente fundamental. As componentes de 16 e 64 kHz também estão presentes, no entanto apresentam amplitudes menos elevadas.

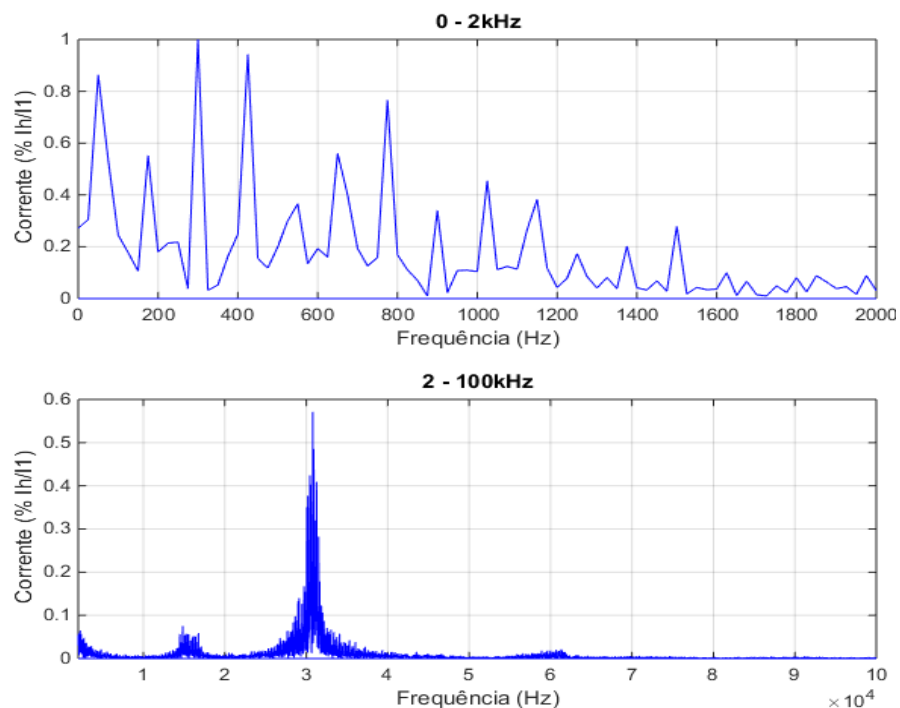


Figura 4. 75: espectro de frequência do sinal de corrente.

Prosseguindo à análise via Transformada Wavelet Packet, as figuras 4.76 e 4.77 apresentam as oito bandas de frequências constituintes do sinal original de corrente medido na entrada do inversor.

O primeiro aspecto que deve ser observado é a característica constante da forma de onda dos sinais contidos nos coeficientes, que apresentam amplitudes significativas somente nos instantes em que o sinal original de corrente passa pelas extremidades positivas e negativas. Tal característica denota que a amplitude dos supraharmônicos emitidos pela fonte CA é significativamente maior que a amplitude de outras fontes de distorção, como ruídos provenientes da rede da concessionária.

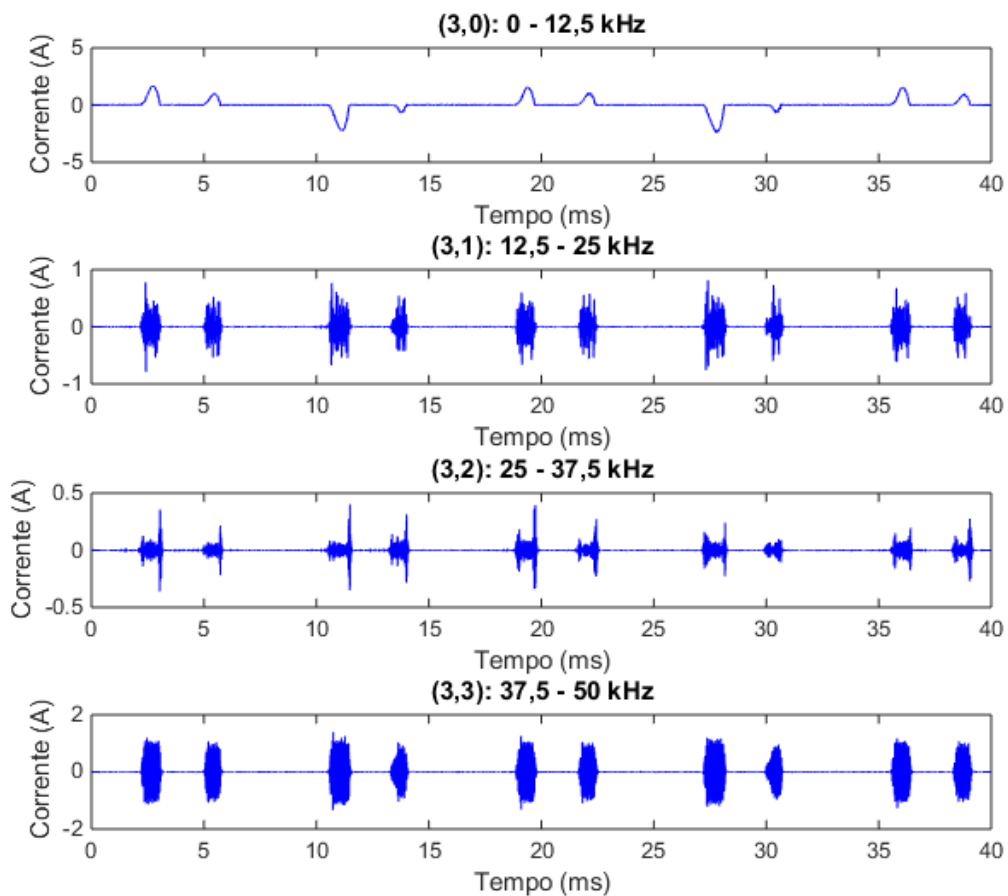


Figura 4. 76: quatro primeiras bandas de frequência do sinal de corrente.

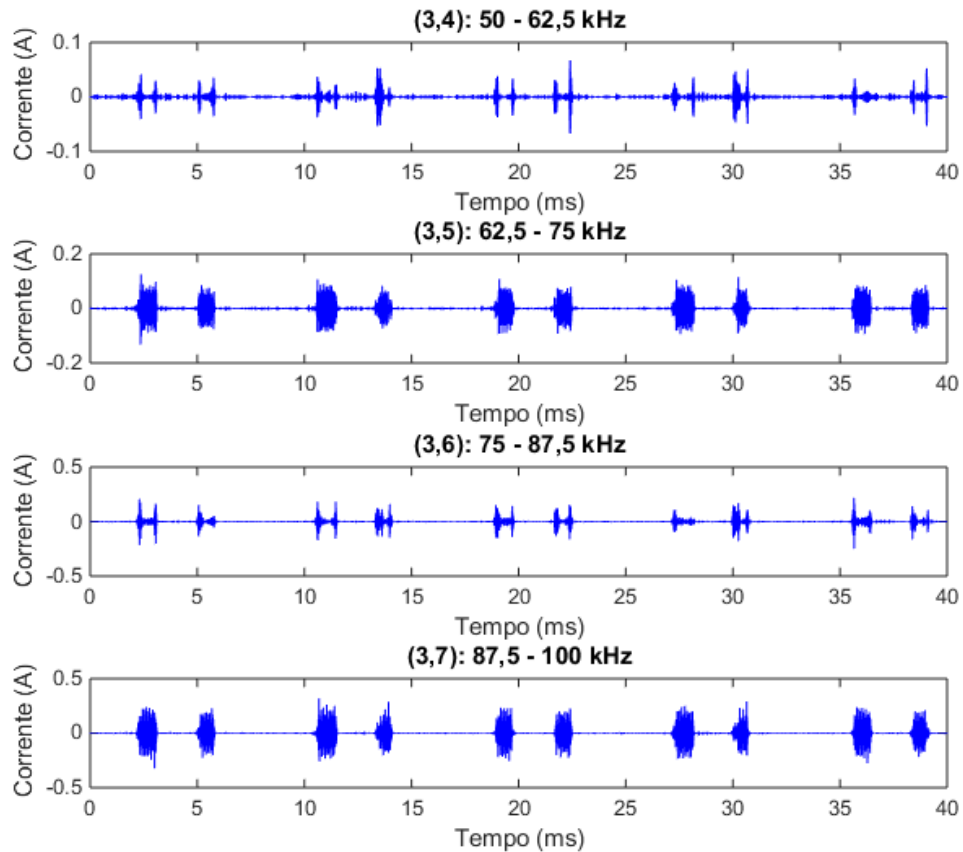


Figura 4. 77: quatro últimas bandas de frequência do sinal de corrente.

Com relação às bandas de frequência do sinal de tensão, a análise das figuras 4.78 e 4.79 permite chegar às seguintes conclusões:

- A própria fonte CA trifásica também contribui de forma significativa para a distorção de tensão observada nos terminais do inversor. Se as amplitudes das bandas de frequência das figuras 4.78 e 4.79 forem comparadas com as mesmas bandas de frequência dos casos em que fonte alimenta as lâmpadas LED (figuras 4.25 e 4.26, por exemplo), pode-se observar que a contribuição maior para os supraharmônicos de tensão ocorreu quando a fonte alimentou as lâmpadas LED. Portanto, a distorção de tensão está relacionada não somente à característica da fonte CA, mas também se relaciona com a interação entre a fonte e a carga alimentada.
- A forma de onda dos sinais contidos nos coeficientes apresenta aspecto uniforme ao longo de toda a janela de análise, o que denota a predominância dos supraharmônicos de tensão emitidos pela fonte em relação a outras fontes de distorção.

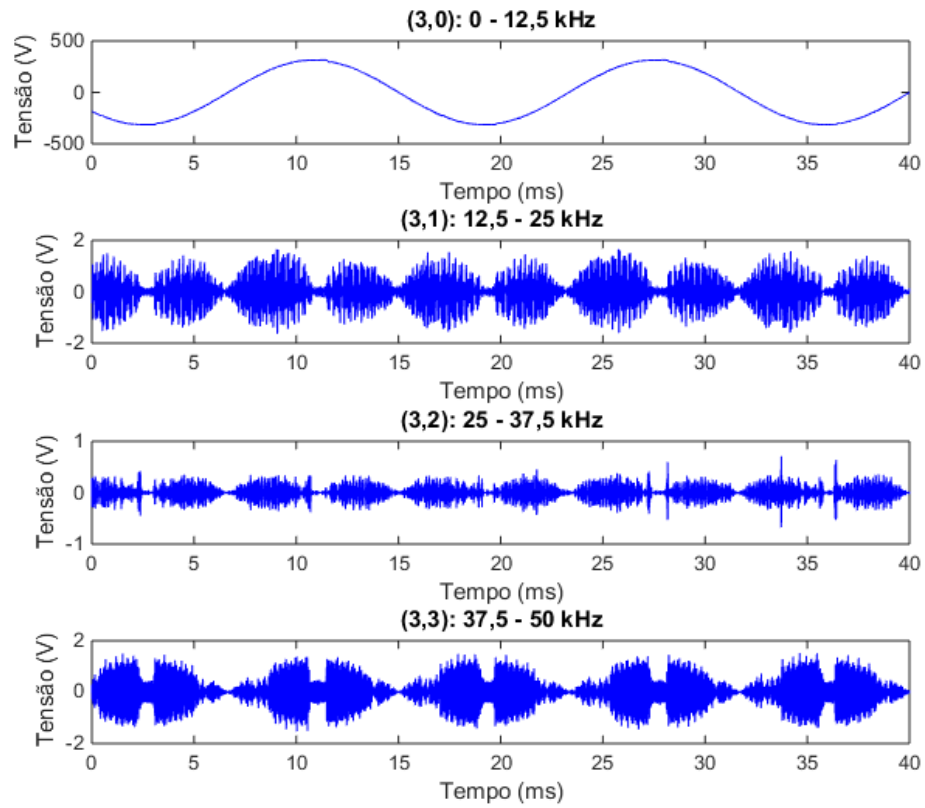


Figura 4. 78: quatro primeiras bandas de frequência do sinal de tensão.

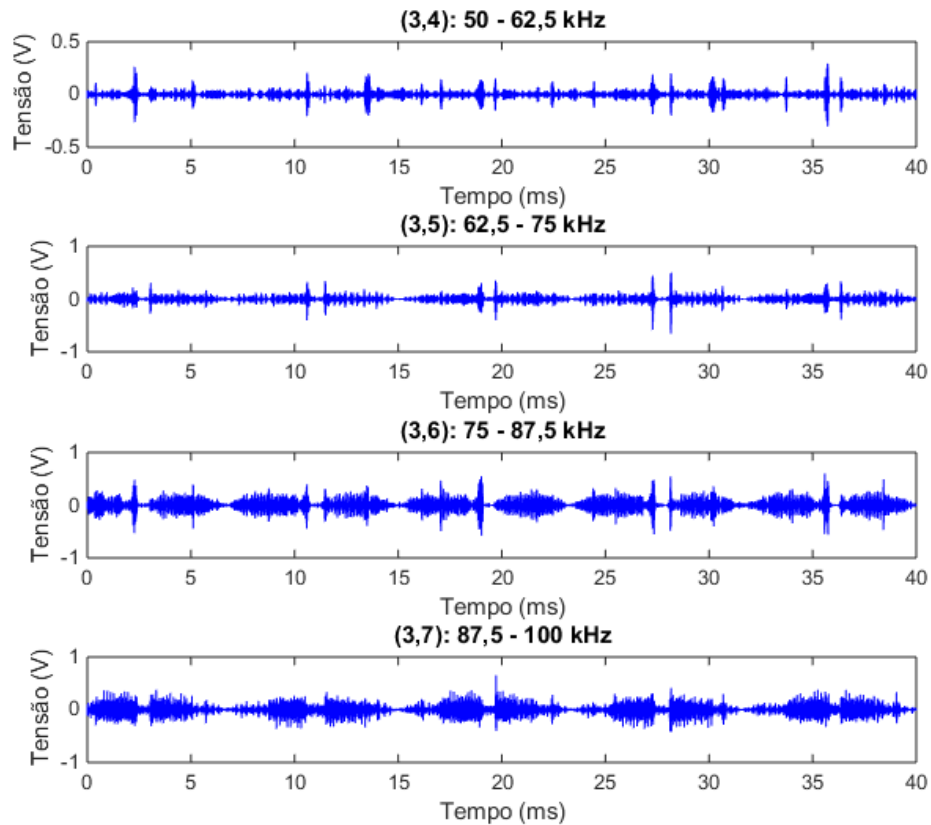


Figura 4. 79: quatro últimas bandas de frequência do sinal de tensão.

c) Operação conjunta conectado à rede

Com o objetivo de verificar alterações na distorção harmônica quando o inversor opera de forma isolada em relação a outra condição operacional na qual o inversor é alimentado simultaneamente com outro inversor, ambos conectados a um mesmo PAC, foram realizadas duas medições de corrente:

- A primeira consiste na medição da corrente de entrada do inversor quando este é acionado individualmente.
- A segunda consiste no ponto de medição ii da figura 4.7, com os dois inversores acionados simultaneamente, porém com o ponto de medição localizado no terminal do inversor 1, a jusante da derivação.

Os espectros de frequência das correntes medidas podem ser vistos na figura 4.80. Pode ser observado na parte inferior da figura que houve uma amplificação da amplitude da frequência de chaveamento (5 kHz) e dos seus respectivos múltiplos: 10, 15, 20, 25 e 30 kHz.

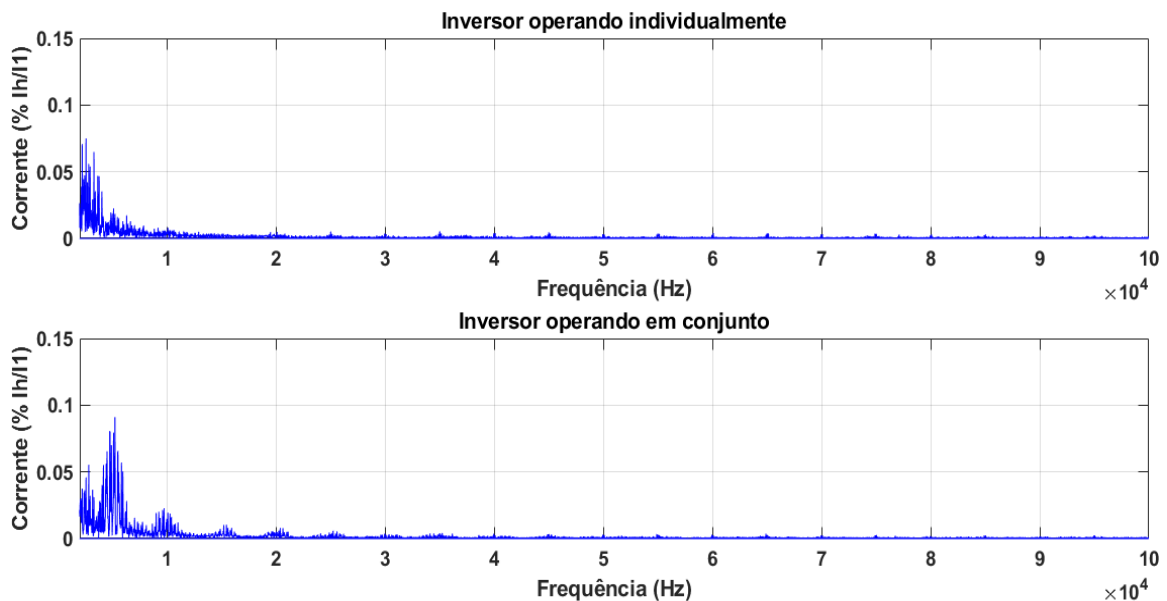


Figura 4. 80: comparativo da distorção de corrente com o inversor operando individualmente e em conjunto com o outro inversor.

d) Operação conjunta conectado à fonte

Na mesma condição operacional anterior, porém com os inversores alimentados pela fonte CA no modo trifásico, é visto novamente na figura 4.81 a amplificação da frequência de chaveamento e seus respectivos múltiplos (5, 10 15, 20

25 e 30 kHz), porém agora acompanhada de uma redução significativa da distorção emitida pela fonte (16 e 32 kHz).

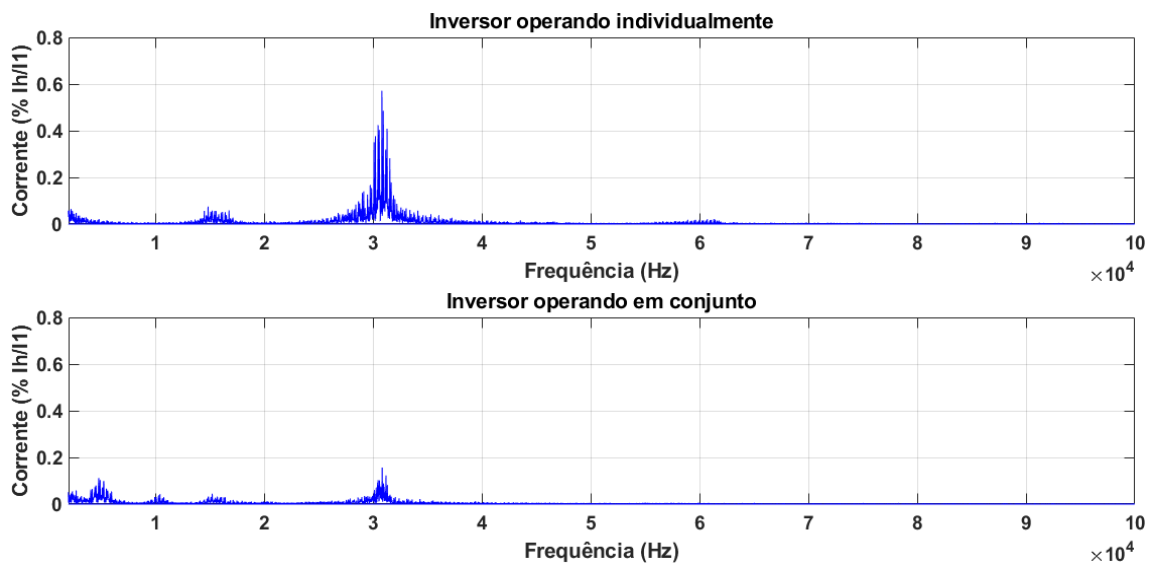


Figura 4. 81: comparativo da distorção de corrente com o inversor operando individualmente e em conjunto com o outro inversor.

4.5.2. Medição à montante da derivação

Com o objetivo de verificar a propagação dos supra-harmônicos entre os equipamentos da bancada de medição, os dois inversores foram conectados simultaneamente à alimentação e a corrente em três pontos de medição foi analisada:

- Ponto ii: terminal do inversor 1;
- Ponto iii: terminal do inversor 2;
- Ponto i: ponto localizado à montante da derivação da alimentação dos dois inversores que, neste caso, atua como o PAC (Ponto de Acoplamento Comum).

a) Operação conjunta conectada à rede

A figura 4.82, portanto, apresenta o comparativo entre as distorções de corrente medidas nos terminais dos equipamentos e no PAC.

Pode ser observado que, ao passo que as correntes de entradas dos dois inversores tiveram suas distorções aumentadas, resultantes da amplificação da componente referente à frequência de chaveamento e seus múltiplos, a distorção no PAC não apresentou alteração significativa em sua amplitude.

Tal resultado, a propagação dos supra-harmônicos nos terminais dos equipamentos e decréscimo da distorção no PAC, é compatível com os resultados já verificados na literatura.

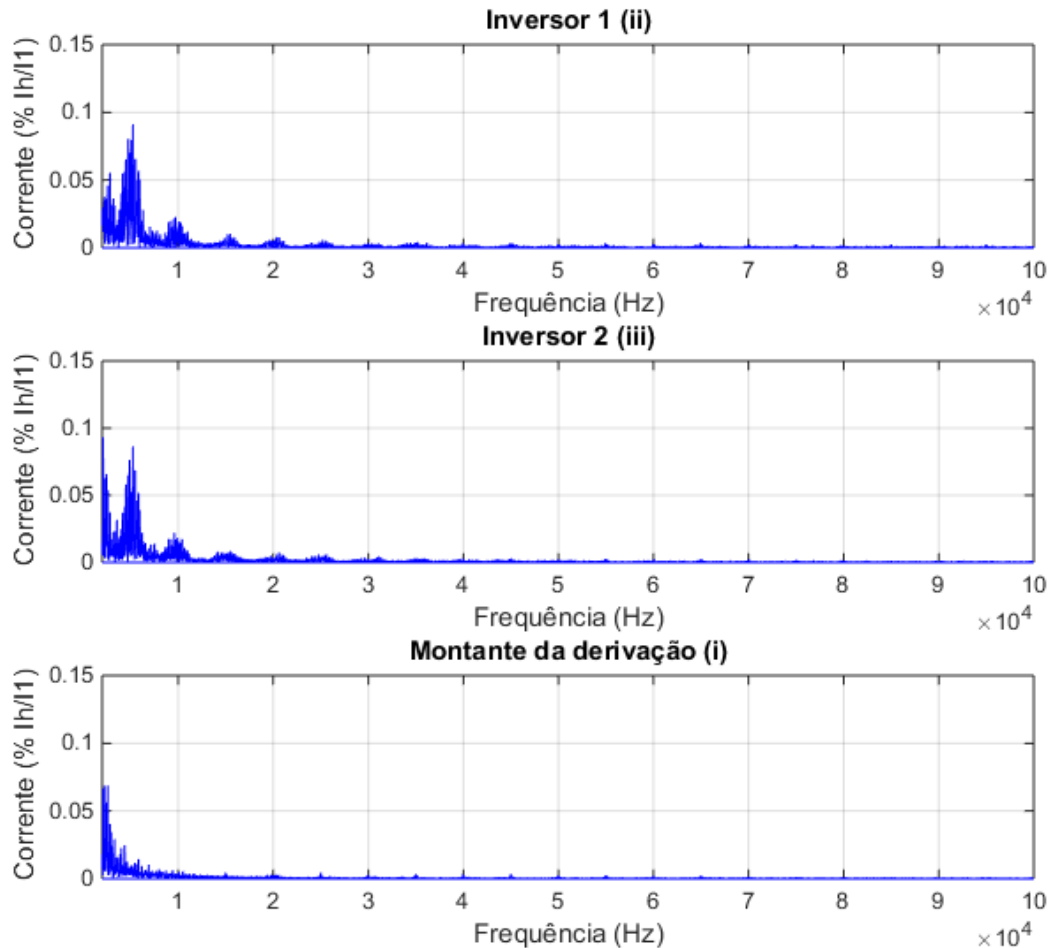


Figura 4. 82: comparativo da distorção harmônica nos pontos de medição analisados.

b) Operação conjunta conectada à fonte

Na segunda condição operacional analisada, considerando a mesma ligação do caso anterior, ambos os inversores foram conectados à fonte CA no modo trifásico e as correntes foram medidas nos três pontos já reportados, sendo apresentadas na figura 4.83.

Além do comportamento já analisado para os supra-harmônicos emitidos pelos inversores, pode ser observado que o pico da frequência de chaveamento da fonte é maior à montante do ponto de derivação do que nos terminais dos inversores. Tal resultado é esperado, pois trata-se de uma distorção que é emitida pela própria fonte de alimentação, que apresenta amplitudes maiores de corrente que alimentarão os inversores a ela conectados.

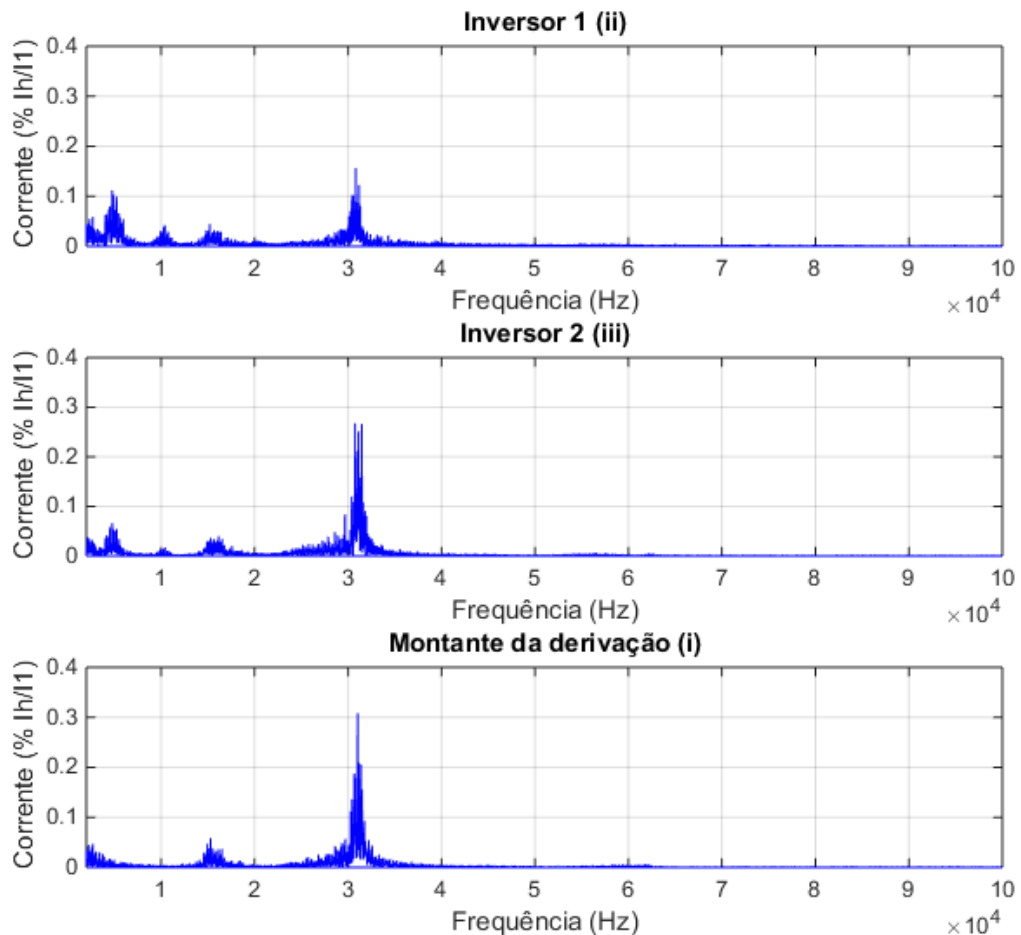


Figura 4. 83: comparativo da distorção harmônica nos pontos de medição analisados.

4.5.3. Variações de velocidade do motor

Com o objetivo de analisar o impacto da variação da velocidade do motor na emissão de supra-harmônicos por parte do inversor 1 para a rede elétrica, foram selecionadas 4 velocidades de operação:

- 3400 rpm (velocidade nominal);
- 3000 rpm (motor alimentado com sinal de tensão e corrente com frequência igual a 50 Hz);
- 2400 rpm (40 Hz);
- 1800 rpm (30 Hz);

Os espectros de frequência das correntes de entrada do inversor medidas com o motor operando em cada uma das velocidades acima podem ser vistos na figura 4.84. Como observado, a variação da frequência de saída do inversor teve pouca influência na emissão de supra-harmônicos, com o espectro mantendo um aspecto semelhante em cada uma das velocidades analisadas.

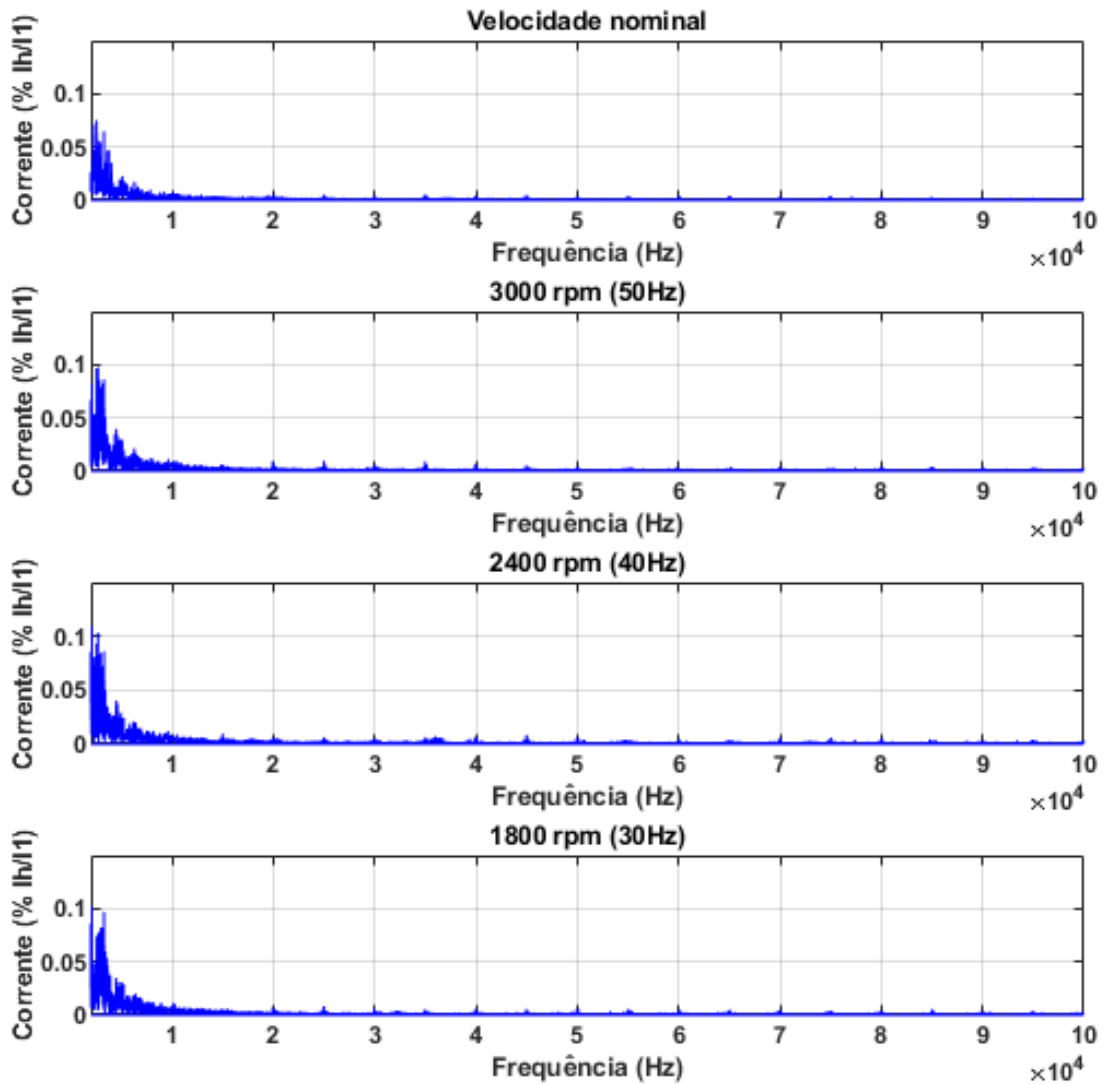


Figura 4. 84: espectro de frequência da corrente de entrada do inversor mediante variação da velocidade do motor.

4.5.4. Medições no lado do inversor

As componentes harmônicas presentes no lado do inversor (pontos de medição iv e v da figura 4.7) são compostas pela frequência de chaveamento do inversor e seus respectivos múltiplos. Neste trabalho, já foi demonstrada a propagação dos supraharmônicos do lado do inversor para o lado da rede sendo necessária ainda a verificação da propagação dos supraharmônicos do lado da rede para o lado do inversor.

Nesse sentido, a figura 4.85 apresenta os espectros de frequência da corrente medida no lado do inversor (ponto de medição iv da figura 4.7) na conexão à rede (parte superior) e à fonte (parte inferior), com frequência de chaveamento de 10 kHz.

Da figura apresentada, pode-se observar a presença de uma componente de 32 kHz quando o inversor é conectado à fonte e que não é observada quando o mesmo inversor é conectado à rede. Trata-se do primeiro múltiplo da frequência de chaveamento emitido pela fonte eletrônica CA, que provém do lado da rede, propaga-se pelo inversor, sendo então injetado no motor em acionamento.

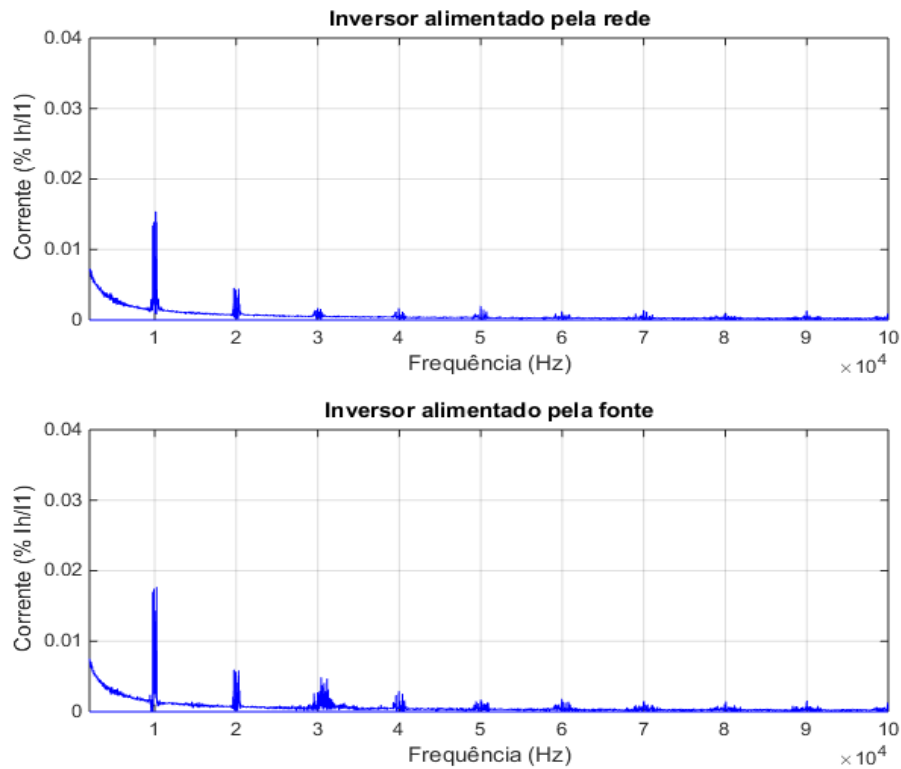


Figura 4. 85: inversor conectado à rede (parte superior) e inversor conectado à fonte (parte inferior).

4.6. CONSIDERAÇÕES FINAIS

O presente capítulo se propôs a apresentar os resultados das campanhas de medição realizadas em laboratório e estudar a emissão e propagação dos supra-harmônicos emitidos pelas cargas eletrônicas analisadas e pela fonte.

A análise desenvolvida via Transformada de Fourier e Transformada Wavelet Packet permitiu distinguir as emissões provenientes das cargas em relação àquelas emitidas pela fonte CA trifásica e pela rede elétrica.

CAPÍTULO 5 - CONCLUSÕES E SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS

Considerando o interesse recente dos grupos de pesquisa com relação aos supraharmônicos, o presente trabalho alcançou o objetivo de realizar um levantamento bibliográfico extenso das pesquisas relacionadas ao tema e de implementar uma bancada experimental para observação e estudo do fenômeno.

Nesse sentido, o levantamento bibliográfico permitiu uma melhor compressão dos mecanismos envolvidos na emissão, propagação e impactos nos equipamentos e na rede elétrica, além das técnicas propostas para a mitigação.

Com relação a aspectos legais e normativos, foram identificadas normas internacionais que estabelecem recomendações para as medições de supraharmônicos, além de diretrizes que regem a interferência eletromagnética na faixa de frequência envolvendo os supraharmônicos e sistemas PLC.

Com relação à parte experimental do trabalho, as campanhas de medição realizadas em ambiente laboratorial permitiram a observação das emissões de supraharmônicos provenientes de inversores de frequência, lâmpadas LED, uma fonte eletrônica trifásica, além da distorção proveniente da rede elétrica.

A metodologia empregada (acionamento das cargas por duas fontes de alimentação distintas) bem como o emprego das ferramentas utilizadas, a Transformada de Fourier e a Transformada Wavelet Packet, permitiram mensurar a parcela de distorção emitida pelas cargas, a parcela emitida pela fonte CA trifásica e ainda a parcela proveniente da rede.

Com relação à distorção emitida pela fonte, os níveis de supraharmônicos de tensão e corrente variaram de acordo com a carga acionada: para lâmpadas LED os valores do pico de corrente de 16 kHz, por exemplo, variaram de 8% a 75% da componente fundamental; para os inversores os valores do mesmo sinal chegaram a 59% da componente fundamental. Portanto, a interação entre a fonte e a carga, na faixa dos supraharmônicos, depende das características construtivas e operacionais das cargas.

Com relação aos supraharmônicos emitidos pelas lâmpadas LED, a distorção de corrente no terminal de cada lâmpada, quando acionadas simultaneamente em paralelo com a rede, apresentou diferenças significativas. Mais uma vez pode-se concluir, a partir disso, que os níveis de distorção presentes nos terminais estão relacionados aos aspectos construtivos de cada equipamento e não somente às

ordens das componentes presentes na bancada de medição. Tal constatação é importante pelo fato de que, na literatura, é reportado que os supraharmônicos abaixo de 9-10 kHz propagam-se majoritariamente para a rede e as componentes acima destas frequências propagam-se majoritariamente em direção aos terminais das cargas.

Com relação à distorção emitida pelos inversores de frequência, pode ser observado que os múltiplos da frequência de chaveamento são refletidos pela carga e se propagam também em direção à rede, embora com níveis reduzidos.

Ainda com relação aos inversores, quando acionados simultaneamente à rede e à fonte CA, os níveis nos terminais são aumentados devido à uma amplificação das componentes múltiplas da frequência de chaveamento, ao passo que os níveis de distorção à montante do ponto de derivação permaneceram constantes.

Nos mesmos inversores, a variação da frequência de chaveamento e da velocidade de acionamento dos motores não implicaram em mudanças significativas dos níveis de distorção no lado da rede do inversor.

5.1. TRABALHOS FUTUROS

A maioria dos estudos verificados na literatura, bem como o presente trabalho de dissertação, propõem e realizam campanhas de medição com o objetivo de observar os aspectos mais pertinentes em relação aos supraharmônicos. No entanto, a explicação de determinadas características pode ser obtida somente por meio da modelagem de cargas, fontes e equipamentos de uma forma geral.

Alguns fenômenos observados no trabalho, como por exemplo a amplificação das componentes múltiplas da frequência de chaveamento quando dois inversores operam simultaneamente, poderiam ser melhor explicados por meio da modelagem da bancada de medição. Portanto, um dos maiores desafios relacionados ao estudo dos supraharmônicos consiste na modelagem de componentes com o objetivo de melhor avaliar a ocorrência de determinados fenômenos.

Além da modelagem, outro desafio relevante consiste na aferição de limites de distorção a partir dos quais os equipamentos possam apresentar má operação ou mesmo degradação e redução da vida útil. Trata-se de um ramo de estudo no qual se faz necessário, além do desenvolvimento de modelos dos equipamentos, a realização de medições de longa duração com vista a observar possíveis alterações nas características operacionais ou mesmo físicas dos equipamentos sujeitos aos

supraharmônicos. Tal avaliação é fundamental no sentido de se criar indicadores de suportabilidade dos equipamentos aos supraharmônicos e o posterior estabelecimento de parâmetros regulatórios regendo os limites de emissão permitidos já na etapa de fabricação do equipamento e no planejamento e execução da instalação elétrica.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Acha, E. e Madrigal, M. "Power System Harmonics – Computer Modelling and Analysis". Editora Wiley, EUA, Nova Iorque, 2001.
- Araújo, G. J. M. "Transformada Wavelet aplicada à detecção de vazamentos em oleodutos". Trabalho de Conclusão de Curso, Engenharia da Computação, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2009.
- Araújo, M. S. "Influência de famílias *wavelets* e suas ordens no desempenho de um localizador de faltas em linhas aéreas de transmissão de energia elétrica". Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pará – PPGEE UFPA, 2011.
- Argoud, F. I. M.; Azevedo, F. M. e Neto, J. M. "Estudo comparativo entre funções Wavelet e suas diferentes aplicabilidades em reconhecimento de padrões epileptogênicos em eletroencefalograma". Revista Brasileira de Engenharia Biomédica, Vol. 20, 2004.
- Arrilaga, J. e Watson, N. R. "Power System Harmonics – Second Edition". Editora John Wiley & Sons, Inglaterra, 2003.
- Arruda, E. F. "Análise de distúrbios relacionados com a qualidade da energia Elétrica utilizando a transformada Wavelet". Dissertação de Mestrado, Universidade de São Paulo, Escola de Engenharia de São Carlos, 2003.
- Baggini, A. "Handbook of Power Quality". Editora John Wiley & Sons. Inglaterra, 2008.
- Barbosa, A. C. B. e Blitzkow, D. "Ondeletas: Histórico e Aplicação". Instituto de Astronomia, Geofísica e Ciências Atmosféricas da Universidade de São Paulo, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, Brasil, 2008. Disponível em: http://sites.poli.usp.br/ptr/ltg/FTP/Apostila_Ondaletas_%20MSc.Augusto_Barbosa&Dr.Denizar_Blitzkow.pdf. Acesso em: 08/06/2018.
- Bollen, M. H. J. e Gu, I. Y. H. "Signal Processing of Power Quality Disturbances". Editora John Wiley & Sons, EUA, 2006.
- Bollen, M. H. J. e Gu, L. Y. H. "Signal Processing of Power Quality Disturbances". Editora Wiley, EUA, Nova Iorque, 2001.

Bouton, E. A. "Multiplexação por divisão em multirresolução: um novo sistema baseado em wavelets". Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Pernambuco, 2006.

Braga, H. A. C. e Barbi, I. "Conversores Estáticos Multiníveis – Uma Revisão". SBA Controle & Automação Vol. 11, Nº 01, 2000.

Busatto, T.; Abid, F.; Larsson, A.; Bollen, M. H. J. e Singh, G. "Interaction between Grid-Connected PV systems and LED Lamps: Directions for Further Research on Harmonics and Supraharmonics". 17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2016.

Busatto, T.; Abid, F.; Larsson, A.; Bollen, M. H. J. e Singh, G. "Interaction between Grid-Connected PV systems and LED Lamps: Directions for Further Research on Harmonics and Supraharmonics". 17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2016.

Castro, A. G.; Munoz, A. M. e Rosa, J. J. G. "Characterizing the Harmonic Attenuation Effect of High-Pressure Sodium Lamps". 14th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), Itália, 2010.

Castro, A. G.; Munoz, A. M.; Garrido, J.; Rönnerberg, S. K.; Garcia, E. J. P. e Morales, T. "Supraharmonics Reduction in NPC Inverter with Random PWM". 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Escócia, 2017.

Castro, A. G.; Rönnerberg, S. K. e Bollen, M. H. J. "A study about harmonic interaction between devices". 16th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2014.

Chang, T. e Kuo, C. C. J. "Texture analysis and classification with tree-structured wavelet transform". IEEE Transactions on Image Processing, Vol. 2, 1993.

Chicco, G.; Russo, A. e Spertino, F. "Supraharmonics: Concepts and experimental Results on Photovoltaic Systems". XII International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation, Polônia, 2015.

Cho, W.; Powers, E. J. e Santoso, S. "Low and High Frequency Reduction in a PWM Inverter Using Sigma-Delta Modulation". 10th International Conference on Information Science, Signal Processing and their Applications (ISSPA), 2010.

Dugan, R. C.; McGranaghan, M. F.; Santoso, S. e Beaty, H. W. "Electrical Power Systems Quality – Second Edition". Editora MacGraw-Hill, EUA, 2002.

Dugan, R. C.; McGranaghan, M. F.; Santoso, S. e Beaty, H. Wayne. "Electrical Power Systems Quality – Second Edition". Editora McGraw-Hill. EUA, 2004.

Emleh, A.; Beer, A. S.; Ferreira, H. C. e Vinck, A. J. H. "The Impact of the CFL Lamps on the Power-Line Communications Channel". 17th International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, África do Sul, 2013.

Faccioni, A. U.; Trichez, L. M. e Macedo, R. L. "Análise sobre a Tecnologia PLC (Power Line Communication). 2008. Disponível em: etech.sc.senai.br/index.php/edicao01/article/view/48/36. Acesso em: 26/05/2018.

Feroldi, R. T. "Modulação senoidal bipolar PWM aplicada a inversores de frequência". Trabalho de Conclusão de Curso, Universidade Estadual de Londrina, Londrina, 2011.

Filho, O. D. "Utilização da Transformada Wavelet para Caracterização de Distúrbios na Qualidade da Energia Elétrica". Dissertação de Mestrado, Universidade de São Paulo, Escola de Engenharia de São Carlos, 2003.

Frey, D.; Schanen, J. L.; Quintana, S.; Bollen, M. H. J. e Conrath, C. "Study of High Frequency Harmonics Propagation in Industrial Networks". International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), 2012.

Gao, R. X. e Ruqiang, Y. "Wavelets, Theory and Applications for Manufacturing". Editora Springer, EUA, 2011.

Gonçalves, L. G. O. "Projeto de um Inversor Multiníveis híbrido para Média Tensão Industrial". Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, 2011.

Han, B.; Geuk, K.; Ghyu, J. Y.; Su, A. e Park, P. C. "Analysis of the correlation between acoustic noise and vibration generated by a multilayer ceramic capacitor". Springer Berlin Heidelberg, Alemanha, 2014.

IEC 61000-4-30: Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-3: Testing and measurement techniques – Power quality measurement methods, IEC 61000-4-30, 3rd edition; committee draft for vote, 2014.

IEC 61000-4-7: Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-7: Testing and measurements techniques – General guide on harmonics and interharmonics measurements [...], IEC 61000-4-7: 2002 + A1: 2008.

Isoni, M. “Impactos dos Conversores de Frequência PWM sobre o rendimento Operacional dos Motores de Indução”. Disponível em: http://www.engeparc.com.br/cariboost_files/3-PWM.pdf. Acesso em: 29/05/2018.

Jiang, L.; Ye, G.; Xiang, Y.; Cuk, V. e Cobben, J. F. G. “Influence of High Frequency Current Harmonics on (Smart) Energy Meters”. 50th International Universities Power Engineering Conference (UPEC), 2015.

Jorge, P. M. B. S. “Estudo Sobre o Ruído Originado pela Magnetostricção em Transformadores de Potência”. Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2015.

Junior, H. D. M. “Caracterização de Canais Multipercurso Utilizando Filtros Digitais Parametrizados com Técnicas de Traçado de Raios”. Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pará – PPGEE-UFPA, 2006.

Kim, D.; Ko, B.; Jeong, S.; Park, N. e Park, Y. “Vibration Reduction of MLCC Considering Piezoelectric and Electrostriction Effect”. International Symposium on the Applications of Ferroelectric, Singapura, 2015.

Klatt, M.; Meyer, J. e Schegner, P. “Comparison of measurement methods for the frequency range of 2 kHz to 150 kHz”. 16th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2014.

Klatt, M.; Meyer, J.; Schegner, P. e Lakenbrink, C. “Characterization of Supraharmonic Emission Caused by Small Photovoltaic Inverters”. Mediterranean Conference on Power Generation, Transmission, Distribution and Energy Conversion (MedPower), 2016.

Klatt, M.; Meyer, J.; Schegner, P.; Koch, A.; Myrzik, J.; Körner, C.; Darda, T. e Eberl, G. “Emission Levels above 2 kHz – laboratory results and survey measurements in public low voltage grids”. 22nd International Conference on Electricity Distribution, 2013.

Klatt, M.; Meyer, J.; Schegner, P.; Wolf, R. e Wittenberg, B. "Filter for the Measurement of Supraharmonics in Public Low Voltage Networks". International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), 2015.

Körner, P. M.; Stiegler, R.; Meyer, J.; Wohlfahrt, T.; Waniek, C. e Myrzik, J. M. A. "Acoustic Noise of Massmarket Equipment caused by Supraharmonics in the Frequency Range 2 to 20 kHz". International Congresso n Harmonics and Quality of Power, Eslovênia, 2018.

Kotsopoulos, A.; Heskes, P. J. M. e Jansen, M. J. "Zero-Crossing Distortion in Grid-Connected PV Inverters". IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, Nº 2, 2005.

Larsson, A. "On high-frequency distortion in low-voltage power systems". Phd Thesis, Lulea University of Technology, Suécia, 2011.

Larsson, A. e Bollen, M. H. J. "Towards a standardized measurement method for voltage and current distortion in the frequency range 2 to 150 kHz". 22st International Conference on Electricity Distribution, Stockholm, 2012.

Larsson, E. O. A. e Bollen, M. H. J. "Measurement result from 1 to 48 fluorescent lamps in the frequency range 2 to 150 kHz". 14th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2010a.

Larsson, E. O. A. e Bollen, M. H. J. "Emission and immunity of equipment in the frequency range 2 to 150 kHz". IEEE Power Tech Conference, Bucharest, 2009.

Larsson, E. O. A.; Bollen, M. H. J.; Wahlberg, M. G.; Lundmark, C. M. e Rönnberg, S. K. "Measurements of high-frequency (2-150 kHz) Distortion in Low-Voltage Networks". IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 25, julho de 2010b.

Larsson, E. O. A.; Lundmark, C. M. e Bollen, M. H. J. "Distortion of Fluorescent Lamps in the Frequency Range 2-150 kHz". International Conference on Harmonics and Power Quality of Power (ICHQP), 2006.

Larsson, E. O. A.; Lundmark, C. M. e Bollen, M. H. J. "Measurement of Current Taken by Fluorescent Lights in the Frequency Range 2 – 150 kHz". IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2006.

Lathi, B. P. "Sinais e Sistemas – Segunda Edição". Editora Bookman, Brasil, 2014.

Leroi, C. e Jaeger, E. "Conducted disturbances in the frequency Range 2-150: influence on the LV distribution grids". 23rd International Conference on Electricity Distribution, 2015.

Lewis, T. J. "The Piezoelectric Effect". Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, EUA, 2005.

Lundmark, C. M.; Larsson, E. O. A. e Bollen, M. H. J. "Harmonics and High-Frequency Emission by Small End-User Equipment". International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2006.

Lundmark, C. M.; Rönnerberg, S. K.; Wahlberg, M.; Larsson, E. O. A. e Bollen, M. H. J. "EMC Filter Common Mode Resonance". IEEE Bucharest Power Tech Conference, Romênia, 2009.

Lundmark, M.; Larsson, A. e Bollen, M. H. J. "High-frequency components in the neutral and protective earth currents due to electronic equipment". 19th International Conference on Electricity Distribution, Vienna, 2007.

Mallat, S. G. "A Theory for Multiresolution Signal Decomposition: The Wavelet Representation". IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence. Vol. II, Nº 7, Jul. 1989.

Mansoor, A.; Grady, W. M.; Chowdhury, A. H. e Samotyj, M. J. "An Investigation of Harmonics and Diversity Among Distributed Single-Phase Power Electronics Loads". IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 10, Janeiro de 1995.

Martínez, D. A. e Pavas, A. "Simulation of Supraharmonics: A Compact fluorescent Lamp (CFL) in single operation". Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA), 2017.

Martínez, D. A.; Ríos, F. e Pavás, A. "Interaction of some low power LED lamps within 2-150 kHz (Supraharmonics)". 18th International Conference on Harmonics and Quality of Power, Eslovênia, 2018.

McEachern, A. "Electric Power Definitions: a Debate", IEEE Power and Energy Society General Meeting, Vancouver, Canadá, 2013.

Meyer, J.; Bollen, M. H. J.; Amaris, H.; Blanco, A. M.; Castro, A. G.; Desmet, J.; Klatt, M.; Kocewiak, L.; Rönnerberg, S. K. e Yang, K. "Future Work on harmonics – Some

Expert Opinios Part II – Supraharmonics, Standards and Measurements”. IEEE 16th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), Romênia, 2014.

Meyer, J.; Haehle, S. e Schegner, P. “Impact of Higher Frequency Emission above 2 kHz on Electronic Mass-Market Equipment”. 22nd International Conference on Electricity Distribution, 2013.

Meyer, J.; Mueller, S.; Ungethuem, S.; Xiao, X.; Collin, A. e Djokic, S. “Harmonic and Supraharmonic Emission of On-Board Electric Vehicle Chargers”. Transmission & Distribution Conference and Exposition – Latin America (PES T&D-LA), 2016.

Misiti, M.; Misiti, Y.; Oppenheim, G. e Poggi, J. M. “Wavelet Toolbox for Use with MATLAB”. MathWorks, EUA, 1997.

Misiti, M.; Misiti, Y.; Oppenheim, G. e Poggi, J. M. “Wavelets and their Applications”. Editora ISTE, Reino Unido, 2007.

Munoz, A. M.; Castro, A. G.; Rönnerberg, S. K.; Bollen, M. H. J. e Cadaval, E. R. “Supraharmonics (2 to 150 kHz) and multi-level converters”. 5th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical (POWERENG), 2015.

Najarian, K. e Splinter, R. “Biomedical Signal and Image Processing – Second Edition”. Editora CRC Press, EUA, 2012.

Nassif, A. B. e Xu, W. “Characterizing the Harmonic Attenuation Effect of Compact Fluorescent Lamps”. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 24, Julho de 2009.

National Instruments, “FFTs e janelamento (windowing)”. 2016. Endereço: <http://www.ni.com/white-paper/4844/pt/>. Acesso em: 02/05/2018.

Oliveira, H. C. R. e Vieira, M. A. C. “Transformada Wavelet e suas aplicações no processamento de imagens”. Disponível em: <http://iris.sel.eesc.usp.br/sel5895/Aula%2010%20-%20Wavelets.pdf>. Acesso em: 03/06/2018.

Oliveira, H. M. “Análise de Sinais para Engenheiros – Uma Abordagem via Wavelets”. Editora Brasport, Brasil, 2007.

Paulsson, L.; Ekehov, B.; Halén, S.; Larsson, T.; Palmqvist, L.; Edris, A.; Kidd, D.; Keri, A. J. F. e Mehraban, B. "High-Frequency Impacts in a Converter-Based Back-to-Back Tie; The Eagle Pass Installation". IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 18, Nº 4, 2003.

Pomilio, J. A. "Eletrônica de Potência I – Pós-graduação: 2. Técnicas de modulação de potência". Notas de aula. 2014. Endereço: <http://www.fee.unicamp.br/dse/antenor/it302-eletrônica-de-potência-i-pós-graduação>. Acesso em: 08/04/2018.

Poularikas, A. D. "Transforms and their applications handbook – 3rd edition". Editora CRC Press, EUA, 2010.

Rao, R. M. e Bopardikar, A. S. "Wavelet Transforms – Introduction to Theory and Applications". Editora Addison-Wesley, EUA, 1998.

Rashid, M. H. "Eletrônica de Potência: circuitos, dispositivos e aplicações". Editora Makron Books, São Paulo, Brasil, 1999.

Reis, A e Oliveira, J. C. "Uma análise dos fatores de influência na geração de distorções harmônicas em unidades eólicas". XI Conferência Brasileira Sobre Qualidade de Energia Elétrica. Brasil, 2015.

Renoult, P e Girardet, E. "Mechanical and acoustic effects in low phase noise piezoelectric oscillators". 43rd Annual Symposium on Frequency Control, EUA, 1989.

Róbert, I. "High Frequency Emissions of Electromagnetic and Electronic Fluorescent Lamps". 10th International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics, Romênia, 2015.

Rönnerberg, S. K. "Emission and Interaction from Domestic Installations in the Low Voltage Electricity Network, up to 150 kHz". Doctoral Thesis, Lulea University of Technology, 2013.

Rönnerberg, S. K.; Bollen, M. H. J. e Wahlberg, M. "Harmonic emission before and after changing to LED and CFL – Part I: laboratory measurements for a domestic customer". 14th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2010.

Rönning, S. K.; Bollen, M. H. J. e Wahlberg, M. "Interaction Between Narrowband Power-Line Communication and End-User Equipment". IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 26, Nº 3, 2011a.

Rönning, S. K.; Castro, A. G.; Bollen, M. H. J.; Munoz, A. M. e Cadaval, E. R. "Supraharmonics from power electronics converters". 9th International Conference on Compatibility and Power Electronics (CPE), 2015.

Rönning, S. K.; Larsson, A.; Bollen, M. H. J. e Schanen, J. "A Simple Model for Interaction between Equipment at a Frequency of some of Tens of kHz". 21th International Conference on Electricity Distribution, 2011b.

Rönning, S. K.; Wahlberg, M.; Bollen, M. H. J. e Lundmark, C. M. "Equipment Currents in the Frequency Range 9-95 kHz, Measured in a Realistic Environment". 13th International Conference on Harmonics and Quality of Power, 2008.

Rönning, S. K.; Wahlberg, M.; Bollen, M. H. J.; Larsson, A. e Lundmark, M. "Measurements of intereraction between equipment in the frequency range 9 to 95 kHz". The 20th International Conference and Exhibition on Electricity Distribution – Part 2 (CIRED), República Tcheca, 2009a.

Rönning, S. K.; Wahlberg, M.; Larsson, E. O. A.; Bollen, M. H. J. e Lundmark, C. M. "Interaction between Equipment and Power Line Communication: 9-95 kHz". IEEE Bucharest Power Tech Conference, 2009b.

Rosa, F. R. "Harmonics and Power Systems". Editora Taylor & Francis. Inglaterra, 2006.

Sanches, D. "Interferência Eletromagnética". Editora Interciência, Rio de Janeiro, 2003.

Sarkar, T. K.; Palma, M. S. e Wicks, M. C. "Wavelet Applications in Engineering Electromagnetics". Editora Artech House, Norwood, EUA, 2002.

Schmidt, W. "Materiais elétricos – 3ª Edição revista e ampliada. Volume 1 – condutores e semicondutores". Editora Blucher, Brasil, 2010.

Schöttke, S.; Meyer, J.; Schegner, P. e Bachmann, S. "Emission in the Frequency Range of 2 kHz to 150 kHz caused by electrical vehicle charging". International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2014.

Schöttke, S.; Meyer, J.; Schegner, P. e Bachmann, S. "Emission in the Frequency Range of 2 kHz to 150 kHz caused by electrical vehicle charging". International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe), Sweden, 2014.

Serrão, M. A. S. "Dimensionamento de um sistema fotovoltaico para uma casa de veraneio em pouso da Cajaíba-Paraty". Trabalho de conclusão de Curso, Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ), 2010.

Silva, M. M. "Estudo de propagação harmônica em redes de distribuição considerando a característica estocástica das cargas". Tese de doutorado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, 2015.

Soares, E. P. "Introdução à Compatibilidade eletromagnética Automotiva". Monografia de Especialização em Engenharia Automotiva, Escola de Engenharia do Centro Universitário do Instituto Mauá de Tecnologia.

Souza, T. B. P. "Análise de ondas viajantes em linhas de transmissão para localização de faltas: abordagem via transformada Wavelet". Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pará – PPGEE-UFGPA, 2007.

Sun, J. "Demystifying Zero-Crossing Distortion in Single-Phase PFC Converters". Power Electronics Specialists Conference, IEEE 33rd Annual, 2002.

Sun, J. "On the Zero-Crossing Distortion in Single-Phase PFC Converters". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, maio de 2004.

Temma, K.; Ishiguro, F.; Toki, N.; Iyoda, I. e Paserba, J. J. "Clarification and Measurements of High Frequency Resonance by a Voltage Sourced Converter". IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 20, Nº 1, 2005.

Tentzerakis, S. T. e Papathanassiou, S. A. "An Investigation of the Harmonic Emissions of Wind Turbines". IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 22, Nº 1, 2007.

Torquato, R.; Xu, W.; Freitas, W.; Lepka, J. e Pascal, R. "Propagation Characteristics of High-Frequency Harmonics in Distribution Systems". Power and Energy Society General Meeting (PESGM), 2016.

Tostes, M. E. L. “Avaliação dos Impactos Causados pela Geração de Harmônicos na Rede de Distribuição em Consumidores em Baixa Tensão”. Tese de doutorado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Pará, 2003.

Unger, C.; Krüger, K.; Sonnenschein, M. e Zurowski, R. “Disturbances Due to Voltage Distortion in the kHz Range – Experiences and Mitigation Measures”. 18th International Conference on Electricity, 2005.

Wanick, C.; Wohlfahrt, T.; Myrzik, J. M. A.; Meyer, J.; Klatt, M. e Schegner, P. “Supraharmonics: Root Causes and Interactions between Multiple Devices and the Low Voltage Grid”. Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT-Europe), 2017.

Weg, “Motores de indução alimentados por inversores de frequência PWM”. Acesso em: 15/07/2018. Disponível em: <http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-motores-de-inducao-alimentados-por-inversores-de-frequencia-pwm-50029351-artigo-tecnico-portugues-br.pdf>

Weiser, B. e Anger, J. H. “Relevance of magnetostriction and forces for the generation of audible noise of transformers cores”. IEEE Transactions on Magnetics, 2000.