



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ**

**LUIZ AMÉRICO RICO DE SOUSA**

**PROPOSTA PARA MEDIÇÃO DE DISTORÇÕES HARMÔNICAS E INTER-HARMÔNICAS VARIANTES NO TEMPO EM CARGAS NÃO LINEARES**

Dissertação apresentada ao Curso de Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Elétricos de Potência, da Universidade Federal de Itajubá, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Paulo Márcio da Silveira  
Co-Orientador: Prof. Dr. Carlos Augusto Duque

**ITAJUBÁ - MG**

**2019**

**LUIZ AMÉRICO RICO DE SOUSA**

**PROPOSTA PARA MEDIÇÃO DE DISTORÇÕES HARMÔNICAS E INTER-  
HARMÔNICAS VARIANTES NO TEMPO EM CARGAS NÃO LINEARES**

Dissertação apresentada ao Curso de Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Elétricos de Potência, da Universidade Federal de Itajubá, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Paulo Márcio da Silveira  
Co-Orientador: Prof. Dr. Carlos Augusto Duque

**ITAJUBÁ - MG**

**2019**

À minha esposa Andréia, que sempre acreditou em mim, aos meus filhos Rafael e Gabriel e aos meus pais Américo e Tereza...

Dedico

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço primeiramente a Deus, por ter me dado força para continuar caminhando nesse árduo processo.

À minha esposa, Andréia, pelo seu amor, paciência e ajuda, pela companhia nas longas viagens até Itajubá e por sempre estar ao meu lado nos melhores e piores momentos de minha vida.

Aos meus filhos, Rafael e Gabriel, pelas divertidas viagens, pelo incentivo e ajuda sempre que precisei, espero que em breve eu esteja lendo os agradecimentos nas suas teses de Doutorado.

Aos meus pais, Américo e Tereza, por todos ensinamentos e por me mostrar o caminho certo a seguir e a minha irmã Maria Lúcia, pelo incentivo e apoio.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Paulo Márcio da Silveira, manifesto meus sinceros agradecimentos pela confiança, paciência e total apoio a este trabalho.

Ao meu co-orientador, Prof. Dr. Carlos Augusto Duque, pelo total incentivo para que eu iniciasse o mestrado, pela amizade, pela indicação de ótimas referências e orientação das quais pude extrair grande aprendizado.

Aos meus amigos de mestrado, Bruno Costa e Lúcio Motta, pela parceria e contribuição durante todo o processo de pesquisa.

Aos meus amigos da Kron Medidores, pelo total apoio na realização deste trabalho, em especial ao amigo Rafael Andrade pela parceria nas longas horas para realização das simulações dos sinais.

“A imaginação é mais importante que a ciência, porque a ciência é limitada, ao passo que a  
imaginação abrange o mundo todo”  
Albert Einstein

## SUMÁRIO

<b>LISTA DE ILUSTRAÇÕES .....</b>	<b>XI</b>
<b>LISTA DE TABELAS .....</b>	<b>XV</b>
<b>RESUMO.....</b>	<b>XVII</b>
<b>ABSTRACT.....</b>	<b>XVIII</b>
<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>18</b>
1.1 RELEVÂNCIA.....	18
1.2 OBJETIVO.....	20
1.3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA .....	22
1.4 ESTRUTURA .....	25
<b>2 NOVOS PARADIGMAS DE SISTEMAS ELÉTRICOS .....</b>	<b>27</b>
2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....	27
2.2 GERAÇÃO DISTRIBUÍDA.....	28
2.3 HARMÔNICOS E INTER-HARMÔNICOS.....	30
2.3.1 Principais cargas geradoras de harmônicos e inter-harmônicos .....	31
2.3.2 Transformadores .....	32
2.3.3 Motores e Geradores.....	32
2.3.4 Conversores de Potência .....	33
2.3.5 Fornos a arco.....	34
2.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	35
<b>3 PROCESSAMENTO DE SINAIS APLICADOS A HARMÔNICOS E INTER-HARMÔNICOS.....</b>	<b>37</b>
3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....	37
3.2 TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER .....	38
3.2.1 <i>Fast Fourier Transform</i> (FFT) .....	39
3.2.2 Escalonamento da amplitude e fase da FFT .....	41
3.2.3 Escalonamento do eixo de frequência da FFT .....	42
3.3 <i>ALIASING E NYQUIST</i> .....	43
3.4 RESOLUÇÃO ESPECTRAL.....	45

3.5	<i>LEAKAGE</i> .....	46
3.6	TÉCNICAS DE JANELAMENTO DE SINAL.....	49
3.6.1	Janela Retangular.....	49
3.6.2	Janela <i>Hanning</i> .....	50
3.6.3	Janela <i>Hamming</i> .....	51
3.6.4	Janela <i>Flattop</i> .....	52
3.6.5	Janela <i>Blackman</i> .....	53
3.7	DETECÇÃO DO CRUZAMENTO POR ZERO.....	54
3.8	FILTRO DIGITAL.....	57
3.9	FFT COM JANELA DESLIZANTE E SOBREPÓSICÃO DE AMOSTRAS ( <i>OVERLAP</i> ).....	60
3.10	ESTIMAÇÃO PELO MÉTODO PARAMÉTRICO ESPRIT.....	63
3.10.1	Algoritmo ESPRIT.....	63
3.10.2	Janela deslizante e sobreposição de amostras ( <i>OVERLAP</i> ) com ESPRIT.....	69
3.10.3	Cálculo do THD ESPRIT.....	70
3.10.4	Coeficiente de correlação ESPRIT.....	70
3.11	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	72
<b>4</b>	<b>CÁLCULO DAS DISTORÇÕES</b> .....	<b>74</b>
4.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	74
4.2	DISTORÇÕES HARMÔNICAS E INTER-HARMÔNICAS.....	75
4.3	PADRÃO DE CÁLCULO DAS DISTORÇÕES PELA IEC.....	77
4.4	AGRUPAMENTO DE GRUPO E SUBGRUPO PARA O CÁLCULO DAS DISTORÇÕES.....	77
4.5	CÁLCULO DOS SUB-HARMÔNICOS.....	84
4.6	INDICADORES DE DISTORÇÃO HARMÔNICA.....	87
4.7	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	92
<b>5</b>	<b>EQUIPAMENTOS E SOFTWARES PARA ANÁLISE DE QEE</b> .....	<b>94</b>
5.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	94
5.2	ANALISADOR DE QEE, MODELO G4500 BLACKBOX ELSPEC.....	94
5.3	OMICRON CMC 256 PLUS.....	96
5.4	SOFTWARE MATLAB.....	99

5.4.1	Desenvolvimento de <i>Scripts</i> no <i>software</i> MATLAB.....	99
5.4.2	Aplicação da ferramenta <i>GUIDE</i> do MATLAB .....	101
5.4.3	Funcionalidades de uma interface do usuário .....	103
5.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	105
<b>6</b>	<b>RESULTADOS E DISCUSSÕES.....</b>	<b>107</b>
6.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....	107
6.2	SIMULAÇÃO EM AMBIENTE MATLAB .....	107
6.2.1	Desenvolvimento dos algoritmos com <i>scripts</i> .....	107
6.2.2	Desenvolvimento da aplicação <i>GUIDE</i> no MATLAB.....	108
6.2.3	Interface de configuração e criação de sinais.....	109
6.2.4	Interface Gráfica .....	114
6.3	SINAIS DE TESTE .....	117
6.3.1	Sinal de teste 1 .....	118
6.3.2	Sinal de teste 2 .....	118
6.3.3	Sinal de teste 3.....	119
6.3.4	Sinal de teste 4.....	119
6.3.5	Sinal de teste 5.....	120
6.3.6	Sinal de teste 6.....	121
6.3.7	Sinal de teste 7.....	121
6.4	RESULTADOS.....	122
6.4.1	Sinal de teste 1 .....	122
6.4.2	Sinal de teste 2.....	124
6.4.3	Sinal de teste 3.....	128
6.4.4	Sinal de teste 4.....	134
6.4.5	Sinal de teste 5.....	139
6.4.6	Sinal de teste 6.....	149
6.4.7	Sinal de teste 7.....	153
6.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	162

<b>7 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS .....</b>	<b>171</b>
7.1 CONCLUSÕES .....	171
7.2 TRABALHOS FUTUROS .....	174
<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>175</b>

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1: Fluxograma do sistema .....	21
Figura 2: Tipos de fornos a arco elétricos .....	35
Figura 3: Sinal com erro de <i>Aliasing</i> .....	44
Figura 4: Sinal janelado com período de 10 ciclos .....	47
Figura 5: Resultado da DFT do sinal janelado com período de 10 ciclos.....	47
Figura 6: Sinal janelado com período não completo de ciclos.....	48
Figura 7: Resultado da DFT do sinal com ciclos não completos no janelamento .....	48
Figura 8: Janelamento retangular.....	50
Figura 9: Janelamento <i>Hanning</i> .....	51
Figura 10: Janelamento <i>Hamming</i> .....	52
Figura 11: Janelamento <i>Flat</i> .....	53
Figura 12: Janelamento <i>Blackman</i> .....	54
Figura 13: Circuito para detecção de cruzamentos por zero .....	55
Figura 14: Sinais com cruzamento por zero .....	55
Figura 15: Exemplo de amostras para detecção do cruzamento por zero .....	56
Figura 16: Estrutura do filtro passa faixa .....	58
Figura 17: <i>Kernel</i> do filtro passa faixa .....	59
Figura 18: Resposta em frequência do filtro <i>Windowed sinc</i> .....	59
Figura 19: Sinal antes do processo de filtragem .....	60
Figura 20: Sinal após o processo de filtragem .....	60
Figura 21: FFT sem sobreposição de amostras .....	61
Figura 22: FFT com sobreposição de 75% das amostras .....	62
Figura 23: Sinal com frequência fundamental mais harmônico de 180Hz.....	76
Figura 24: Sinal com frequência fundamental mais inter-harmônico de 213Hz.....	76
Figura 25: Agrupamento Grupo (IEC 61000-4-7) .....	79
Figura 26: Agrupamento Subgrupo (IEC 61000-4-7).....	80
Figura 27: Agrupamento Grupo Harmônicos - janela de tempo de 60 ciclos .....	81
Figura 28: Agrupamento Subgrupo Harmônicos - janela de tempo 60 ciclos.....	82
Figura 29: Agrupamento de Grupo Inter-harmônicos – janela de tempo 60 ciclos....	83
Figura 30: Agrupamento Subgrupo Inter-harmônicos – janela de tempo 60 ciclos ...	83
Figura 31: Agrupamento de Grupo Sub-harmônicos.....	85
Figura 32: Sinal com frequência fundamental mais sub-harmônico de 10Hz.....	87

Figura 33: Analisador de QEE, modelo G4500 BLACKBOX .....	95
Figura 34: Visão geral da estrutura de dados do G4500 BLACKBOX.....	96
Figura 35: Omicron CMC 256 plus .....	97
Figura 36: Tela do <i>Software PQ Signal Generator</i> .....	98
Figura 37: <i>Software Harmonics</i> .....	99
Figura 38: Tela de comando MATLAB .....	100
Figura 39: Ferramentas do <i>GUIDE</i> .....	101
Figura 40: Ambiente de desenvolvimento <i>GUIDE</i> MATLAB.....	109
Figura 41: Interface de configuração do usuário .....	110
Figura 42: Configuração dos parâmetros a serem calculados .....	110
Figura 43: Configuração da janela de tempo.....	111
Figura 44: Configuração do tipo de sinal.....	111
Figura 45: Configuração do sinal real.....	111
Figura 46: Configuração da amplitude dos sinais sintéticos.....	112
Figura 47: Configuração do conteúdo harmônico.....	112
Figura 48: Configuração do método ESPRIT .....	112
Figura 49: Tabela para configuração das componentes espectrais .....	113
Figura 50: Grandezas calculadas com janela de tempo de 12 ciclos.....	113
Figura 51: Grandezas calculadas com janela de tempo de 60 ciclos.....	113
Figura 52: Controles para iniciar cálculos e mostrar valores .....	114
Figura 53: Interface para plotar gráficos.....	114
Figura 54: Sinal de teste ou espectro .....	115
Figura 55: Indicadores globais THD, TID ou TSHD.....	115
Figura 56: Indicadores globais com sobreposição das amostras .....	115
Figura 57: Indicadores para método ESPRIT .....	116
Figura 58: Configuração da janela de tempo.....	116
Figura 59: Plotar ou limpar gráficos.....	116
Figura 60: Áreas 1 e 2 para plotar os gráficos.....	117
Figura 61: Controle dos gráficos .....	117
Figura 62: Sinal de teste 1 .....	122
Figura 63: Espectro sinal de teste 1 .....	123
Figura 64: Sinal de teste 2 .....	124
Figura 65: Espectro do sinal de teste 2 .....	125

Figura 66: Espectro teste 2 – ESPRIT e janelas de 12 e 60 ciclos .....	125
Figura 67: Sinal teste 2 - THD .....	127
Figura 68: Sinal teste 2 – THD com sobreposição de amostras.....	127
Figura 69: Sinal teste 2 – THD ESPRIT com sobreposição de amostras.....	127
Figura 70: Sinal de teste 3 .....	128
Figura 71: Espectro do sinal de teste 3 .....	129
Figura 72: Espectro sinal teste 2 – Faixa de frequência 300Hz .....	129
Figura 73: Espectro sinal teste 3 – Faixa de frequência 730Hz .....	130
Figura 74: Sinal de teste 3 – Indicadores globais TIDS12 e TIDS60.....	133
Figura 75: Sinal teste 3 – THD SOB ESP com sobreposição de amostras.....	133
Figura 76: Sinal de teste 3 – THDG .....	134
Figura 77: Sinal de teste 3 – THDG com sobreposição de amostras.....	134
Figura 78: Sinal de teste 4 .....	135
Figura 79: Espectro do sinal de teste 4 .....	135
Figura 80: Detalhes do espectro do sinal de teste 4 .....	136
Figura 81: Sinal de teste 4 - THDG .....	138
Figura 82: Sinal de teste 4 – THDG com sobreposição de amostras.....	138
Figura 83: Sinal de teste 4 – THD ESPRIT com sobreposição de amostras.....	139
Figura 84: Sinal de teste 5 .....	140
Figura 85: Espectro do sinal de teste 5 .....	140
Figura 86: Espectro do sinal de teste 5 – Faixa de frequência de 0 a 15Hz .....	140
Figura 87: Espectro sinal de teste 5 – Faixa de frequência 180Hz .....	141
Figura 88: Sinal teste 5 – THD SOB ESP .....	143
Figura 89: Sinal de teste 5 – THDG .....	144
Figura 90: Sinal de teste 5 – THDG com sobreposição de amostras.....	144
Figura 91: Omicron Sinal de teste .....	145
Figura 92: Harmônicos H3 e H5 - Elspec G4500 .....	146
Figura 93: Harmônicos H3 e H5 - MATLAB .....	146
Figura 94: Indicador global THDS - Elspec - G4500 .....	147
Figura 95: Indicador global THDS - MATLAB.....	147
Figura 96: Inter-harmônicos Elspec G4500 .....	148
Figura 97: Inter-harmônicos na simulação MATLAB .....	148
Figura 98: Sinal de teste 6 .....	149

Figura 99: Espectro do sinal de teste 6 .....	150
Figura 100: Sinal teste 6 – THD SOB ESP .....	152
Figura 101: Sinal de teste 6 - THDG .....	152
Figura 102: Sinal de teste 6 – THDG com sobreposição de amostras.....	153
Figura 103: Variação do consumo de corrente da microgeração fotovoltaica .....	154
Figura 104: Sinal de teste 7 - Tensão .....	154
Figura 105: Sinal de teste 7 - Corrente .....	155
Figura 106: Espectro do sinal de teste 7 – Corrente .....	155
Figura 107: Sinal de teste 7 – Espectro frequências sub-harmônicas.....	157
Figura 108: Sinal de teste 7 – TSHD.....	158
Figura 109: Sinal de teste 7 – Espectro sub-harmônicas para janela de 12 ciclos..	158
Figura 110: Sinal de teste 7 – Sub-harmônicos de 5 a 20Hz com sobreposição de amostras e janela de tempo de 12 ciclos .....	159
Figura 111: Sinal de teste 7 – Sub-harmônicos de 25 a 40Hz com sobreposição de amostras e janela de tempo de 12 ciclos .....	159
Figura 112: Sinal de teste 7 - THDESP .....	160
Figura 113: Sinal de teste 7 – THDSOB ESP.....	161
Figura 114: Sinal de teste 7 - THDG .....	161
Figura 115: Sinal de teste 7 – THDG com sobreposição de amostras.....	161
Figura 116: Sinal de teste 2 – Comparação indicadores globais THDG e THDG SOB .....	164
Figura 117: Sinal de teste 3 – Comparação indicadores globais THDG e THDG SOB .....	165
Figura 118: Sinal de teste 4 – Comparação indicadores globais THDG e THDG SOB .....	166
Figura 119: Sinal de teste 5 – Comparação indicadores globais THDG e THDG SOB .....	167
Figura 120: Sinal de teste 6 – Comparação indicadores globais THDG e THDG SOB .....	168
Figura 121: Sinal de teste 7 – Comparação indicadores globais THDG e THDG SOB .....	169

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Tecnologias de geração (MOMOH et al., 2012) .....	29
Tabela 2: Componentes espectrais teste 2 .....	118
Tabela 3: Componentes espectrais teste 3 .....	119
Tabela 4: Componentes espectrais teste 4 .....	120
Tabela 5: Componentes espectrais teste 5 .....	121
Tabela 6: Sinal de teste 1 - indicadores globais janela de tempo 12 ciclos.....	123
Tabela 7: Sinal de teste 1 - indicadores globais janela de tempo 60 ciclos.....	123
Tabela 8: Espectro método paramétrico ESPRIT .....	125
Tabela 9: Sinal de teste 2 - indicadores globais janela de tempo 12 ciclos.....	126
Tabela 10: Sinal de teste 2 - indicadores globais janela de tempo 60 ciclos.....	126
Tabela 11: Sinal de teste 3 – Faixa de frequência 300Hz .....	130
Tabela 12: Sinal de teste 3 – Faixa de frequência 730Hz .....	131
Tabela 13: Sinal de teste 3 - indicadores globais janela de tempo 12 ciclos.....	131
Tabela 14: Sinal de teste 3 - indicadores globais janela de tempo 60 ciclos.....	131
Tabela 15: Sinal de teste 3 – método ESPRIT .....	133
Tabela 16: Sinal de teste 4 - indicadores globais janela de tempo 12 ciclos.....	136
Tabela 17: Sinal de teste 4 - indicadores globais janela de tempo 60 ciclos.....	136
Tabela 18: Sinal de teste 4 – método ESPRIT .....	138
Tabela 19: Sinal de teste 5 - indicadores globais janela de tempo 12 ciclos.....	141
Tabela 20: Sinal de teste 5 - indicadores globais janela de tempo 60 ciclos.....	142
Tabela 21: Sinal de teste 5 – método ESPRIT .....	143
Tabela 22: Programação <i>PQ Signal Generator</i> .....	144
Tabela 23: Sinal de teste 6 - indicadores globais para janela de tempo de 12 ciclos .....	150
Tabela 24: Sinal de teste 6 - indicadores globais para janela de tempo de 60 ciclos .....	150
Tabela 25: Sinal de teste 6 – método ESPRIT .....	152
Tabela 26: Sinal de teste 7 - indicadores globais para janela de tempo de 12 ciclos .....	156
Tabela 27: Sinal de teste 7 - indicadores globais para janela de tempo de 60 ciclos .....	156
Tabela 28: Sinal de teste 7 – método ESPRIT .....	160

Tabela 29: Sinal de teste 1 - Comparação dos resultados.....	163
Tabela 30: Sinal de teste 2 - Comparação dos resultados.....	163
Tabela 31: Sinal de teste 3 - Comparação dos resultados.....	164
Tabela 32: Sinal de teste 4 - Comparação dos resultados.....	166
Tabela 33: Sinal de teste 5 - Comparação dos resultados.....	167
Tabela 34: Sinal de teste 6 - Comparação dos resultados.....	168
Tabela 35: Sinal de teste 7 - Comparação dos resultados.....	169

## RESUMO

Atualmente, a análise das distorções harmônicas em sistemas elétricos de potência é realizada no domínio da frequência e considerando os sinais em regime permanente. Em sua maioria, os índices de qualidade da energia elétrica foram desenvolvidos considerando os sinais de tensão e corrente periódicos e em função da aplicação da Transformada de Fourier. Porém, com o crescimento da geração distribuída e a instalação de cargas não lineares, os sistemas elétricos estão se tornando cada vez mais complexos e os sinais de tensão e corrente não apresentam mais as características de periodicidade. A geração distribuída e as cargas não lineares introduzem harmônicos, sub-harmônicos e inter-harmônicos no sistema elétrico de potência, outros problemas de qualidade da energia como elevações e afundamentos de tensão e flutuação de tensão também são encontrados. As normas IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30 apresentam métodos, como a Transformada de Fourier com janela de tempo de 12 ciclos para o cálculo dos harmônicos e inter-harmônicos, porém estes métodos podem não ser eficientes na análise de sinais com distorções variantes no tempo pois, podem apresentar espalhamentos espectrais e erros nos indicadores globais. Nesse contexto, novas metodologias de análise devem ser consideradas para uma análise mais adequada dos sinais do sistema elétrico de potência. Essas técnicas devem possuir características como fornecer informações das frequências e o comportamento no domínio do tempo. Dentre as técnicas abordadas neste trabalho, destacam-se a variação no tempo de aquisição das amostras, transformada de Fourier com sobreposição das amostras e método paramétrico ESPRIT. Neste trabalho, são abordadas metodologias para o cálculo dos indicadores globais para inter-harmônicos e sub-harmônicos, bem como é apresentada a análise de desempenho e aplicação dos métodos propostos em sinais sintéticos e sinais medidos em campo.

**Palavras chave:** Harmônicos; Inter-harmônicos; sub-harmônicos; Geração Distribuída; Transformada Discreta de Fourier; Método ESPRIT.

## ABSTRACT

Currently the harmonic distortions analysis in power systems is performed in the frequency domain and considering the signals in steady state. Most of quality indices were developed considering the periodic voltage and current signals and as function of the Fourier Transform application. However, with the growth of distributed generation and the installation of nonlinear loads, electrical systems are becoming increasingly complex and voltage and current signals no longer have the characteristics of periodicity, distributed generation and nonlinear loads introduce harmonics, subharmonics and interharmonics into the power system, other power quality problems as voltage swells and sags, voltage fluctuations are also found in power systems. The IEC 61000-4-7 and IEC 61000-4-30 standards present methods such as the 12-cycle time window Fourier Transform for calculating harmonics and interharmonics, but these methods may not be efficient in signal analysis with amplitude variations and distortions, they may have frequency spectrum suffers and errors in the global indicators. In this context, new analysis methodologies should be considered for a more adequate analysis of the electrical power system signals. These techniques should have characteristics such as providing frequency information and time domain amplitude behavior. Among the techniques approached in this work, we highlight the window time samples acquisition, Fourier transform with overlap samples and parametric ESPRIT method. Methodologies for calculating global indicators for interharmonics and subharmonics are discussed. This dissertation presents the performance analysis and application of the proposed methods in synthetic signals and field measured signals.

**Key words:** Harmonics; Interharmonics; Subharmonics; Distributed Generation; Discrete Fourier Transform; ESPRIT method.

# 1 INTRODUÇÃO

## 1 INTRODUÇÃO

### 1.1 RELEVÂNCIA

Com o crescimento da utilização da micro e mini geração distribuídas e de cargas não lineares, tem-se levantado a necessidade de avaliar novas metodologias para a medição das emissões harmônicas, inter-harmônicas e sub-harmônicas.

Redes de distribuição com elevado conteúdo harmônico tendem a gerar sérios problemas, tanto para os clientes consumidores de energia quanto para as concessionárias. Problemas tais como: perdas nas linhas de transmissão e distribuição, mau funcionamento dos equipamentos de proteção das linhas de distribuição, sobreaquecimento nos motores elétricos, erros na medição de energia dos consumidores, são devidos ao elevado conteúdo harmônico do sinal (COSTA et al., 2007).

Portanto, a correta estimação dos harmônicos, inter-harmônicos e sub-harmônicos é o primeiro passo para que ações de mitigação possam ser tomadas para eliminar ou amenizar os problemas causados nas redes de distribuição e, conseqüentemente, nos equipamentos que sofrem com tais fenômenos.

Diferentes técnicas têm sido desenvolvidas e testadas nos últimos anos para a estimação das componentes espectrais das redes de distribuição de energia. Técnicas baseadas em processamento de sinais incluem: DFT (do inglês, *Discrete Fourier Transformer*) (GEORGE, 1991), filtros de Kalman (MACHADO et al., 2008), PLL (do inglês, *Phase-Locked Loop*) (GHARTEMANI et al., 2005), Redes Neurais (KANEGAE, 2011), dentre outros. Os problemas associados a estas técnicas compreendem complexidade computacional, atraso de estimação e desempenho quando os parâmetros do sinal variam com o tempo.

Nesse cenário, alguns trabalhos seguem as recomendações dos padrões atuais descritos na IEC 61000-4-7 (*Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-7: Testing and measurement techniques – General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto*) (IEC,2002) e IEC 61000-4-30 (*Electromagnetic compatibility (EMC)*

– *Part 4-30: Testing and measurement techniques – Power quality measurement methods*) (IEC,2008), que estabelecem a metodologia para medição dos harmônicos e inter-harmônicos utilizando Transformada Discreta de Fourier (DFT) com uma janela de tempo retangular de 10 ciclos para 50 Hz e 12 ciclos de 60 Hz.

Porém, um problema com o uso da FFT (do inglês, *Fast Fourier Transformer*) ocorre quando no sinal que está sendo medido contém componentes espectrais de inter-harmônicos ou sub-harmônicos fora da resolução, ou se a frequência da componente fundamental sofre algum tipo de variação e a taxa de amostragem deixa de ser uma múltipla inteira desta frequência. Isto faz com que o processo de amostragem seja assíncrono e, como consequência acontece um fenômeno denominado espalhamento espectral que faz a energia dos componentes se espalhar ao longo do espectro de frequência. Desta forma, surgem componentes que na realidade não existem. Portanto, para monitorar os componentes contidos no sistema, esse fenômeno deve ser controlado e minimizado.

Na presença de componentes espectrais onde as frequências são próximas das frequências dos harmônicos, a energia destas componentes pode influenciar na amplitude dos harmônicos, porém a energia destas componentes espectrais pode ser totalmente desconsiderada para casos em que as componentes tenham frequências distantes das frequências dos harmônicos.

Conforme supracitado, em função do espalhamento espectral ocasionado devido às frequências não harmônicas ou falta de sincronismo no processo de amostragem com a utilização da FFT, a IEC 61000-4-7 (IEC, 2002) desenvolveu o método de grupos e subgrupos de harmônicos e inter-harmônicos, fazendo com que as energias das componentes espectrais não harmônicas sejam somadas aos harmônicos.

Assim, para o cálculo dos grupos harmônicos, são considerados determinados componentes que se localizam dentro de uma faixa estabelecida pela norma IEC. Quanto aos inter-harmônicos, o cálculo é baseado na faixa entre uma componente harmônica e outra. Portanto, essa norma estabelece uma maneira de agrupar a energia de cada componente espalhada no espectro de frequência.

Porém, existem casos em que a combinação do espalhamento espectral devido à falta de sincronismo no processo de amostragem e dos componentes harmônicos e inter-harmônicos gerados por cargas não lineares, apenas a aplicação das técnicas atuais de janelas de tempo e agrupamento de grupo e subgrupos não são suficientes para determinar a energia das componentes espectrais contidas nos sinais. Portanto, outras técnicas podem contribuir para a correta estimação dos harmônicos e inter-harmônicos.

## 1.2 OBJETIVO

Este trabalho tem como objetivo comparar as metodologias de medição propostas nas IECs para harmônicos e inter-harmônicos, com outras técnicas desenvolvidas a partir da aplicação da FFT, agrupamento de grupos e subgrupos e por métodos de estimação paramétricos, em sinais de tensão e corrente em condições não ideais, ou seja, sinais não senoidais que contenham componentes espectrais variantes no tempo.

A ideia inicial é desenvolver uma aplicação amigável na plataforma MATLAB (MATLAB,2014) que permita criar um banco de sinais e incluir facilmente novos sinais medidos, porém, para que seja possível o desenvolvimento das Interfaces de Usuários, é necessário desenvolver *scripts* no MATLAB para que as diferentes metodologias propostas para os cálculos dos harmônicos, inter-harmônicos e sub-harmônicos possam ser calculadas.

Para a realização deste trabalho, foram utilizados: (i) sinais sintéticos que possibilitam criar as características desejáveis para as simulações, (ii) sinais reais controlados a partir de um gerador de sinais e medidos por um Analisador de Qualidade da Energia Elétrica, (iii) e sinais reais medidos em campo.

Espera-se apresentar como resultados deste trabalho:

- A influência da variação do tamanho da janela de tempo na identificação dos harmônicos, inter-harmônicos e sub-harmônicos;
- A influência da aplicação dos algoritmos de agrupamento de grupo e subgrupo para harmônicos, inter-harmônicos e sub-harmônicos;

- Aplicação da janela deslizante com sobreposição de amostras com intuito de mostrar a variação temporal das amplitudes dos harmônicos, inter-harmônicos sub-harmônicos;

- Aplicação da metodologia paramétrica ESPRIT para comparação com os resultados obtidos pelo cálculo da FFT com janela retangular.

Na Figura 1, apresenta-se o fluxograma do sistema desenvolvido para o cálculo dos harmônicos, inter-harmônicos, sub-harmônicos, THD (do inglês, *Total Harmonic Distortion*) e TID (do inglês, *Total Interharmonic Distortion*).

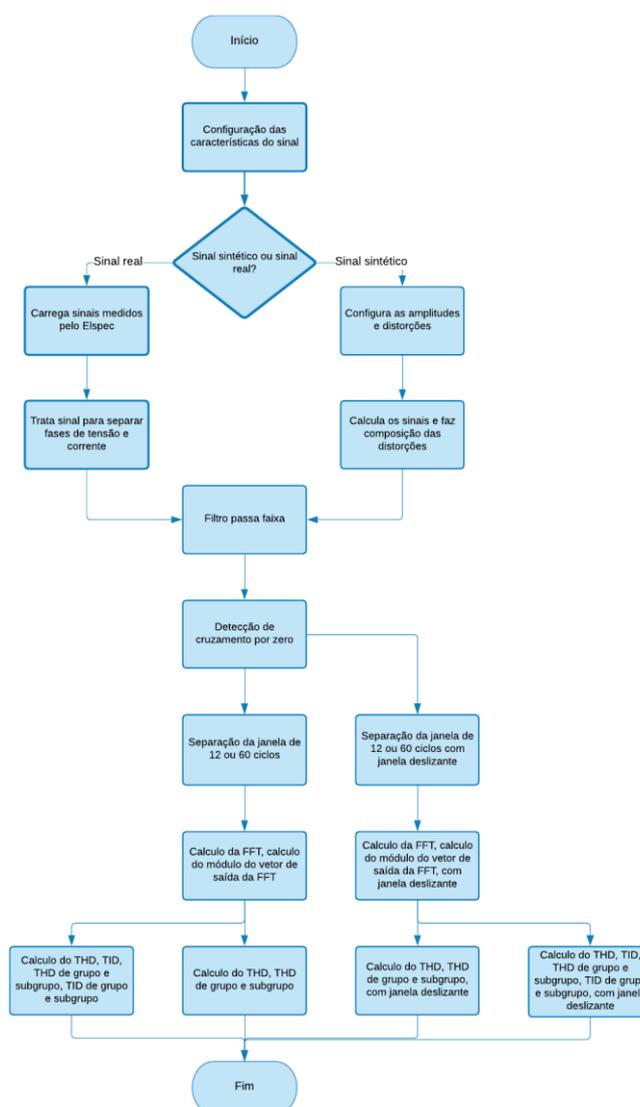


Figura 1: Fluxograma do sistema

### 1.3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A correta medição dos níveis de distorção harmônica dos sinais de tensão e corrente nos Sistemas Elétricos de Potência (SEP), devido a conexão da Geração Distribuída e cargas não lineares, representa um dos tópicos de pesquisa mais recentes na área de Qualidade da Energia Elétrica. Alguns estudos que tem se desenvolvido nesse tema são: emissões e diagnósticos dos níveis de distorção, técnicas e métodos de medição das distorções.

Em (PINTO et al., 2015), expõe o crescente uso da geração fotovoltaica na geração distribuída, apresenta os resultados da flutuação de tensão e o conteúdo harmônico de tensão de uma geração fotovoltaica conectada a uma rede rural de baixa tensão, uma análise estatística mostrando um impacto negativo na qualidade da energia produzida por essa instalação fotovoltaica e também que apenas uma pequena fração da energia disponível durante um dia ensolarado é convertida, provocando perdas de receita e forçando o conversor a trabalhar em um modo operacional indesejável.

Em (RUBENS, 2009), realiza as análises das inter-harmônicas nos sistemas de energia elétrica e o fenômeno de flutuação de tensão e, apresenta a correlação existente entre inter-harmônicas e flutuações de tensão. Mostra a análise funcional do desempenho do protocolo original do *flickermeter* IEC na quantificação dos indicadores de flutuação de tensão, quando da presença de componentes inter-harmônicas de tensão no sinal analisado. Apresenta o desenvolvimento de um gerador de flutuação de tensão, que é utilizado para testes em laboratórios para avaliar o impacto em diferentes cargas. Apresenta particularmente, um estudo do efeito dos inter-harmônicos em lâmpadas fluorescentes compactas, mostrando que estas sofrem variações no fluxo luminoso devido as inter-harmônicas.

Devido à complexidade na medição dos harmônicos e inter-harmônicos, métodos diferentes da Transformada de Fourier são estudados na tentativa de realizar a correta medição das distorções, em (BOLLEN, et al., 2006) são apresentadas diferentes técnicas, entre elas pode-se citar a MUSIC (do inglês, *Multiple Signal Classification*), a frequência desejada e os ruídos são obtidos a partir da decomposição do autovalor. Neste grupo, pode-se citar o método de Prony

(BRACALE et al., 2008), que permite estimar as frequências de um sinal com uma alta resolução independentemente da janela de tempo utilizada, porém deve-se levar em consideração que esse método apresenta alta sensibilidade aos ruídos de medição. Em (FERNANDES, 2012), demonstra a aplicação de técnicas de estimação modal para análise da estabilidade a pequenas perturbações de sistemas de distribuição com geração distribuída, entre tais técnicas pode-se citar o método ESPRIT (do inglês, *Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques*), o método ESPRIT utiliza a teoria de decomposição em subespaços, decompondo o sinal em dois subespaços de funções mutuamente ortogonais, um destes representando o ruído presente no sinal e o outro representando efetivamente o sinal.

Em (WALKER, 2002), cita-se a Transformada Discreta de Wavelet, esta técnica é uma ferramenta matemática semelhante à transformada de Fourier, pois trata-se de uma análise de dados no domínio da frequência e do tempo, porém diferentemente da transformada de Fourier, esta técnica decompõe o sinal em diferentes escalas com diferentes níveis de resolução de frequência a partir de uma única função.

Em (SILVEIRA et al., 2008), são apresentados alguns métodos de análise tempo frequência capazes de acompanhar as variações temporais das componentes espectrais do sinal. Pode-se citar a Transformada de Fourier Recursiva com Janela Deslizante (SWRFT), (do inglês, *Sliding Window Recursive Fourier Transform*). A SWRFT consiste da aplicação da DFT a um sinal com uma janela de tempo de tamanho fixo que é atualizada a cada nova amostra, eliminando a amostra mais antiga. Por ser um método recursivo, apresenta um custo de processamento reduzido, porém por utilizar uma janela de tamanho fixa, os erros referentes a resolução espectral ainda podem ocorrer.

A utilização de diferentes períodos de janelas de tempo para o cálculo dos harmônicos e inter-harmônicos, ocasionam em resoluções diferentes no espectro de saída da FFT. Segundo (CHICCO, et al., 2009), existe grande ocorrência de inter-harmônicas de baixa frequência nos sinais de corrente de cargas chaveadas, de onde se constata a importância de uma alta resolução espectral para a análise dos harmônicos e inter-harmônicos, o que pode ser obtido aumentando a janela de tempo.

A IEC (do inglês, *Internacional Electrotechnical Commission*) 61000-4-7 (IEC,2002) é uma norma que estabelece a metodologia de cálculo para a detecção de componentes de frequência contidos em sinais de sistemas elétricos de potência, determina também o cálculo do indicador global THD (do inglês, *Total Harmonic Distortion*), utilizando-se os agrupamentos de grupo e subgrupo dos inter-harmônicos. Ressalta-se que a IEC 61000-4-7 não traz nenhuma definição em relação a um indicador global para os inter-harmônicos. Em (Yang, 2015), em seu trabalho avaliando a emissão de componentes espectrais em fontes eólicas, sugere a adoção de um índice de distorção inter-harmônica total TID (do inglês, *Total Interharmonic Distortion*), o que seria muito útil para a análise dos harmônicos e inter-harmônicos utilizando-se apenas um único valor para cada parâmetro.

Em (BARROS et al., 2007), cita que o sub-harmônico pode ser definido como componentes de frequência em sinais de tensão e corrente que tem a frequência inferior à frequência fundamental do sistema de energia. A norma IEC 61000-4-7 e outras normas internacionais de qualidade de energia definem métodos para medição de harmônicas e inter-harmônicas em sistemas de potência, mas atualmente não existe uma definição oficial desse conceito nem um método padrão para sua medição. Os sub-harmônicos podem causar diferentes problemas nos sistemas de distribuição e nos equipamentos, um dos principais efeitos das tensões sub-harmônicas é o efeito de *Flicker*, segundo (POLICARPO et al., 2000) e (GALLO et al., 2004) outros efeitos sobre motores de indução, transformadores e geradores foram relatados, sendo que um dos principais efeitos citados foi o aumento de temperatura no enrolamento do estator dos motores de indução.

## 1.4 ESTRUTURA

Essa dissertação está dividida em 6 capítulos fundamentais.

O Capítulo 2 apresenta as principais características do sistema elétrico de potência.

O Capítulo 3 descreve os passos importantes na decomposição e manipulação dos sinais para o cálculo dos harmônicos, inter-harmônicos e sub-harmônicos.

O Capítulo 4 traz uma revisão sobre os principais pontos das IECs, as metodologias de agrupamento e os indicadores globais.

O Capítulo 5 descreve as principais características dos equipamentos e *softwares* utilizados neste trabalho.

O Capítulo 6 apresenta o desenvolvimento dos algoritmos no MATLAB e os resultados obtidos nas simulações dos sinais sintéticos e reais.

O Capítulo 7 traz conclusões finais acerca das metodologias propostas e da análise das simulações, além das propostas para trabalhos futuros.

As Referências apresentam os artigos, sites e normas utilizados na pesquisa.

## **2 NOVOS PARADIGMAS DE SISTEMAS ELÉTRICOS**

## 2 NOVOS PARADIGMAS DE SISTEMAS ELÉTRICOS

### 2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

O objetivo de um Sistema Elétrico de Potência (SEP) é gerar, transmitir e distribuir a energia elétrica dos geradores para consumidores. A tendência atual do Sistema Elétrico Potência é o incremento da geração distribuída e de fontes de energia renováveis, tais como, geradores eólicos e fotovoltaicos, o que faz com que o sistema elétrico de potência passe por uma mudança em sua arquitetura.

Alguns problemas podem surgir em relação ao aumento da geração distribuída no sistema elétrico de potência devido aos diferentes tipos de tecnologias de geração conectadas ao sistema de distribuição. Alguns problemas que podem ser citados são: variações no nível de tensão, flutuações de tensão e, principalmente, a geração de harmônicos.

Um sistema elétrico é constituído basicamente por:

- Fonte geradora de energia que pode ser de origem, térmica, hidroelétrica, nuclear, biomassa, solar e eólica, geralmente operando nas tensões de 6,6 ou 13,8 kV;
- Subestações elevadoras, das tensões de geração para as tensões de transmissão, que podem operar nos níveis tensão de 69, 138, 230, 440, 500 e 750 kV, dependendo da potência a ser transmitida;
- Linhas de transmissão que são os caminhos de transporte da energia gerada nas usinas, para abastecer os centros de consumo, as quais podem, também, operar nos níveis de tensão de 69, 138, 230, 440, 500 e 750 kV, dependendo da potência a ser transmitida;
- Linhas de transmissão HVDC com tensões bipolares de 600 e 800kV, que têm a função de reduzir as tensões dos níveis de transmissão para os níveis de distribuição ou média tensão, podendo operar nas tensões de 13,8; 25,0 e 34,5 kV, sendo estes níveis denominados de alta tensão ou tensão primária para a distribuição. Nos grandes centros geralmente a distribuição de energia ocorre nas tensões de 13,8 kV,

enquanto a distribuição de energia em 25,0 e 34,50 kV fica restrita mais aos locais de grandes distâncias.

- Alimentadores de distribuição que podem operar nas tensões de 13,8, 25,0 e 34,50 kV distribuídas em áreas rurais ou de grandes distâncias dos centros urbanos. Nos alimentadores de distribuição, as tensões de 13,8, 25,0 e 34,50 kV são denominadas de tensões primárias, enquanto as tensões 127/220 Volts fase/neutro e 220/380 Volts fase/fase, são denominadas de tensões secundárias.

Em paralelo ao aumento da geração distribuída, vem ocorrendo um aumento no número de cargas não lineares, em todos os níveis de fornecimento. A utilização das cargas não lineares é um fato que causa preocupações tanto nas concessionárias quanto nos consumidores, pois são fontes geradoras de harmônicos, inter-harmônicos ou até mesmo sub-harmônicos.

## 2.2 GERAÇÃO DISTRIBUÍDA

O atual sistema elétrico de potência é baseado na Geração Centralizada (GC), que tem alta capacidade de fornecimento, porém convive com problemas de confiabilidade e sustentabilidade.

As principais usinas de geração centralizada são:

- Usinas hidrelétricas;
- Termoelétricas;
- Usinas nucleares.

Já a Geração Distribuída (do inglês, *Distributed Generation*) foca no fornecimento direto na rede de distribuição ou mesmo no ponto de consumo. Com menor capacidade na geração de potência, a GD é baseada em energias renováveis, tais como, geradores fotovoltaicos, geradores eólicos e microturbinas movidas a biogás. Nesse cenário, os usuários consomem e geram energia de maneira limpa e cooperativa (MOMOH et al., 2012).

Os geradores podem ser conectados na rede de distribuição da geração principal, desta forma podem ajudar a suprir parte do sistema principal que está em operação, o que irá melhorar o fornecimento de energia do sistema, porém podem causar os eventos de Qualidade da Energia Elétrica (QEE) já citados anteriormente.

Outro ponto abordado em relação aos GDs são os altos custos de instalação. Algumas concessionárias de energia implementaram políticas que trazem descontos na conta de energia do consumidor pelo excedente de energia gerada.

Na Tabela 1, apresenta-se a comparação entre algumas tecnologias de geração.

Tabela 1: Tecnologias de geração (MOMOH et al., 2012)

<b>Tecnologia</b>	<b>Eficiência Térmica</b>	<b>Desafios</b>	<b>Vantagens</b>
Carvão	30 - 40%	Poluição do ar, alto uso de água	Combustível barato, subsídios favoráveis
Biomassa	40%	Poluição do ar, baixa densidade energética	Combustível amplamente disponível
Turbina Eólica	N/A	Intermitência	Combustível sem custo, custos de produção em queda
Geração Fotovoltaica	7 - 17%	Intermitência, baixa capacidade, alto custo	Combustível sem custo, fácil integração
Gás Natural	25 - 30%	Alta emissão de carbono, combustível caro	Queima mais eficiente que carvão e biomassa

Conforme supracitado, os DGs podem introduzir harmônicos na rede de distribuição a qual está conectada. As frequências harmônicas e a severidade da distorção harmônica irão depender dos conversores utilizados e da configuração da conexão. Inversores baseados em tiristores podem, por exemplo, produzir uma enorme quantidade de harmônicos.

Existem ainda estudos que indicam que essas tecnologias intermitentes de geração, como os geradores solares e eólicos, também podem trazer consequências na qualidade da energia, com introdução de harmônicos e instabilidades no nível de tensão (PINTO et al., 2015).

O uso da energia renovável juntamente com a eletrônica de potência e cargas não lineares trazem uma dinâmica maior nos sinais de potência que necessitam ser adequadamente analisados (RIBEIRO, 2009).

### 2.3 HARMÔNICOS E INTER-HARMÔNICOS

Em condições ideais, o SEP deveria fornecer uma tensão puramente senoidal aos consumidores, com frequência e amplitudes constantes. Porém, cargas não lineares instaladas no sistema e a geração distribuída contribuem para que a tensão fornecida tenha distorções, as quais podem ser denominadas harmônicas, Inter-harmônicas, sub-harmônicas, *notch* ou ruído.

Sistemas de distribuição que tenham distorções na tensão podem causar diversos problemas nas cargas instaladas, dentre eles pode-se citar: sobreaquecimento de máquinas elétricas e transformadores, falhas ou atuações dos sistemas de proteção, vibração em motores elétricos e condições de ressonância no sistema elétrico de potência.

Componentes harmônicos são frequências múltiplas da frequência fundamental do sistema de distribuição de potência, de modo que as componentes são somadas à frequência fundamental, resultando em uma forma de onda com distorção.

Segundo (FERREIRA, 2010), o distúrbio *notch* ou *notching* é um corte na tensão com duração muito inferior à duração de um ciclo e pode ser categorizado pela razão entre o valor médio da profundidade e a amplitude da onda de tensão no momento do corte. Normalmente, os *notchs* aparecem em instalações onde existam conversores com alta distorção harmônica e com redes de distribuição com baixa potência de curto-circuito.

Em (MIRON, et al., 2008) inter-harmônicos são tensões ou correntes com uma frequência que não seja um múltiplo inteiro da frequência fundamental do sistema de distribuição. Portanto, pode-se definir que as frequências inter-harmônicas são os conteúdos espectrais dispostos entre as frequências harmônicas. Segundo (RUBENS, 2009), atualmente o fenômeno da cintilação luminosa pode ser considerado um dos

principais impactos decorrentes da presença de inter-harmônicas de tensão nas redes de distribuição.

Sub-harmônicos podem ser considerados um caso particular de inter-harmônicos, ou seja, são frequências que não são múltiplas da frequência fundamental, porém são frequências inferiores à frequência fundamental. Atualmente, não existem definições para o cálculo dos sub-harmônicos nas IECs.

### 2.3.1 Principais cargas geradoras de harmônicos e inter-harmônicos

O desenvolvimento da indústria trouxe a instalação de cargas não lineares ao sistema elétrico. Cargas como computadores, carregadores de bateria, lâmpadas fluorescentes, etc., representam distorções para a rede. Essas cargas são classificadas basicamente em três tipos:

1) Dispositivos Ferromagnéticos: incluem geradores, motores, transformadores, reatores;

2) Conversores de potência: comum em dispositivos eletrônicos (computadores, carregadores de celular, televisores, etc.), inversores de frequência, etc.;

3) Dispositivos que trabalham com arco elétrico: soldadores, fornos industriais a arco, etc.

Esse tipo de carga injeta distorções nas ondas de tensão e corrente. Essas distorções são conhecidas como distorções harmônicas e podem causar, dentre outros, os seguintes problemas (CAMPOS, et al., 2016):

- Aumento de perdas em equipamentos como geradores, motores, transformadores, cabos que são superdimensionados por conta dos efeitos harmônicos;

- Torque pulsado e reduzido em máquinas rotativas;

- Envelhecimento prematuro pelo aumento do *stress* na isolação do equipamento em função do aumento das perdas com calor;

- Aumento de ruído sonoro em máquinas rotativas e estáticas;
- Amplificação de correntes e tensões quando na frequência de ressonância;
- Interferências de comunicação pelo acoplamento indutivo de circuitos de potência e comunicação;
- Aumento excessivo da corrente de neutro em sistema trifásico.

### 2.3.2 Transformadores

Um dos principais equipamentos ferromagnéticos utilizados em sistemas de distribuição são os transformadores. Para que não sejam uma fonte geradora de harmônicos, devem ser utilizados fora da região de saturação, desta forma a corrente varia linearmente em relação a tensão. Se por algum motivo são utilizados na região de saturação, a corrente começa a não variar linearmente em relação a tensão e, nessa condição, aparecem as componentes harmônicas.

Muitas vezes, normalmente por razões econômicas, os transformadores são construídos com especificações que, em condição de operação nominal, operam próximo ao joelho da curva de saturação. Quando os transformadores operam acima da sua tensão nominal, normalmente acima de 10%, são conduzidos para as regiões saturadas no núcleo ferromagnético, provocando uma corrente de magnetização muito maior que sua magnitude nominal e, consideravelmente distorcida, tendo como consequência a geração de componentes harmônicas.

Como característica, a corrente de magnetização de um transformador apresenta uma forma de onda alternada, sem nível cc e com componentes harmônicos de ordem ímpar.

### 2.3.3 Motores e Geradores

Os motores e geradores são considerados fontes de distorção harmônica. A quantidade de harmônicos gerados está relacionada com a sua forma construtiva no que diz respeito ao número e a distribuição espacial das ranhuras e a distribuição e o

formato dos enrolamentos nas ranhuras. Podem ser projetadas com diferentes configurações, dentre elas, pode-se destacar:

- Enrolamento concentrado: todas as espiras de uma bobina por polo estão alojadas ou concentradas em um único par de ranhuras. A força eletromotriz induzida é maior para este tipo de configuração, porém, elas geram mais harmônicos que a configuração do tipo distribuído.

- Enrolamento distribuído: as espiras de uma bobina por polo são alojadas em mais de um par de ranhuras. A força eletromotriz induzida é menor que a configuração do tipo concentrado, porém são mais utilizadas pelo fato de gerarem menos harmônicos.

#### 2.3.4 Conversores de Potência

Atualmente, a utilização de sistemas de corrente contínua vem aumentando consideravelmente, podendo ser apenas um retificador de tensão, ou ainda, inversores de frequência, gerando frequências diferentes em relação aos sistemas de distribuição.

Os conversores estáticos representam uma grande parcela na geração de harmônicos nos sistemas elétricos de potência. Em sua grande maioria, são compostos de um retificador, um estágio dc, um reator de alisamento e um inversor controlado.

Tipos de conversores presentes no sistema elétrico de potência:

- Pontes Retificadoras Trifásicas;
- Conversores Estáticos de N pulso (s) a Tiristores, IGBT, Mosfet, etc.;
- Inversores de Potência;
- Reguladores de Tensão com Links dc (Tipo SIPCON DVR/ DSTATCOM);
- Fontes Chaveadas presentes nos eletrodomésticos, microcomputadores, sistemas *Nobreak*, etc.

Quando submetidos a condições ideais de funcionamento, apresentam harmônicos característicos que, em geral, são calculados por:

$$\text{ordem } h = n \times p, \quad n = 1,2,3, \dots \quad (1)$$

Onde: ordem  $h$  é o harmônico e  $p$  é o número de pulsos.

### 2.3.5 Fornos a arco

Fornos a arco são largamente utilizados em indústrias siderúrgicas devido à sua grande vantagem em relação aos fornos não elétricos e a combustão, pelo fato de ter um melhor rendimento e por não poluir o ambiente com a queima de combustíveis.

Os fornos são utilizados para a fusão de minério de ferro ou sucatas de ferro em lingotes, utilizados na construção civil, indústrias naval e mecânica, entre outras.

O princípio de funcionamento desses fornos é dado pela fusão do material metálico através do arco voltaico, o qual libera uma grande quantidade de energia. Neste tipo de forno, o arco elétrico se estabelece entre os eletrodos através do material metálico.

Os fornos a arco podem ser caracterizados de acordo com a forma de operação de seus eletrodos:

- Fornos a arco direto: a potência se transforma em calor devido ao arco elétrico. Em termos práticos, consiste no contato direto dos eletrodos do forno com a sucata metálica. Esse é o tipo mais utilizado de forno a arco na produção de aço;

- Fornos a arco submerso: a potência elétrica se transforma em calor em parte no arco (submerso) e em parte no material metálico. É também conhecido como forno panela, sendo comumente utilizado como um forno secundário, cujo objetivo é realizar o refino da sucata metálica derretida, deixando o forno principal (arco direto) liberado;

- Fornos a arco indireto: a potência se transforma em calor totalmente no arco elétrico. Nesse caso, os eletrodos operam totalmente dissociados do material metálico.

Na Figura 2, apresenta-se os tipos de construção de fornos a arco elétrico.



Figura 2: Tipos de fornos a arco elétricos

A operação de um forno a arco elétrico tem consumo elevado de potência e os principais distúrbios gerados na rede de distribuição são:

- Flutuação de Tensão;
- Corrente com alto conteúdo harmônico.

## 2.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou uma introdução ao Sistema Elétrico de Potência e os fenômenos que afetam a qualidade de energia considerando a introdução da geração distribuída, a tendência no aumento do uso de cargas não lineares que aumentam o conteúdo espectral do sinal de corrente e tensão do sistema de potência. Além disso, são descritos os distúrbios harmônicos, inter-harmônicos, sub-harmônicos e *notch* que ocorrem devido a diferentes fatores como: cargas não lineares, conversores, inversores, fornos a arco, transformadores, entre outros. Os efeitos dos distúrbios são os mais diversos e foram discutidos neste capítulo incluindo mau funcionamento, superaquecimento e até mesmo a interrupção no funcionamento de equipamentos.

### **3      PROCESSAMENTO DE SINAIS APLICADOS A          HARMÔNICOS E INTER-HARMÔNICOS**

### 3 PROCESSAMENTO DE SINAIS APLICADOS A HARMÔNICOS E INTER-HARMÔNICOS

#### 3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Atualmente, os harmônicos e inter-harmônicos encontrados no sistema elétrico de potência vêm sendo analisados considerando-se que os mesmos tenham um comportamento estacionário, ou seja, sem variações ao longo do tempo. Porém, cada vez é mais difícil encontrar um sistema elétrico que tenham as tensões e correntes com comportamento estacionário.

Diferentes métodos podem ser utilizados para a análise dos harmônicos e inter-harmônicos do sistema elétrico de potência, os quais podem ser separados em duas categorias: métodos paramétricos e não paramétricos.

Entre os métodos paramétricos pode-se citar:

- MUSIC (do inglês, *Multiple Signal Classification*) (BOLLEN et al., 2006);
- Método de Prony (BRACALE et al., 2008);
- ESPRIT (do inglês, *Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques*) (FERNANDES, 2012).

Entre os métodos não paramétricos pode-se citar:

- DFT (do inglês, *Discrete Fourier Transform*) ou FFT (do inglês, *Fast Fourier Transform*), ideal para sinais estacionários e para análise no domínio da frequência;
- STFT (do inglês, *Short-Time Fourier Transform*) (SILVEIRA et al., 2008), pode ser aplicada para sinais não estacionários e para análise no domínio do tempo-frequência;
- Transformada discreta Wavelet (WALKER, 2002), faz a análise em multi-resolução que consiste na decomposição do sinal medido em vários níveis de resolução.

A Transformada Discreta de Fourier, como o método não paramétrico mais comumente aplicado, é mais eficiente em termos de tempo de processamento, porém

a resolução em frequência depende diretamente da janela de tempo utilizada, além do que podem ocorrer erros no resultado devido ao vazamento espectral (*Leakage*). Este fenômeno é causado pelo conteúdo de frequências não harmônicas no sinal ou por desvios na frequência fundamental.

As técnicas de estimação são focadas em extrair dos sinais informações de amplitude, fase e frequência; já os métodos de decomposição são focados na composição espectral que compõem o sinal.

Neste trabalho, serão descritos métodos não paramétricos em conjunto com a variação na janela de tempo para o cálculo dos harmônicos, inter-harmônicos e sub-harmônicos. Serão descritos, também, métodos de decomposição com janela deslizante e sobreposição das amostras, para o método paramétrico será descrita a aplicação para o método ESPRIT.

### 3.2 TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER

Como já citado, diferentes técnicas podem ser aplicadas para converter um sinal discreto no domínio do tempo para um sinal no domínio da frequência. Através da Transformada Discreta de Fourier (DFT), pode-se decompor um sinal em seus componentes de frequência (senos e cossenos) de forma que um coeficiente de Fourier possa refletir a energia de uma determinada frequência no sinal medido.

Após a decomposição do sinal para o domínio da frequência não é mais possível determinar quando um evento tem seu início ou seu fim. A aplicação de janelas de tempo para aquisição das amostras permite, com um certo grau de incerteza, acompanhar as variações no tempo, pois o sinal medido é dividido em pequenos períodos de tempo.

Na equação (2), apresenta-se a função da DFT.

$$x_k = \sum_{j=0}^{n-1} f_j e^{\frac{2\pi i}{n} jk} \quad k = 0, \dots, n - 1 \quad (2)$$

No entanto, o cálculo da DFT costuma ser realizado por um algoritmo pouco intuitivo, mas muito mais eficiente chamado Transformada Rápida de Fourier (ou FFT, do inglês, *Fast Fourier Transform*).

### 3.2.1 *Fast Fourier Transform* (FFT)

Segundo Cooley, em colaboração com Tukey, em 1965 conseguiram uma revolução no tratamento digital de sinais com a publicação da transformada rápida de Fourier, a FFT. Trata-se de um método altamente eficiente de reagrupar os cálculos dos coeficientes de uma DFT. A ideia é representar uma DFT de tamanho arbitrário  $N=(N1.N2)$  em termos de DFTs menores de tamanhos  $N1$  e  $N2$ , procedendo recursivamente.

Na equação (3), apresentam-se os coeficientes da DFT.

$$x_k = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \left( e^{-j2\pi} \right)^{kn} = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] W_N^{kn} \quad k = 0, \dots, n - 1 \quad (3)$$

A FFT foi implementada com o objetivo de diminuir a complexidade (temporal) necessária para calcular uma DFT (Transformada Discreta de Fourier). Para uma sequência de  $N$  pontos, o algoritmo comum para cálculo da DFT realiza  $N^2$  multiplicações, enquanto o algoritmo FFT realiza apenas  $(N/2) \log_2 N$ .

A ideia do algoritmo de Cooley-Tukey foi dividir a sequência  $x[n]$  em duas sequências, uma com os coeficientes de índice par e outra com os coeficientes de índice ímpar.

O princípio do algoritmo de decimação pode ser analisado considerando que  $N$  é um número inteiro com potência de 2. Como  $N$  é um inteiro par, pode-se considerar calcular  $X(k)$ , separando  $x[n]$  em duas sequências de  $N/2$  pontos, consistindo dos pontos de índice par em  $x[n]$  e os pontos de índice ímpar em  $x[n]$ .

Como  $X(k)$  é dado pela equação (3), separando  $x[n]$  pontos de índice par e ímpar, obtém-se:

$$x_k = \sum_{n_{par}} x[n]W_N^{kn} = \sum_{n_{impar}} x[n]W_N^{kn} \quad (4)$$

Substituindo as variáveis  $n = 2r$  para  $n$  par e  $n = 2r + 1$  para  $n$  ímpar, obtém-se.

$$x_k = \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x[2r]W_N^{2rk} = \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x[2r]W_N^{(2r+1)k} \quad (5)$$

$$x_k = \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x[2r](W_N^2)^{rk} + \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x[2r + 1](W_N^2)^{rk} \quad (6)$$

Onde:  $W_N^2 = W_{N/2}$ , já que:

$$W_N^2 = e^{-2j(2\pi/N)} = e^{-2j(\pi/(N/2))} = W_{N/2}$$

Desta forma, a equação (6) pode ser escrita como:

$$x_k = \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x[2r]W_{N/2}^{rk} + \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x[2r + 1]W_{N/2}^{rk} \quad (7)$$

De acordo com equação (7), obtém-se:

$$x_k = G[k] + W_N^k H[k] \quad (8)$$

Após o processamento na FFT (do inglês, *Fast Fourier Transformer*), tem-se um vetor de saída da Transformada com a mesma quantidade de elementos que da entrada. Estes elementos são compostos por uma parte real e uma parte imaginária.

Utilizando-se essas duas informações, é possível calcular a amplitude e a fase de cada elemento do vetor de saída da FFT.

### 3.2.2 Escalonamento da amplitude e fase da FFT

Como resultado da aplicação da FFT no sinal, obtém-se um vetor de saída  $Z(l)$ ,  $l=1,2,\dots,N$ , o qual trata-se de um vetor complexo que precisa ser interpretado no domínio da frequência.

Para o escalonamento da amplitude do vetor de saída  $Z(l)$  da FFT, deve-se calcular o módulo de cada coeficiente obtido.

Na equação (9), apresenta-se a equação utilizada no escalonamento do vetor de saída da DFT.

$$A_0 = \frac{\text{Abs}(Z_l)}{N} \quad (9)$$

Onde  $Z(l)$  é o vetor de saída da FFT e  $N$  o número de pontos utilizados na FFT.

Considerando que o espectro obtido na FFT é bilateral, os coeficientes devem ser multiplicados por 2. Desta forma, obtém-se a amplitude correta de cada coeficiente.

Na equação (10), apresenta-se a equação para o escalonamento da amplitude do vetor  $Z(l)$  da FFT considerando o espectro bilateral.

$$A_0 = \frac{\text{Abs}(Z_l)}{\frac{N}{2}} \quad (10)$$

Para o cálculo da fase de cada coeficiente do vetor  $Z(l)$  de saída da FFT, deve-se utilizar a equação (11) apresentada abaixo.

$$\theta_{In} = \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}(Z_l)}{\text{Re}(Z_l)} \right) \quad (11)$$

Onde:

$\Theta_{in}$  = ângulo dos coeficientes do vetor  $Z(l)$ ;

$\text{Re}(Zl)$  = parte real dos coeficientes do vetor  $Z(l)$ ;

$\text{Im}(Zl)$  = parte imaginária dos coeficientes do vetor  $Z(l)$ .

### 3.2.3 Escalonamento do eixo de frequência da FFT

Conforme já descrito anteriormente, a utilização de diferentes janelas de tempo, para o cálculo dos harmônicos e inter-harmônicos, ocasiona em resoluções diferentes no espectro de saída da FFT para cada tamanho de janela. Segundo (CHICCO, et al., 2009), existe grande ocorrência de inter-harmônicas de baixa frequência nos sinais de corrente de cargas chaveadas, de onde se constata a importância de uma alta resolução espectral para a análise dos harmônicos e inter-harmônicos, o que pode ser obtido aumentando a janela de tempo.

Um ponto importante para o correto escalonamento do eixo das frequências é a correta medição da frequência fundamental, pois a frequência do sistema elétrico medido pode não ser exatamente a frequência teórica informada, por exemplo, 50Hz ou 60Hz.

Segundo a IEC 61000-4-7 (IEC, 2002) a frequência deve ser calculada a cada 10 segundos. O seu cálculo se dá pela contagem do número de ciclos inteiros dividido pela duração dos ciclos inteiros no período de 10 segundos. Outras formas de cálculos são aceitas, como por exemplo, o método por cruzamento por zero. Neste caso, os harmônicos e inter-harmônicos devem ser filtrados para minimizar o efeito de múltiplos cruzamentos por zero.

Utilizando-se o valor da frequência fundamental calculada, deve-se calcular o período da janela de tempo utilizada, o valor calculado do período é utilizado no escalonamento das componentes espectrais do vetor  $Z(l)$  de saída da FFT.

Na equação (12), apresenta-se o cálculo do período para a janela de tempo utilizada.

$$T_s = \frac{1}{f_1} * (QC) \quad (12)$$

Onde:  $T_s$  é o período com a quantidade de ciclos da janela de tempo,  $f_1$  é a frequência fundamental e  $QC$  é a quantidade de ciclos da janela de tempo utilizada para o cálculo da FFT.

Com o período da janela de tempo calculado, pode-se calcular as frequências das componentes espectrais do vetor de saída  $Z(l)$  da FFT.

Na equação (13), apresenta-se o cálculo da frequência para cada elemento do vetor de saída  $Z(l)$  da FFT.

$$freq_n = \frac{\left(\frac{1}{(T_s/NA)}\right)}{NA} * n \quad n = 0,1,2, \dots, N - 1 \quad (13)$$

Onde:  $freq_n$  é a frequência para cada elemento do vetor de saída da FFT,  $T_s$  é o período de amostragem (janela de tempo),  $NA$  é a quantidade de amostras dentro de uma janela de tempo e  $n$  é ordem de cada componente espectral do sinal.

### 3.3 **ALIASING E NYQUIST**

A frequência máxima medida no espectro depende da taxa de amostragem utilizada para medição do sinal. Segundo o Teorema de *Nyquist*, a quantidade de amostras em um período de tempo de um sinal chama-se “taxa” ou “frequência de amostragem”.

A frequência de amostragem deve ser maior que o dobro da maior frequência contida no sinal a ser medido. Desta forma, o espectro obtido após a FFT reproduz corretamente o sinal medido sem que ocorra o erro de *Aliasing*, que é a sobreposição do espectro, impossibilitando recuperar o sinal original corretamente.

Para demonstração do erro de *Aliasing* criou-se um sinal de amplitude de 1pu e frequência de 2Hz. Utilizando-se uma amostragem de 1,5 vezes a frequência do sinal, o Teorema de *Nyquist* não foi atendido e o sinal original não pode ser recuperado.

Na Figura 3, apresenta-se o sinal de teste que mostra o erro de *Aliasing*.

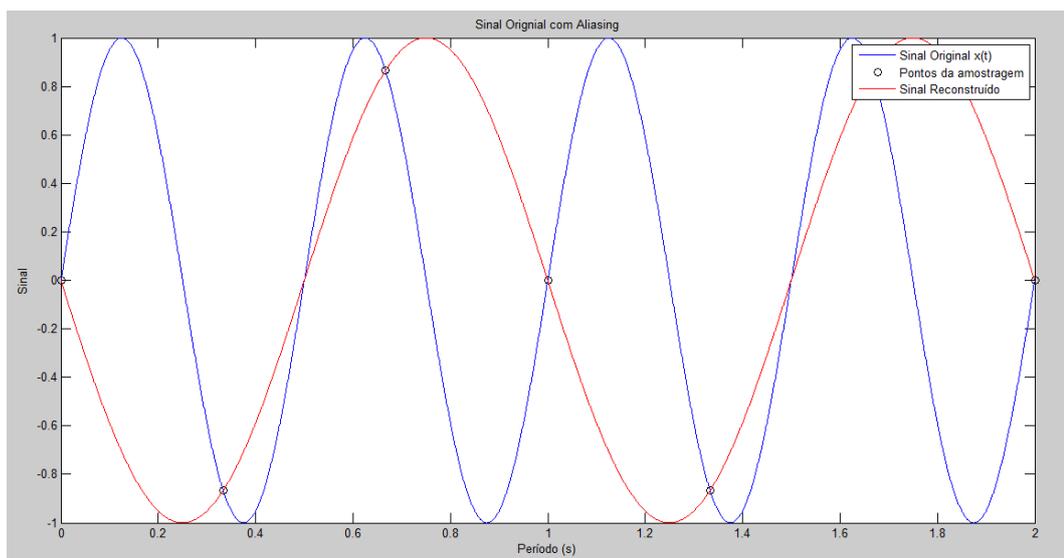


Figura 3: Sinal com erro de *Aliasing*

Da figura 3, conclui-se que o sinal original de frequência 2Hz, em azul, é composto por 4 ciclos. No sinal após a FFT, em vermelho, nota-se claramente que foi reconstruído com metade dos ciclos do sinal original, portanto devido a frequência de amostragem utilizada não atender ao Teorema de *Nyquist*, o sinal reconstruído apresentou o erro de *Aliasing*.

Na equação (14), apresenta-se o cálculo da frequência máxima obtida na medição de um sinal.

$$f_{max} < \frac{N}{2} \cdot f_1 \quad (14)$$

Onde:  $f_{max}$  é a frequência máxima medida,  $f_1$  é a frequência fundamental do sinal medido e  $N$  é o número de amostras por ciclo.

Da equação (14), conclui-se que são necessárias pelo menos duas amostras por período para poder identificar a frequência  $f_1$  e que aumentando o número de amostras  $N$ , aumenta a frequência harmônica máxima medida.

### 3.4 RESOLUÇÃO ESPECTRAL

A Resolução Espectral é inversamente proporcional à quantidade de ciclos amostrados do sinal. Portanto, para aumentar a resolução em frequência deve-se aumentar o número de ciclos amostrados mantendo a mesma frequência de amostragem; conseqüentemente, ocorre um aumento na quantidade de amostras do período analisado.

Na equação (15), apresenta-se a relação da Resolução Espectral, com o aumento dos ciclos do sinal amostrado e a frequência máxima medida.

$$\Delta_f = \frac{f_{max}}{\frac{N}{2}} \quad (15)$$

Onde:  $\Delta f$  é a resolução em frequência,  $f_{max}$  é a frequência máxima medida no sinal e  $N$  é o número de amostras.

Da equação (15), nota-se que ao aumentar o número de amostras  $N$ , o que pode ser feito aumentando a quantidade de ciclos do período amostrado, a resolução espectral aumenta.

Como exemplo, seja a aplicação da equação (15) para as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos, com 1.024 amostras por ciclo e em um sistema de potência com frequência fundamental de 60Hz.

Para o caso de 60 ciclos, a frequência máxima é:

$$f_{max} = \frac{1024}{2} \cdot 60 = 30720 [Hz]$$

Conclui-se que, com a taxa de amostragem de 1.024 amostras por ciclo a frequência máxima medida no sinal é de 30.720 Hz.

Aplicando-se o valor obtido da frequência máxima na equação (15) do delta de frequência, para uma janela de tempo de 12 ciclos, obtém-se:

$$\Delta_f = \frac{1}{0,2 [seg]} = 5 [Hz]$$

Do resultado, conclui-se que para uma janela de tempo de 12 ciclos a resolução de frequência é de 5Hz.

Da mesma forma, para uma janela de tempo de 60 ciclos, obtém-se:

$$\Delta_f = \frac{1}{1 [seg]} = 1 [Hz]$$

Nota-se que na utilização da janela de tempo de 60 ciclos a resolução espectral é de 1Hz.

### 3.5 **LEAKAGE**

O *Leakage* é um fenômeno que provoca o espalhamento da energia contida em uma determinada frequência em frequências adjacentes no espectro, ocasionando, assim, erros no cálculo da amplitude dos harmônicos e inter-harmônicos.

O problema está relacionado à relação entre a frequência de amostragem e as componentes espectrais que se desejam medir. Outro ponto importante é a questão da perda de sincronismo entre estas duas frequências, ou seja, as amostras dentro de uma janela não equivalem a um número inteiro de ciclos e, como consequência, aparece o fenômeno de *Leakage*.

Para demonstração do fenômeno de *Leakage*, criou-se um sinal de amplitude de 1pu e frequência de 10Hz e utilizou-se um janelamento retangular para amostragem dos períodos.

Na Figura 4, apresenta-se um período de 10 ciclos inteiros do sinal, para demonstração do fenômeno de *Leakage*.

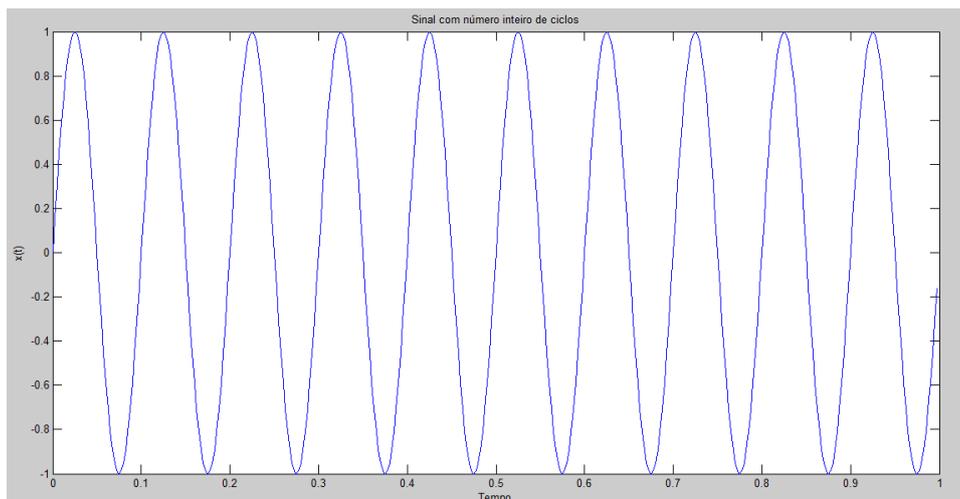


Figura 4: Sinal janelado com período de 10 ciclos

Na Figura 5, apresenta-se o resultado da DFT referente ao sinal.

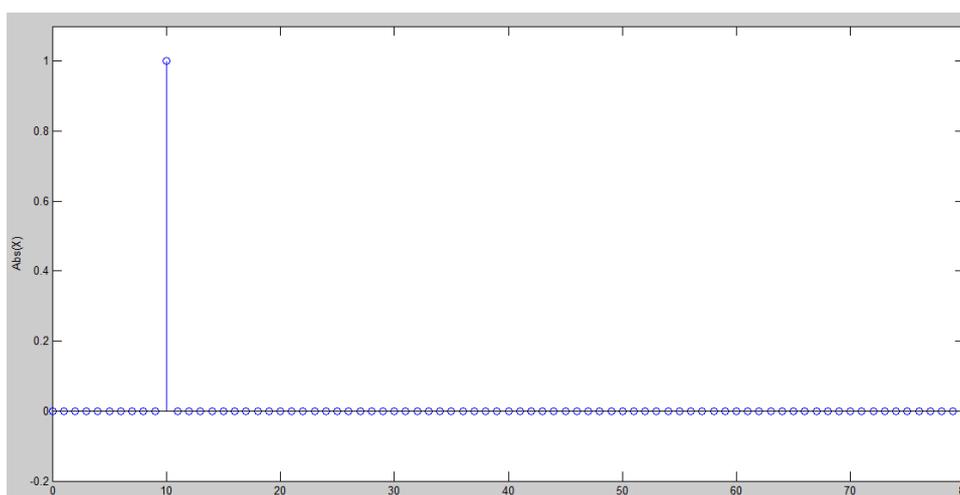


Figura 5: Resultado da DFT do sinal janelado com período de 10 ciclos

Da Figura 5, observa-se na raia de frequência de 10Hz uma amplitude de 1,0 pu e em todas as outras frequências a amplitude obtida foi de 0pu, portanto não ocorreu o fenômeno de *Leakage*. Pode-se concluir que o sinal apresentado foi exatamente o resultado esperado, considerando que o sinal de teste foi janelado com 10 ciclos inteiros, o que garantiu o requisito de periodicidade da DFT.

Como segundo teste, alterou-se o sinal para uma frequência de 11,5Hz e o período de janelamento foi mantido, portanto neste caso o requisito de periodicidade da DFT não foi atendido.

Na Figura 6, apresenta-se o novo período de janelamento, na qual nota-se claramente que não contém um número inteiro de ciclos.

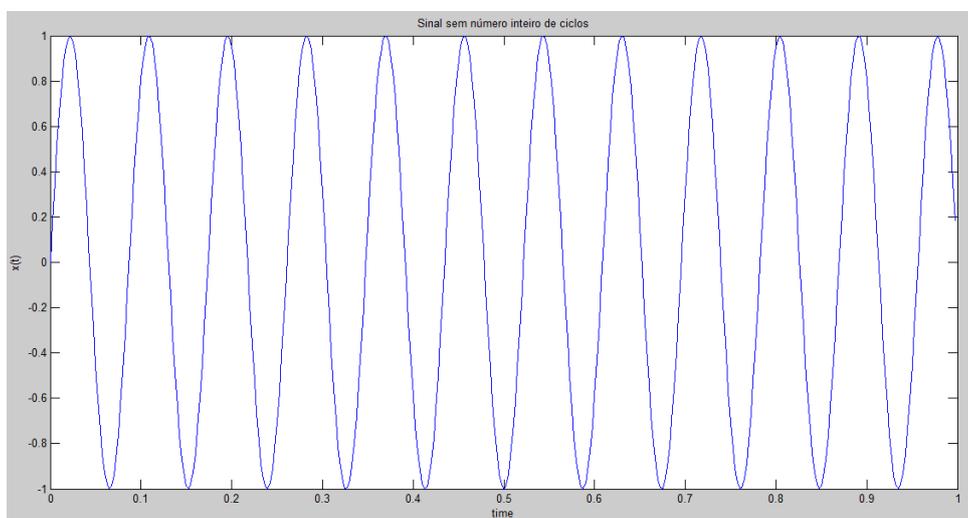


Figura 6: Sinal janelado com período não completo de ciclos

Na Figura 7 apresenta-se o resultado da DFT referente ao sinal gerado que não atendeu ao requisito de periodicidade da DFT.

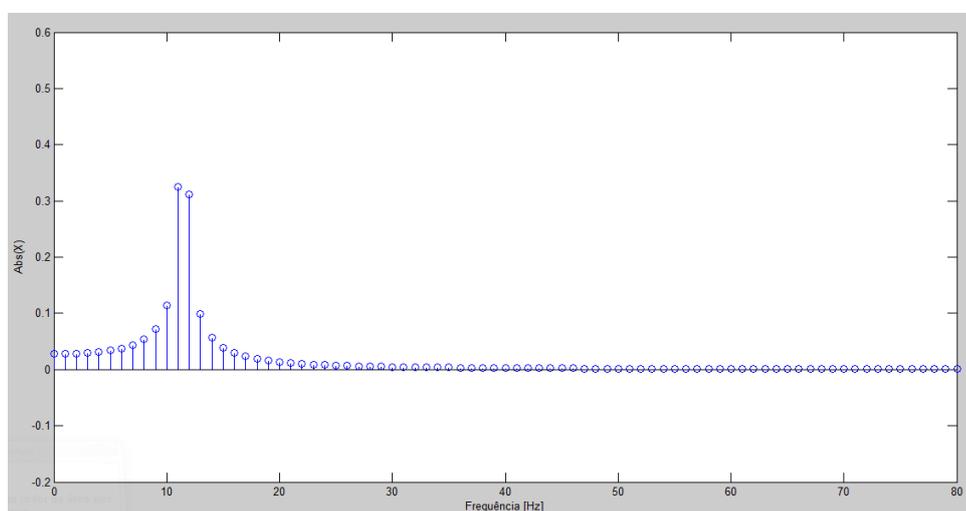


Figura 7: Resultado da DFT do sinal com ciclos não completos no janelamento

Da Figura 7, observa-se que diversas raiais de frequência apresentaram amplitudes superiores a 0pu, portanto neste caso ocorreu o fenômeno de *Leakage*, o que já era esperado, pois o janelamento do sinal não atendeu ao requisito de periodicidade da DFT, além disso o sinal de 11,5 Hz não está medido corretamente.

### 3.6 TÉCNICAS DE JANELAMENTO DE SINAL

Segundo (ANDRADE, et al., 2012) a técnica do janelamento consiste na multiplicação do sinal a ser analisado por uma função que zera, ou aproxima de zero, os extremos do período de amostragem, tornando assim o sinal periódico.

Na equação (16), apresenta-se uma função básica de janelamento.

$$v[n] = x[n] * w[n] \quad (16)$$

Onde:  $v[n]$  é o sinal utilizado no cálculo da DFT;  $x[n]$  é o sinal medido;  $w[n]$  é a função de janelamento utilizada.

A aplicação de janelas ao sinal busca satisfazer o requisito de periodicidade da DFT, permitindo, assim, minimizar os efeitos do *Leakage*. Diferentes tipos de janelas podem ser utilizados.

#### 3.6.1 Janela Retangular

A janela mais simples é a Retangular, que é igual a 1 durante o intervalo de tempo que se pretende analisar e igual a zero fora deste intervalo. A janela retangular no domínio do tempo resulta em uma função sinc no domínio da frequência.

A janela Retangular pode ser modelada através da equação (17), apresentada abaixo.

$$w[n] = 1, 0 \leq n \leq N - 1, \quad n = 0, 1, 2, \dots, N - 1 \quad (17)$$

Na Figura 8, pode-se ver o comportamento no tempo e na frequência da janela Retangular.

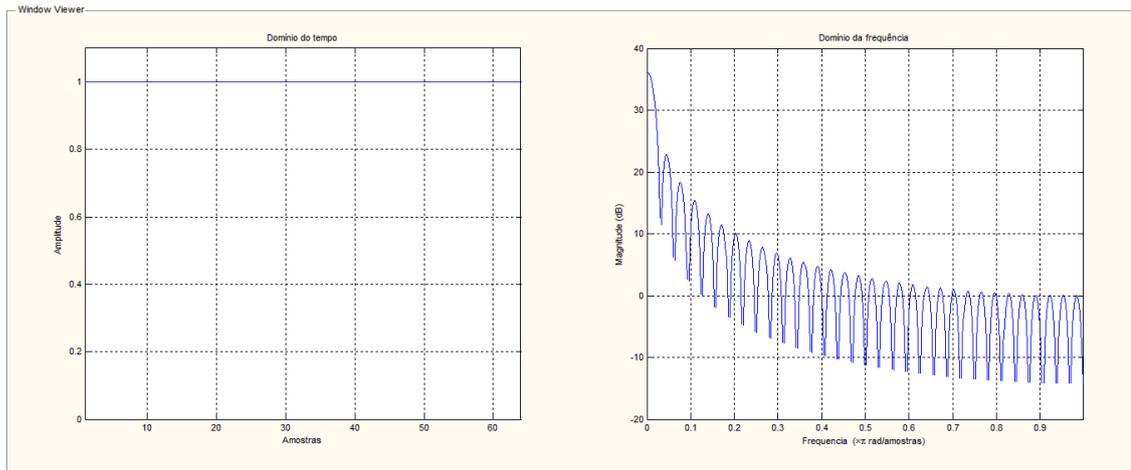


Figura 8: Janelamento retangular

### 3.6.2 Janela *Hanning*

A janela *Hanning* possui uma forma similar a meio ciclo de uma forma de onda senoidal e normalmente é utilizada para análise de transientes que têm a duração maior que a duração da própria janela. A janela *Hanning* tem uma boa resposta em frequência e os erros na detecção da amplitude são relativamente baixos.

Como exemplo de aplicação, pode-se citar medições de níveis de ruído e vibração.

A janela *Hanning* pode ser modelada através da equação (18).

$$w[n] = 0,5 - 0,5 \left( \frac{2\pi n}{N} \right) \cos \quad n = 0,1,2, \dots, N - 1 \quad (18)$$

Na Figura 9, pode-se ver o comportamento no tempo e na frequência da janela *Hanning*.

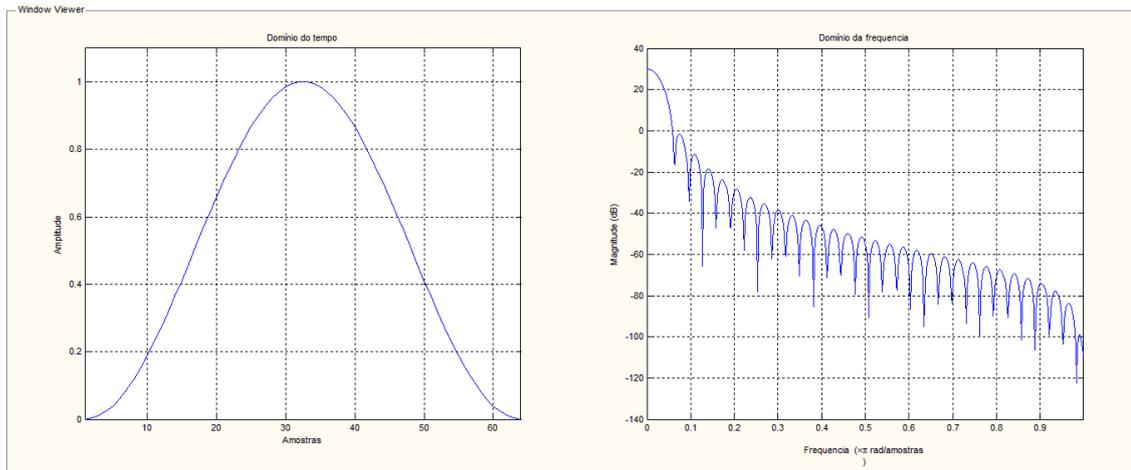


Figura 9: Janelamento *Hanning*

### 3.6.3 Janela *Hamming*

A janela *Hamming* é uma versão modificada da janela *Hanning*, portanto também possui uma forma similar a meio ciclo de uma forma de onda senoidal. As janelas *Hanning* e *Hamming* são muitas parecidas, contudo deve-se observar no gráfico no domínio do tempo que a janela *Hamming* tem uma descontinuidade nos extremos de 0,08 para 0.

A janela *Hamming* pode ser modelada através da equação (19).

$$w[n] = 0,54 - 0,46 \left( \frac{2\pi n}{N} \right) \cos \quad n = 0,1,2, \dots, N - 1 \quad (19)$$

Na Figura 10, pode-se ver o comportamento no tempo e na frequência da janela *Hamming*.

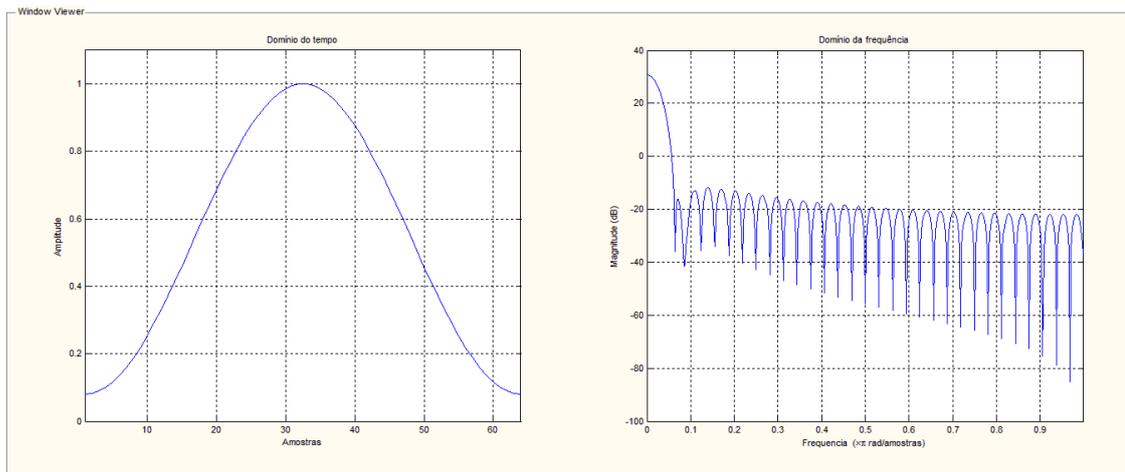


Figura 10: Janelamento *Hamming*

### 3.6.4 Janela *Flattop*

A janela *Flattop* tem a melhor precisão na detecção da amplitude no domínio da frequência em comparação com todas as outras janelas. O erro de amplitude máxima de uma janela *Flattop* é menor que 0,01%, portanto a janela *Flattop* tem sua maior aplicação em medições que requerem maior precisão na detecção da amplitude dos componentes espectrais do sinal.

A janela *Flattop* pode ser modelada através da equação (20).

$$w[n] = a_0 - a_1 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) + a_2 \cos\left(\frac{4\pi n}{N-1}\right) - a_3 \cos\left(\frac{6\pi n}{N-1}\right) + a_4 \cos\left(\frac{8\pi n}{N-1}\right) \quad n = 0,1,2, \dots, N-1 \quad (20)$$

Sendo:  $a_0=0,21557895$ ,  $a_1= 0,41663158$ ,  $a_2= 0,277263158$ ,  $a_3= 0,083578947$  e  $a_4= 0,006947368$ .

Na Figura 11, pode-se ver o comportamento no tempo e na frequência da janela *Flattop*.

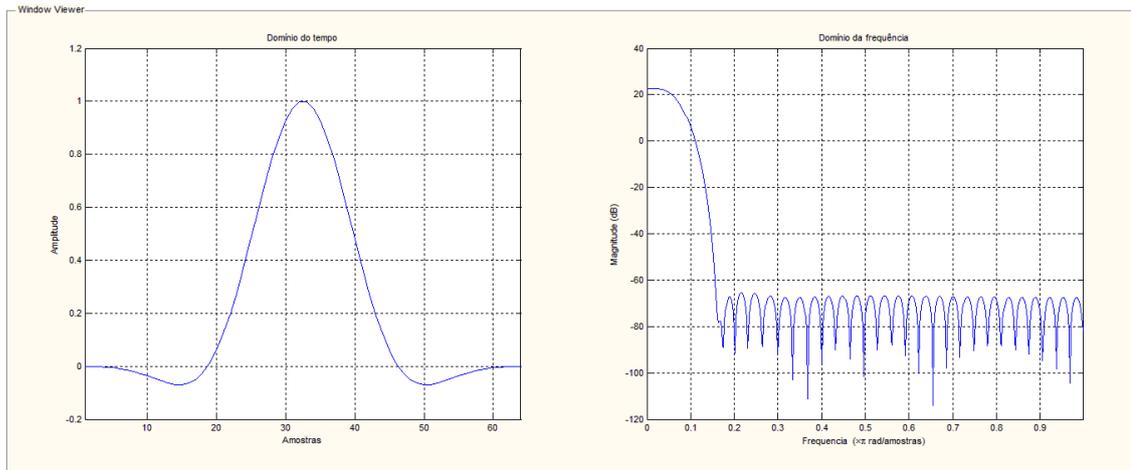


Figura 11: Janelamento *Flatop*

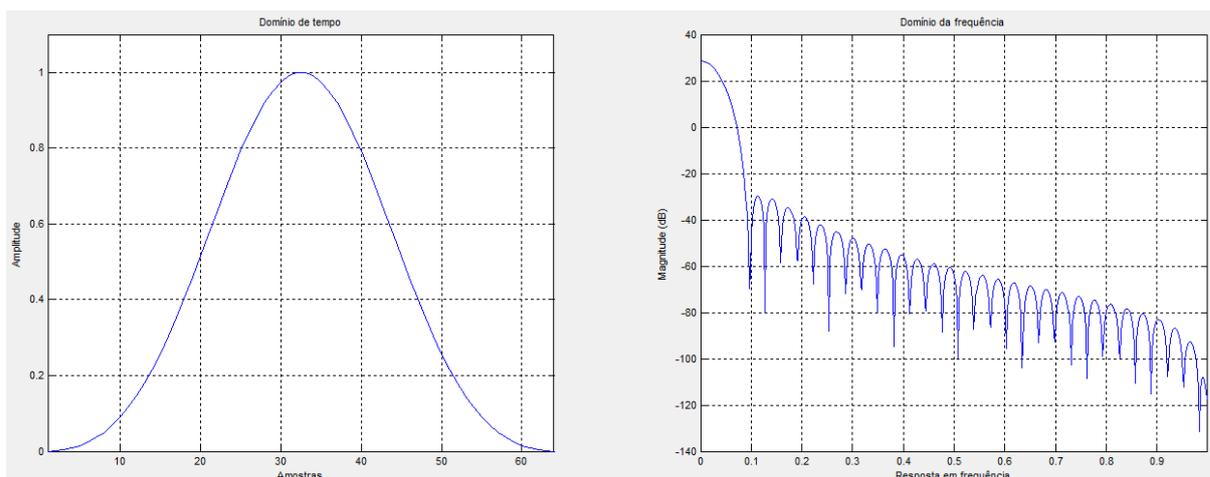
### 3.6.5 Janela *Blackman*

A janela *Blackman* é obtida a partir de modificações na janela *Hamming*, porém tem uma maior atenuação na banda de rejeição e tem menor *ripple* na banda de passagem.

A janela *Blackman* pode ser modelada através da equação (21).

$$w[n] = 0,42 - 0,5 \left( \frac{2\pi n}{N-1} \right) \cos + 0,08 \left( \frac{4\pi n}{N-1} \right) \cos, \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (21)$$

Na Figura 12, pode-se ver o comportamento no tempo e na frequência da janela *Blackman*.

Figura 12: Janelamento *Blackman*

### 3.7 DETECÇÃO DO CRUZAMENTO POR ZERO

Para que seja possível separar corretamente as janelas de tempo, é necessário determinar os cruzamentos por zero dos sinais pois, desta forma, se torna possível determinar as amostras inicial e final de cada janela de tempo utilizada nos cálculos.

A detecção do cruzamento por zero de uma onda senoidal nada mais é que o exato momento que a tensão é igual a zero volt ou a corrente é zero ampere, ou seja, na passagem do semiciclo positivo para o semiciclo negativo ou vice-versa.

Normalmente, os circuitos de detecção de cruzamento por zero são aplicados em equipamentos que fazem o controle de cargas em Corrente Alternada, por exemplo: *Dimmers* para lâmpadas, controle de velocidade de pequenos motores, medidor de fase, frequencímetros, dentre outros.

Um circuito detector de cruzamento por zero é uma aplicação que pode ser desenvolvida por *hardware* ou *software*. As soluções desenvolvidas por *hardware* podem ser projetadas de várias maneiras, como o uso de transistor, amplificadores operacionais ou ainda usando opto acopladores.

Na Figura 13, apresenta-se um exemplo de solução por *hardware* utilizando um circuito com amplificador operacional na configuração como comparador.

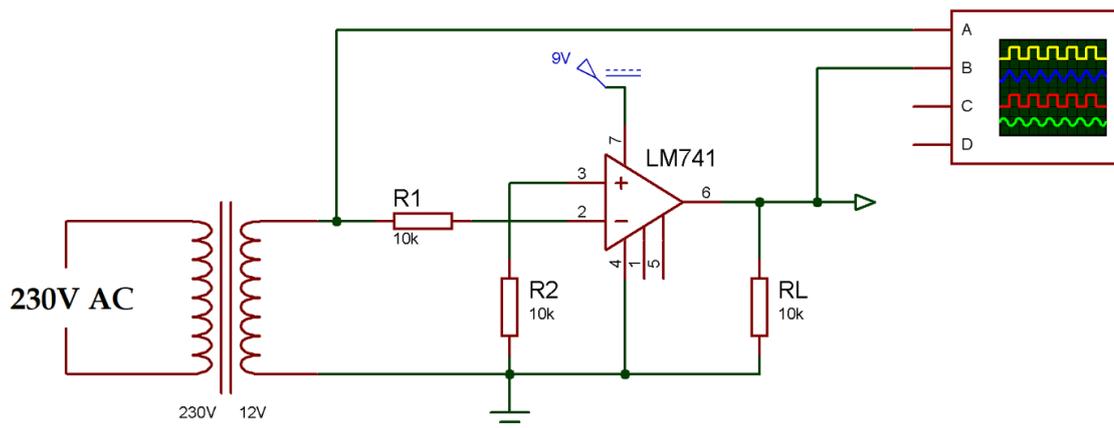


Figura 13: Circuito para detecção de cruzamentos por zero

Na Figura 14, apresenta-se o sincronismo entre o sinal de entrada e sinal de saída no circuito de detecção de cruzamento por zero.

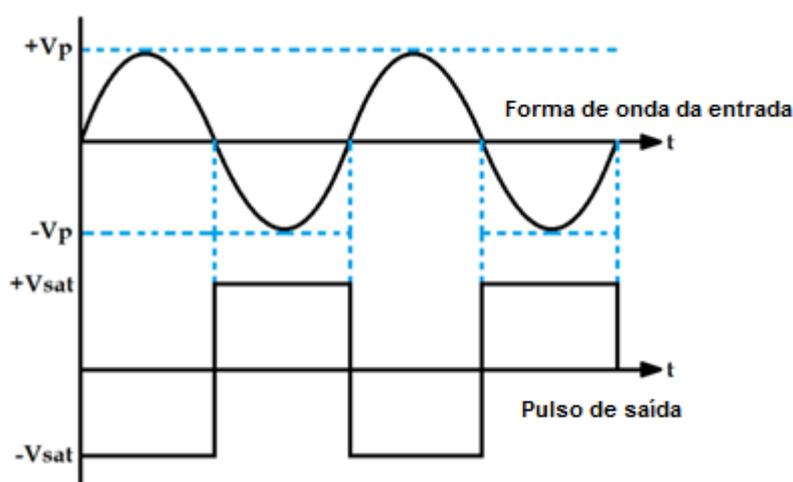


Figura 14: Sinais com cruzamento por zero

Da Figura 14, nota-se que a cada cruzamento por zero ocorre uma troca de nível do sinal do pulso de saída.

Outras técnicas podem ser utilizadas para detecção do cruzamento por zero. Neste trabalho, optou-se por fazer a detecção após a amostragem do sinal, utilizando-se algoritmos no MATLAB (MATLAB, 2014) para detecção dos mesmos.

Para que seja possível utilizar as metodologias desenvolvidas no MATLAB para filtragem dos harmônicos e inter-harmônicos do sinal, utilizou-se um algoritmo de detecção de sinal para cada amostra. O algoritmo compara o sinal de quatro amostras e o cruzamento é detectado quando duas amostras são negativas e duas são

positivas. Esta técnica permite detectar em quais amostras o sinal cruza do semiciclo negativo para o positivo e vice-versa.

Na Figura 15, é apresentado um exemplo das amostras para a detecção do cruzamento por zero.

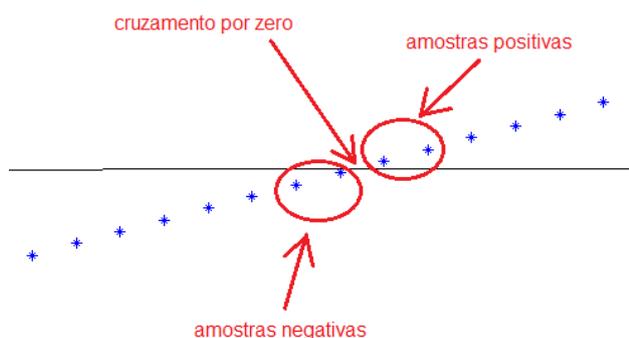


Figura 15: Exemplo de amostras para detecção do cruzamento por zero

A seguir apresenta-se parte do algoritmo que foi utilizado para fazer a detecção do cruzamento por zero. Basicamente, o algoritmo compara as novas amostras com as amostras antigas, sempre mantendo quatro amostras para comparação. No caso do cruzamento por zero do semiciclo negativo para o semiciclo positivo, o cruzamento é detectado quando as duas amostras mais antigas são negativas e as duas amostras mais novas são positivas. O mesmo se aplica a detecção do cruzamento do semiciclo positivo para o semiciclo negativo, porém com os sinais das amostras invertidos.

```
% Detecção do cruzamento por zero analisando os sinais das amostras
while h<=AM;
    if (((Va(1,(h-3))<=0) && (Va(1,(h-2))<=0)) && ((Va(1,(h-1))>=0) && (Va(1,(h))>=0))) ||...
        (((Va(1,(h-3))>=0) && (Va(1,(h-2))>=0)) && ((Va(1,(h-1))<=0) && (Va(1,(h))<=0))));
        cruzamento_zero_Va(1,m)=h-1;
        m=m+1;
    end
end
```

### 3.8 FILTRO DIGITAL

Para que seja possível fazer a correta detecção do cruzamento por zero, deve-se filtrar as componentes harmônicas, inter-harmônicas e sub-harmônicas do sinal evitando, assim, que sejam detectados falsos cruzamentos. Para isso, utiliza-se um filtro digital no processamento do sinal.

Basicamente, pode-se descrever um filtro digital como um sistema que, com as devidas configurações, modifica a forma de onda de um sinal podendo modificar a amplitude e/ou a fase de uma ou mais faixas de frequência, ou seja, um filtro tem a capacidade de remover ou atenuar determinadas frequências de um sinal.

Os filtros digitais podem ser classificados de acordo com seu uso e sua implementação e podem ser divididos em domínio do tempo e domínio da frequência.

No domínio do tempo são usados quando a informação está em forma de onda e se deseja alisar (*smoothing*) o sinal ou remover o nível DC, dentre outras aplicações.

Domínio da frequência são usados quando a informação está contida em amplitude, frequência e fase de componentes senoidais, portanto, utilizados para separar uma faixa de frequência de outra.

Segundo (IFEACHOR et al., 1993), um filtro digital apresenta diferentes características:

- Filtros digitais têm características que não são possíveis obter em filtros analógicos;
- Diferentemente de filtros analógicos, filtros digitais não variam com mudanças de temperatura, o que elimina a necessidade de constantes ajustes;
- Como os filtros digitais são implementados em sistemas microprocessados ou em *softwares*, a resposta em frequência pode ser ajustada automaticamente;
- Diferentes canais de sinais podem ser filtrados utilizando o mesmo algoritmo implementado;

- Os sinais filtrados ou que não foram filtrados podem ser armazenados para utilização e comparação em outras partes do processamento.

Para este trabalho, optou-se por utilizar um filtro passa faixa FIR, portanto um filtro com resposta finita ao impulso (do inglês, FIR – *Finite Impulse Response*), *Windowed-sinc* com janela *Blackman*.

Os filtros FIR *Windowed-sinc* embora lentos são estáveis, são implementados por convolução, o que pode demandar um tempo maior em relação ao processamento.

O filtro FIR *Windowed-sinc* passa faixas é uma combinação entre um filtro passa baixas e um filtro passa altas. Para tanto, deve-se realizar uma convolução de um filtro passa baixas com um filtro passa altas, obtendo-se assim um filtro passa faixa com banda passante entre o filtro passa altas e o filtro passa baixas.

Na Figura 16, apresenta-se a estrutura do filtro passa faixa FIR *Windowed-sinc* utilizado no processo de filtragem do sinal.

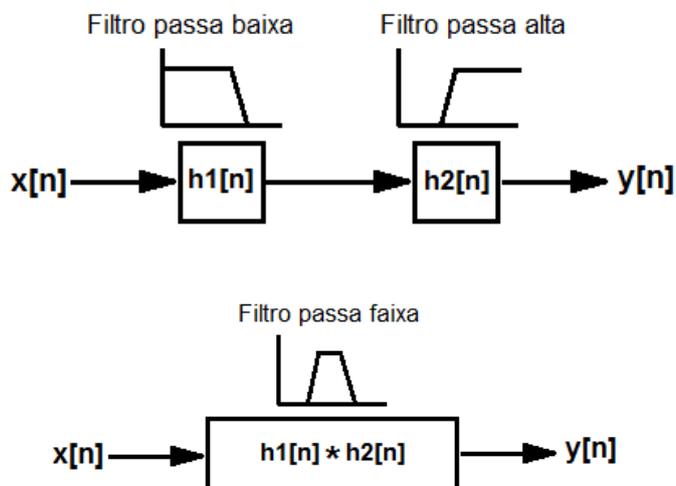


Figura 16: Estrutura do filtro passa faixa

Na equação (22), apresenta-se a função da janela *Blackman* utilizada no filtro do algoritmo de cruzamento por zero.

$$w[n] = 0,42 - 0,5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) + 0,08 \cos\left(\frac{4\pi n}{N}\right) \quad n = 0, 1, 2, \dots, N - 1 \quad (22)$$

Na Figura 17, apresenta-se o *Kernel* do filtro passa faixa FIR *Windowed-sinc*.

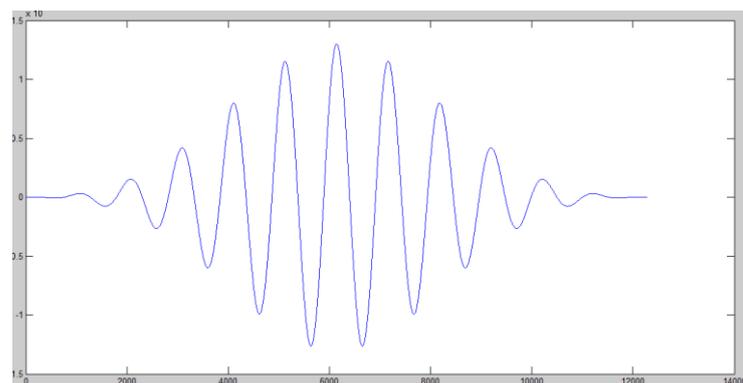


Figura 17: *Kernel* do filtro passa faixa

Na Figura 18, apresenta-se a curva de resposta em frequência do filtro passa faixa FIR *Windowed-sinc*.

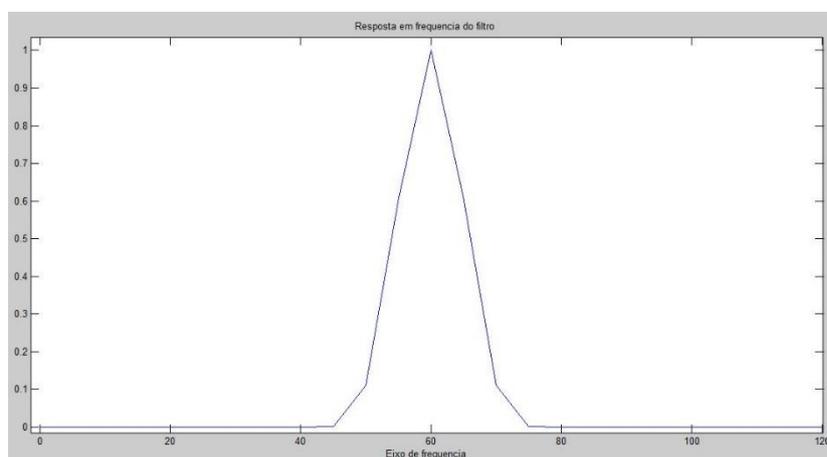


Figura 18: Resposta em frequência do filtro *Windowed sinc*

Da Figura 18, observa-se que a banda de passagem do filtro FIR *Windowed sinc* está centralizada na frequência fundamental do sinal medido, ou seja, 60Hz.

Na Figura 19, apresenta-se um exemplo de sinal com conteúdo harmônico antes do processo de filtragem com o filtro passa faixa FIR *Windowed sinc*.

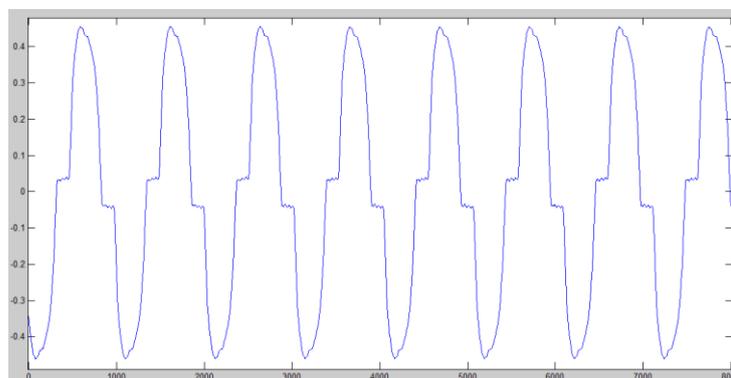


Figura 19: Sinal antes do processo de filtragem

Na Figura 20, apresenta-se o sinal medido após o processo de filtragem.

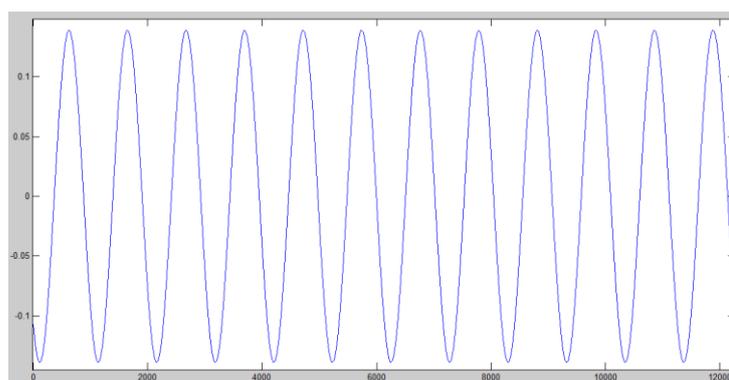


Figura 20: Sinal após o processo de filtragem

Observa-se, portanto, que todos os componentes harmônicos foram filtrados do sinal, permitindo assim a correta detecção do algoritmo de cruzamentos por zero.

### 3.9 FFT COM JANELA DESLIZANTE E SOBREPOSIÇÃO DE AMOSTRAS (*OVERLAP*)

O conceito de janela deslizante consiste em descartar a amostra mais antiga assim que uma nova amostra se torna disponível para ser incluída nos cálculos. Desta forma, o tamanho da janela é sempre o mesmo durante todo o processo.

O recurso de sobreposição de amostras (*Overlap*) proporciona uma maior resolução no tempo do espectro de frequências do sinal medido. A porcentagem configurada para a realização da sobreposição determina a quantidade de amostras

que serão reutilizadas na próxima janela de cálculo da FFT. Grandes percentuais de sobreposição de amostras, por exemplo, mais de 90% de sobreposição, proporcionam uma maior resolução no tempo, porém essa condição de ajuste eleva o tempo de processamento, o que faz com que o processamento *off line* seja mais adequado para essa condição.

Janelas de tempo com mais ciclos proporcionam melhor resolução espectral, porém com resolução no tempo ruim; enquanto janelas de tempo com menos ciclos proporcionam pior resolução espectral com melhor resolução no tempo.

A sobreposição de amostras pode ser utilizada para melhorar a resolução no tempo de janelas de tempo maiores, por exemplo, a janela de tempo de 60 ciclos. Utilizando a sobreposição na janela de tempo de 60 ciclos, ter-se-á uma boa resolução espectral e uma boa resolução no tempo. Em um sinal com conteúdo harmônico de frequências distintas e variação temporal de amplitude, utilizando-se uma janela de tempo de 60 ciclos, sem a sobreposição de amostras, é praticamente impossível observar a variação no tempo da amplitude do harmônico.

A sobreposição das amostras consiste no avanço de apenas uma parte das amostras utilizadas na FFT, por exemplo, uma janela de tempo de 1.024 amostras com sobreposição de 50%, avança apenas 512 amostras para o novo cálculo da FFT, portanto utiliza-se 512 amostras da janela anterior e 512 amostras da nova janela.

A Figura 21 apresenta uma ideia de janelas de tempo com 1.024 amostras sem o conceito da sobreposição de amostras.

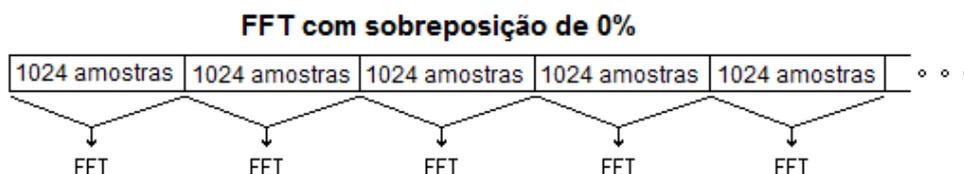


Figura 21: FFT sem sobreposição de amostras

Nota-se que para cada janela de tempo de 1.024 amostras apenas um cálculo de FFT foi realizado.

Já na Figura 22, tem-se as janelas de tempo com 1.024 amostras com o conceito da sobreposição de 75% das amostras.

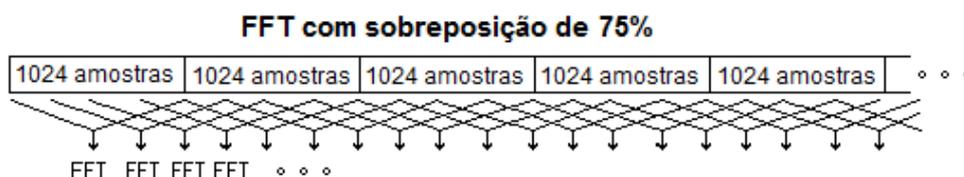


Figura 22: FFT com sobreposição de 75% das amostras

Neste caso, para cada janela de tempo de 1.024 amostras 4 cálculos de FFT foram realizados até que as amostras da primeira janela de tempo fossem totalmente descartadas aumentando assim a resolução no tempo por um fator 4.

A proposta neste trabalho é utilizar a janela deslizante com sobreposição de 90% de amostras para cada janela de tempo, aplicando os mesmos algoritmos para o cálculo do THD, com agrupamento de subgrupo e grupo e as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos. Portanto, a proposta é de apresentar os seguintes indicadores globais de THD utilizando a sobreposição de amostras:

- THD Sob<sub>12</sub> que é o cálculo do THD sem agrupamento e janela de tempo de 12 ciclos.
- THD Sob<sub>60</sub> que é o cálculo do THD sem agrupamento e janela de tempo de 60 ciclos.
- THDS Sob<sub>12</sub> que é o cálculo do THD com agrupamento de subgrupo e janela de tempo de 12 ciclos.
- THDS Sob<sub>60</sub> que é o cálculo do THD com agrupamento de subgrupo e janela de tempo de 60 ciclos.
- THDG Sob<sub>12</sub> que é o cálculo do THD com agrupamento de grupo e janela de tempo de 12 ciclos.

- THDG Sob<sub>60</sub> que é o cálculo do THD com agrupamento de grupo e janela de tempo de 60 ciclos.

### 3.10 ESTIMAÇÃO PELO MÉTODO PARAMÉTRICO ESPRIT

O método paramétrico ESPRIT (*Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques*) é uma das principais técnicas de estimação modal aplicada a sinais transitórios. A estimação de parâmetros de sinal via técnicas de invariância rotacional (ESPRIT) (Walker, 2002) atingem maior resolução para a medição de inter-harmônicos. No entanto, a estimação precisa de algoritmos que dependem muito da informação prévia da ordem do modelo e os algoritmos demandam um processamento elevado.

É a técnica de estimação de frequência, amplitude fase e decaimentos de harmônicos e inter-harmônicos, via invariância rotacional (ESPRIT) que explora uma relação determinística entre subespaço (Yang, 2015). De acordo com (Manolakis & Ingle, 2005), a essência da técnica está na propriedade de invariância rotacional do subespaço utilizado para estimação dos parâmetros.

A proposta é aplicar o método ESPRIT nos mesmos sinais que foram aplicados a FFT, podendo assim avaliar e comparar os resultados entre todos os métodos utilizados.

#### 3.10.1 Algoritmo ESPRIT

Segundo (Gu, 2008) e (Yang, 2015) a equação (23) descreve o modelo paramétrico para um sinal de potência  $v(n)$ .

$$v(n) = s(n) + w(n) = \sum_{k=1}^k a_k e^{-\beta_k n} \cos(nw_k + \varphi_k) + w(n) \quad (23)$$

Onde:

$$\cos(\alpha) = \frac{e^{j\alpha} + e^{-j\alpha}}{2} \quad (24)$$

Substituindo a equação (24) na equação (23), obtém-se:

$$v(n) = \sum_{k=1}^k a_k e^{-\beta_k n} \left( \frac{e^{j(nw_k + \varphi_k)} + e^{-j(nw_k + \varphi_k)}}{2} \right) + w(n) \quad (25)$$

Considerando apenas o espectro positivo do sinal, obtém-se:

$$v^* = \sum_{k=1}^k a_k e^{-\beta_k n} \left( \frac{e^{j(nw_k + \varphi_k)}}{2} \right) + w(n) \quad (26)$$

Rearranjando a equação (26):

$$v^*(n) = \sum_{k=1}^k A_k e^{-(\beta_k + jw_k)n} + w(n) \quad (27)$$

Onde:

$s(n)$ : É a parte do sinal senoidal (incluindo a componente fundamental e todas as componentes harmônicas e inter-harmônicas);

$w(n)$ : Ruído branco com média zero;

$a_k$ : Amplitude ( $a_k \geq 0$  para evitar ambiguidades);

$w_k$ : Frequência angular ( $w_k = 2\pi f_k$ );

$\varphi_k$ : Fase inicial;

$K$ : Número de senóides;

$\beta_k$ : Fator de amortecimento ( $\beta_k = 0$ , senóides sem amortecimento).

Reescrevendo a equação (23) na forma exponencial, obtém-se:

$$v^*(n) = s^*(n) + w(n) \sum_k^{k=1} \underline{A}_k e^{-(\beta_k + jw_k)n} + w(n) \quad (28)$$

Considerando a forma exponencial complexa da equação (28) e assumindo as senóides sem amortecimento, portando  $\beta_k=0$ , considerando-se um vetor de dados ou vetor de amostras de tamanho M, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v^*(n) \\ v^*(n+1) \\ \vdots \\ v^*(n+M-1) \end{bmatrix} = \sum_{k=1}^k \begin{bmatrix} s^*(n) \\ s^*(n+1) \\ \vdots \\ s_k^*(n+M-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w(n) \\ w(n+1) \\ \vdots \\ w(n+M-1) \end{bmatrix} \quad (29)$$

A equação (28) consiste em K componentes harmônicas, portanto:

$$s^*(n) = \sum_{k=1}^k s_i^* = \sum_{k=1}^k \underline{A}_k e^{jw_k n} \quad (30)$$

e o  $k^{\text{ésimo}}$  componente do vetor pode ser escrito por:

$$s_k^*(n) = \begin{bmatrix} s_k^*(n) \\ s_k^*(n+1) \\ \vdots \\ s_k^*(n+M-1) \end{bmatrix} = \underline{A}_k e^{jw_k n} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{jw_k} \\ \vdots \\ e^{j(M-1)w_k} \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$\begin{aligned}
 v^*(n) &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{jw_1} & e^{jw_2} & \dots & e^{jw_{\tilde{k}}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j(M-1)w_1} & e^{j(M-1)w_2} & \dots & e^{j(M-1)w_{\tilde{k}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{jw_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{jw_2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{jw_{\tilde{k}}} \end{bmatrix} \\
 & \quad [\underline{A}_1 \quad \underline{A}_2 \quad \dots \quad \underline{A}_{\tilde{k}}]^T + \begin{bmatrix} w(n) \\ w(n+1) \\ \vdots \\ w(n+M-1) \end{bmatrix} \quad (32)
 \end{aligned}$$

$$v^*(n) = E\Phi^n \underline{A} + w(n) \quad (33)$$

Usando o modelo senoidal da equação (28) e fazendo um deslocamento no tempo de uma amostra do sinal, consegue-se provar que é igual ao seu deslocamento de fase:

$$s^*(n+1) = \sum_{k=1}^k \underline{A}_k e^{jw_k(n+1)} = \sum_{k=1}^k s_k^*(n) e^{jw_k} \quad (34)$$

Dessa forma, o vetor de dados deslocados no tempo será:

$$v(n) = v^*(n) = [v^*(n+1) \quad \dots \quad v^*(n+M)]^T \quad (35)$$

Que resulta em:

$$v^*(n) = E\Phi^{n+1} \underline{A} + w(n+1) \quad (36)$$

Esse ajuste das equações do algoritmo do método ESPRIT é realizado para estabelecer o vetor de amostras de tamanho M e determinar quantas componentes de frequência K (ordem) estão contidas no sinal a ser avaliado. No caso do algoritmo ESPRIT o número de componentes espectrais K a serem estimadas deve ser

multiplicado por 2, uma vez que a análise matemática da construção do algoritmo estabelece um valor positivo e outro negativo para a mesma componente espectral, porém deve-se considerar apenas o valor positivo do espectro.

Utilizando-se as definições da matriz de autocorrelação  $R_v = E\{v^*(n)v^H(n)\}$ , e da matriz de correlação cruzada  $R_{vv} = E\{v^*(n)\tilde{v}^H(n)\}$ , da relação entre as equações (28) e a equação (33), obtém-se:

$$R_v = E\{v^*(n)v^H(n)\} = \underline{EAA^H}E^H + \sigma_w^2 I = H_{M \times K} + \sigma_w^2 I \quad (37)$$

$$R_{vv} = E\{v^*(n)\tilde{v}^H(n)\} = \underline{EAA^H}\Phi^HE^H + \sigma_w^2 Q = R_{s\tilde{s}} + \sigma_w^2 Q \quad (38)$$

Onde:  $\tilde{s}(n) = s^*(n+1)$ , e Q é definido por:

$$Q = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (39)$$

Considerando a generalização dos autovalores no subespaço de sinal, obtém-se:

$$H_{M \times K} u_i = \lambda_i R_{s\tilde{s}} u_i, \quad i = 1, \dots, k \quad (40)$$

Onde:  $u_i$  são os autovetores generalizados de  $(H_{M \times K}, R_{s\tilde{s}})$ . Substituindo as equações (37) e (38) na equação (40), obtém-se:

$$\underline{EAA^H}E^H u_i = \lambda_i \underline{EAA^H}\Phi^HE^H u_i, \quad i = 1, \dots, k \quad (41)$$

$$\underline{EAA^H}E^H u_i - \lambda_i \underline{EAA^H}\Phi^HE^H u_i = 0, \quad i = 1, \dots, k \quad (42)$$

$$E\underline{A}A^H(I - \lambda_i\Phi^H)E^H u_i = 0, \quad i = 1, \dots, k \quad (43)$$

As componentes espectrais ( $f_i$ ) do sinal são definidas por:

$$\lambda_i = e^{j\omega_i} = e^{j2\pi f_i}, \quad i = 1, \dots, k \quad (44)$$

A matriz de autocorrelação  $R_v$  é construída a partir do vetor do sinal, dessa forma o tamanho da matriz será  $M \times M$ . Na prática, na matriz de autocorrelação de dados é feita uma Decomposição em Valores Singulares (SVD) e retirada uma outra matriz  $H_s$  contendo os autovalores do sinal e os autovalores do ruído.

Como a matriz  $H_s$  contém os autovalores do ruído é necessário aplicar alguma técnica para descartar o ruído (*denoising*). Como os autovalores com mais energia são aqueles que irão estimar as componentes espectrais do sinal, cria-se a matriz  $H_{M \times K}$  ou a matriz  $H_{M \times \text{ordem}}$ . Essa matriz é subdividida em duas sub-matrizes.

Dividindo as sub-matrizes formadas uma pela outra, utilizando-se um procedimento baseado em mínimos quadrados (*LeastSquare*), encontra-se os autovalores ( $\lambda_i$ ) formando uma nova matriz.

Para o cálculo das componentes espectrais do sinal, obtém-se:

$$f_{\text{aparente}} = \text{Im} \left( \text{In} \left( \frac{\lambda_i}{2\pi} \right) \right) \quad (45)$$

Para o cálculo das amplitudes, tem-se a matriz  $A_1$  (que utiliza os autovalores  $\Phi$ ) com o número de linhas do tamanho do sinal ( $N$ ) e o número de colunas de acordo com as componentes de frequência  $K$  ou a ordem do sinal, dada por:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ (\lambda_1)^1 & (-\lambda_1)^1 & (\lambda_2)^1 & \dots & (-\lambda_{ordem})^1 \\ (\lambda_1)^2 & (-\lambda_1)^2 & (\lambda_2)^2 & \dots & (-\lambda_{ordem})^2 \\ (\lambda_1)^3 & (-\lambda_1)^3 & (\lambda_2)^3 & \dots & (-\lambda_{ordem})^3 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ (\lambda_1)^{N-1} & (-\lambda_1)^{N-1} & (\lambda_2)^{N-1} & \dots & (-\lambda_{ordem})^{N-1} \end{bmatrix} \quad (46)$$

Uma nova aplicação baseada nos mínimos quadrados (*Least Square*) é realizada utilizando a matriz  $A_1$ . O sistema é resolvido encontrando o valor absoluto do vetor  $\beta$  (vetor com amplitude e fase das senóides) que é multiplicado por dois para determinar os valores das amplitudes.

$$A_1\beta = v \quad (47)$$

Onde:  $v$  é o vetor do sinal analisado.

$$a_{aparente} = |2 * \beta| \quad (48)$$

Uma vez realizado o desenvolvimento em mínimos quadrados utilizando a matriz  $A_1$  para encontrar o vetor absoluto vetor  $\beta$  (vetor com amplitude e fase das senóides), é possível determinar as fases das componentes espectrais do sinal.

$$\varphi = \angle\beta \quad (49)$$

### 3.10.2 Janela deslizante e sobreposição de amostras (*OVERLAP*) com ESPRIT

Utilizando-se o mesmo conceito de janela deslizante aplicado no cálculo utilizando a FFT, o recurso de sobreposição de amostras (*Overlap*) será aplicado no método de estimação ESPRIT, a porcentagem configurada para a realização da sobreposição, determina a quantidade de amostras que serão reutilizadas na próxima janela de cálculo.

A sobreposição de amostras pode ser utilizada para melhorar a resolução no tempo, podendo, assim, estimar componentes espectrais que não faziam parte da janela de tempo anterior.

Para cada janela de tempo utilizada, serão realizados os cálculos do indicador global THD ESPRIT.

### 3.10.3 Cálculo do THD ESPRIT

Após a aplicação do método ESPRIT, aplicando-se o mesmo conceito das IECs para o cálculo do THD, é calculado o indicador global THD ESP utilizando-se as amplitudes e frequências obtidas na estimação.

Na equação (50), apresenta-se o cálculo para o THD ESPRIT.

$$THD ESP_y = \sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} \left( \frac{G_{esp,h}}{G_{esp,1}} \right)^2} \quad (50)$$

Onde:

THD ESP é a Distorção Harmônica Total;

y pode ser substituído por V (THD de tensão) ou I (THD de corrente);

$G_{esp,h}$  é o valor RMS do componente harmônico estimado;

$G_{g,1}$  é o valor RMS do componente fundamental estimado;

$h_{max}$  é o harmônico máximo estimado.

### 3.10.4 Coeficiente de correlação ESPRIT

Outro método para avaliar se a configuração da ordem, quantidade de ciclos e frequência de amostragem utilizados na estimação pelo método ESPRIT estão adequados é calcular o coeficiente de correlação entre o sinal original e o sinal

reconstruído, utilizando, para isto, os componentes de amplitude, frequência e fase obtidos na estimação pelo método ESPRIT.

A covariância de duas variáveis  $X$  e  $Y$  é uma medida da variabilidade conjunta dessas variáveis. Se as variáveis têm covariância positiva tendem a mostrar um comportamento semelhante, ou seja, os menores ou maiores valores da variável  $X$  correspondem aos menores ou maiores da variável  $Y$ . Se a covariância é negativa então as variáveis tendem a mostrar um comportamento oposto, ou seja, os menores ou maiores valores da variável  $X$  não correspondem aos maiores ou menores da variável  $Y$ . Desta forma, pode-se concluir que o sinal da covariância mostra a tendência na relação linear entre as variáveis.

Na equação (51), apresenta-se o método para o cálculo da covariância.

$$cov(X, Y) = \frac{1}{n} \left[ \sum_{i=1}^n x_i y_i - \frac{1}{n} \left( \sum_{i=1}^n x_i \right) \left( \sum_{i=1}^n y_i \right) \right] \quad (51)$$

O coeficiente de correlação é uma função da covariância e é igual a covariância dividida pelo produto dos desvios-padrões das variáveis. Portanto, uma covariância positiva sempre resulta em uma correlação positiva e uma covariância negativa sempre resulta em uma correlação negativa.

Na equação (52), apresenta-se o método para o cálculo do coeficiente de correlação.

$$\rho(X, Y) = \frac{cov(X, Y)}{\sigma_x \sigma_y} \quad (52)$$

Sendo que para cada janela de tempo utilizada para estimação das componentes espectrais e cálculo do THD, também é calculado um valor para o coeficiente de correlação.

### 3.11 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou a teoria dos métodos de decomposição tempo-frequência aplicados aos sinais usados neste trabalho para análise dos harmônicos, inter-harmônicos e sub-harmônicos. É apresentada uma discussão teórica sobre o processamento de sinais como a Transformada Discreta de Fourier, Transformada Rápida de Fourier, Tipos de Janelamento, Filtros Digitais, Algoritmos para Detecção de Cruzamento por Zero, Janela Deslizante com Sobreposição de Amostras e Método de Estimação ESPRIT.

Com relação aos métodos apresentados, ressalta-se a importância da correta implementação dos filtros digitais, pois este é o primeiro passo para que as janelas de tempo sejam corretamente obtidas, caso contrário o requisito de periodicidade não será satisfeito provocando, assim, o fenômeno de espalhamento das energias dos harmônicos e erros da detecção da amplitude e frequência das componentes espectrais. A correta escolha da frequência de amostragem para que não ocorra o erro de *Aliasing* e como a quantidade de ciclos utilizada na janela de amostragem modifica a resolução em frequência da FFT. É destacada, também, a metodologia de cálculo com sobreposição de amostras para que o sinal possa ser analisado em relação ao tempo e frequência e também a estimação das componentes espectrais pelo método ESPRIT.

Este estudo é a base teórica para o desenvolvimento dos algoritmos apresentados nos capítulos seguintes, onde são discutidas alterações nas técnicas de cálculo dos harmônicos, inter-harmônicos e sub-harmônicos.

## **4 CÁLCULO DAS DISTORÇÕES**

## 4 CÁLCULO DAS DISTORÇÕES

### 4.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A IEC (do inglês, *Internacional Electrotechnical Commission*) 61000-4-7 (IEC,2002) é uma norma que estabelece a metodologia de cálculo para as componentes de frequência contidos em sinais de sistemas elétricos de potência. Nessa norma são estabelecidos também alguns métodos para agrupar a energia das componentes espectrais espalhadas ao longo do espectro e estes métodos são denominados como grupos e subgrupos de harmônicos e inter-harmônicos.

Para obtenção dos espectros dos sinais, a IEC 61000-4-7 recomenda o uso da Transformada Discreta de Fourier (do inglês, *Discrete Fourier Transform*), uma janela de tempo retangular de 10 ciclos para 50 Hz e 12 ciclos de 60 Hz.

Os valores dos harmônicos e inter-harmônicos, como já citado anteriormente, dependem da correta estimação das magnitudes das componentes espectrais por meio da FFT e dos agrupamentos de grupo e subgrupo.

Em relação aos inter-harmônicos, ressalta-se que a IEC 61000-4-7 não traz nenhuma definição em relação a um indicador global; é definida apenas a metodologia para agrupamento de grupo e subgrupo. (Yang, 2015), em seu trabalho avaliando a emissão de componentes espectrais em fontes eólicas, sugere a adoção de um índice de distorção inter-harmônica total TID (do inglês, *Total Interharmonic Distortion*) que tem como base os algoritmos de cálculo do THD com agrupamentos de grupo e subgrupo. Lembrando que o termo THD (do inglês, *Total Harmonic Distortion*), já há muito consagrado, é um dos principais parâmetros de QEE em redes de distribuição e em sistemas de potência que possuem cargas não lineares instaladas.

A norma IEC 61000-4-7 e outras normas de qualidade da energia elétrica definem métodos para medição de harmônicos e inter-harmônicos em sistemas

elétricos de potência, porém nenhuma norma define oficialmente o conceito ou um método padrão para a medição dos sub-harmônicos.

Neste capítulo, são apresentadas as definições atuais das IECs para o cálculo dos harmônicos e inter-harmônicos. Apresenta-se a necessidade do agrupamento de grupo e subgrupo para a correta estimação das distorções em sinais que, devido ao elevado conteúdo de distorções, provocam o espalhamento espectral no cálculo da FFT. Demonstra-se a adequação dos algoritmos de agrupamento de grupo e subgrupo das IECs para o uso da janela de tempo de 60 ciclos. Propõe-se uma metodologia para o cálculo dos sub-harmônicos. Por fim, apresenta-se os indicadores globais para harmônicos, inter-harmônicos e subharmônicos.

#### 4.2 DISTORÇÕES HARMÔNICAS E INTER-HARMÔNICAS

De forma ideal, as tensões e correntes dos sistemas elétricos de potência deveriam conter apenas a senóide correspondente à frequência fundamental do sistema, ou seja, 50Hz ou 60Hz, porém raramente os sistemas elétricos têm essa condição. Atualmente o mais comum é que os sistemas tenham fenômenos de qualidade da energia elétrica. Entre estes fenômenos pode-se citar as distorções harmônicas e inter-harmônicas.

Por definição da IEC, as componentes harmônicas são frequências múltiplas inteiras da frequência fundamental do sistema de distribuição de potência (IEEE-519, 2014), cujos índices globais que devem ser calculados são:

- THD (do inglês, *Total Harmonic Distortion*);
- THDS (do inglês, *Subgroup Total Harmonic Distortion*);
- THDG (do inglês, *Group Total Harmonic Distortion*).

Os inter-harmônicos são componentes espectrais que não são múltiplos inteiros da frequência fundamental do sistema de distribuição de potência, cujos índices que devem ser calculados pela IEC são:

- $Y_{ig,h}$  (*Value of Interharmonic Group*);

-  $Y_{isg,h}$  (*Value of Interharmonic Sungroup*);

Os sub-harmônicos podem ser considerados um caso particular de inter-harmônicos, ou seja, são frequências que não são múltiplas da frequência fundamental e são inferiores à frequência fundamental, porém não existem índices definidos nas IECs para o cálculo da distorção sub-harmônica.

Na Figura 23, apresenta-se um exemplo de um sinal com frequência fundamental somada a um harmônico com frequência de 180Hz.

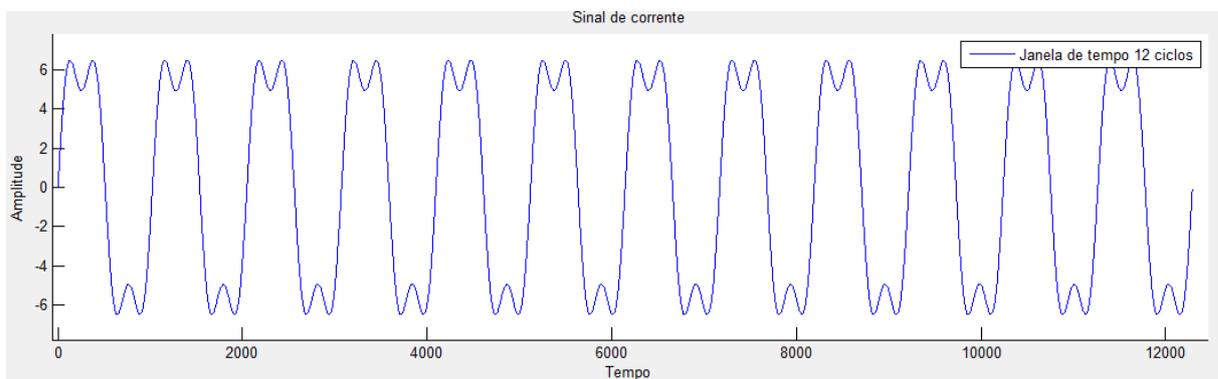


Figura 23: Sinal com frequência fundamental mais harmônico de 180Hz

Da Figura 23, é possível perceber que o harmônico de terceira ordem representa uma distorção periódica na forma de onda.

Na Figura 24, apresenta-se um exemplo de um sinal com frequência fundamental somada a um inter-harmônico com frequência de 213Hz.

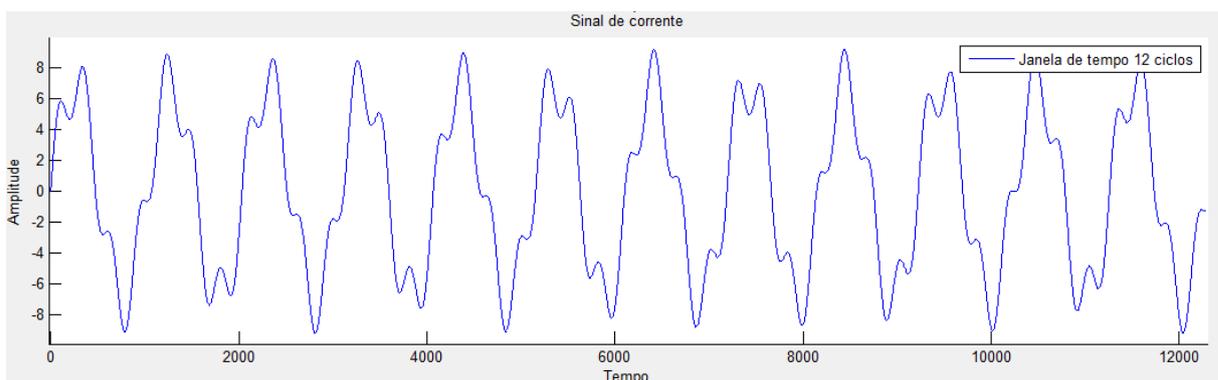


Figura 24: Sinal com frequência fundamental mais inter-harmônico de 213Hz

Da Figura 24, percebe-se que o inter-harmônico de 213Hz provoca uma distorção não periódica na forma de onda.

#### 4.3 PADRÃO DE CÁLCULO DAS DISTORÇÕES PELA IEC

Conforme já citado, a IEC desenvolveu dois padrões para a medição dos harmônicos e inter-harmônicos, a IEC 61000-4-30 e a IEC 61000-4-7. Essas normas demonstram os principais protocolos internacionais para medição das distorções.

Os protocolos para a medição das distorções podem ser divididos em métodos de cálculos, métodos de agregação e métodos de quantificação. O método de agregação, que não será avaliado neste trabalho, é utilizado para fazer uma média do parâmetro de qualidade em determinados períodos de tempo.

Os métodos de cálculo são divididos em: processamento dos sinais para obtenção das componentes espectrais, agrupamento de grupo e subgrupo e os cálculos dos indicadores de QEE para as distorções.

#### 4.4 AGRUPAMENTO DE GRUPO E SUBGRUPO PARA O CÁLCULO DAS DISTORÇÕES

Em sinais com conteúdo espectral que não sejam harmônicos, a determinação da distorção harmônica total com precisão torna-se praticamente impossível, a qual muito frequentemente resultam em erros e no espalhamento espectral do sinal.

O espalhamento do espectro faz com que as energias de determinadas frequências sejam dispersadas em frequências vizinhas, não permitindo, assim, a correta estimativa da amplitude das componentes espectrais.

Alguns problemas podem ocasionar o espalhamento espectral da frequência. Tal espalhamento proporciona o surgimento de componentes de frequências que na realidade não existem.

O fenômeno de espalhamento espectral pode ocorrer devido ao fato de haver algum componente inter-harmônico fora da resolução da frequência da FFT ou pelo fato do sinal ter sido amostrado de forma assíncrona.

A IEC 61000-4-7 (IEC,2002) apresenta os algoritmos de agrupamento por grupo e subgrupo de harmônicos e inter-harmônicos.

Os grupos e subgrupos de harmônicos e inter-harmônicos têm como função agrupar as energias dos componentes espalhados ao longo do espectro de frequência e estabelecer as suas respectivas amplitudes.

As equações (53) e (54) são apresentadas na IEC 61000-4-7 (IEC,2002) para o cálculo dos grupos e subgrupos de harmônicos para janela de tempo de 12 ciclos em 60 Hz.

Na equação (53), apresenta-se o cálculo do agrupamento de grupo para harmônicos, utilizando-se uma janela de tempo de 12 ciclos.

$$G_{g12,h}^2 = \frac{C_{kh-6}^2}{2} + \sum_{i=-5}^5 C_{kh+i}^2 + \frac{C_{kh+6}^2}{2} \quad (53)$$

Onde:  $G_{g12,h}$  é o índice de agrupamento de grupo para janela de tempo de 12 ciclos para cada harmônico e  $C_{kh}$  é o índice do vetor  $Z(l)$  de saída da FFT.

Na equação (54), apresenta-se o cálculo do agrupamento de subgrupo para harmônicos, utilizando-se uma janela de tempo de 12 ciclos.

$$G_{sg12,h}^2 = \sum_{i=-1}^1 C_{kh+i}^2 \quad (54)$$

Onde:  $G_{sg12,h}$  é o índice de agrupamento de subgrupo para janela de tempo de 12 ciclos para cada harmônico e  $C_{kh}$  é o índice do vetor de saída da FFT.

As equações (55) e (56) são apresentadas na IEC 61000-4-7 (IEC,2002) para o cálculo dos grupos e subgrupos de inter-harmônicos para janela de tempo de 12 ciclos em 60 Hz.

Na equação (55), apresenta-se o cálculo do agrupamento de grupo para inter-harmônicos, utilizando-se uma janela de tempo de 12 ciclos.

$$G_{ig12,h}^2 = \sum_{i=1}^{11} C_{kh+i}^2 \tag{55}$$

Onde:  $G_{ig12,h}$  é o índice de agrupamento de grupo para janela de tempo de 12 ciclos para cada inter-harmônico e  $C_{kh}$  é o índice do vetor de saída da FFT.

Na equação (56), apresenta-se o cálculo do agrupamento de subgrupo para inter-harmônicos, utilizando-se uma janela de tempo de 12 ciclos.

$$G_{isg12,h}^2 = \sum_{i=2}^{10} C_{kh+i}^2 \tag{56}$$

Onde:  $G_{isg12,h}$  é o índice de agrupamento de subgrupo para janela de tempo de 12 ciclos para cada inter-harmônico e  $C_{kh}$  é o índice do vetor de saída da FFT.

Na Figura 25 e na Figura 26, são apresentados os conceitos que definem as amplitudes dos diversos grupos e subgrupos da IEC 61000-4-7 (IEC,2002), tanto para harmônicos quanto para inter-harmônicos.

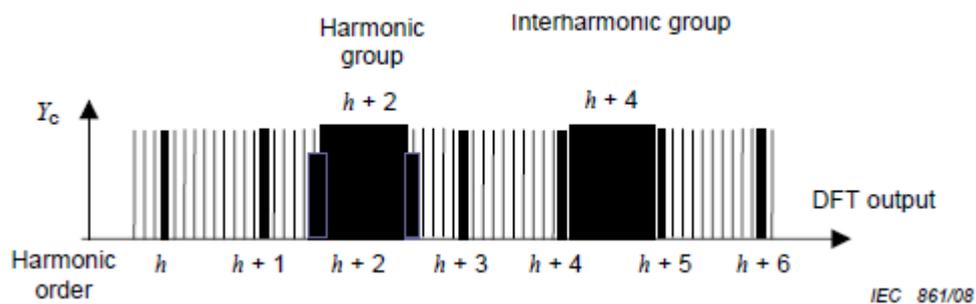


Figura 25: Agrupamento Grupo (IEC 61000-4-7)

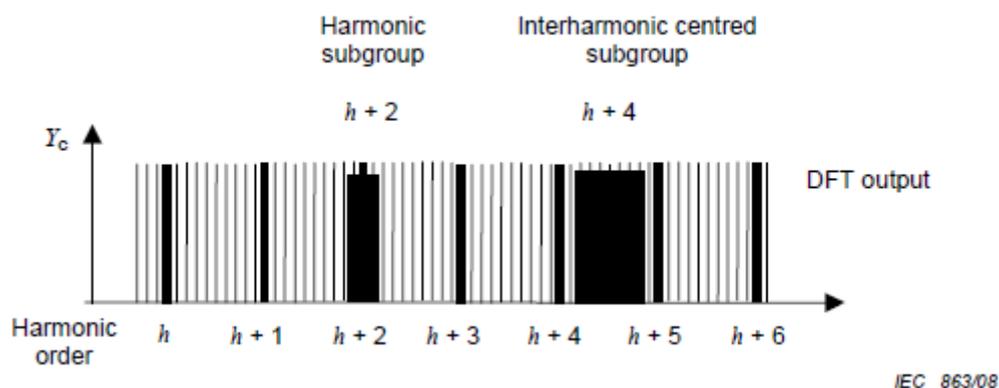


Figura 26: Agrupamento Subgrupo (IEC 61000-4-7)

Da equação (53) de agrupamento de grupo e da Figura 25, para o cálculo dos harmônicos de grupo  $g_{12,h}$ , nota-se que foram utilizadas 6 raias laterais à esquerda e 6 raias laterais à direita, com resolução do espectro de 5 em 5 Hz.

Da equação (54) de agrupamento de subgrupo e da Figura 26, para o cálculo dos harmônicos de subgrupo  $sg_{12,h}$ , nota-se que foram utilizadas apenas 1 raia lateral à esquerda e 1 raia lateral à direita, com resolução do espectro de 5 em 5 Hz.

Da equação (55) de agrupamento de grupo e da Figura 25, para o cálculo dos inter-harmônicos de grupo  $ig_{12,h}$ , nota-se que foram utilizadas 11 raias do espectro de frequência, iniciando-se na primeira raia de frequência após o harmônico e finalizando na última raia de frequência antes do harmônico seguinte, com resolução do espectro de 5 em 5 Hz.

Da equação (56) de agrupamento de subgrupo e da Figura 26, para o cálculo dos inter-harmônicos de subgrupo  $isg_{12,h}$ , nota-se que foram utilizadas 9 raias do espectro de frequência, iniciando-se na segunda raia de frequência após o harmônico e finalizando na penúltima raia de frequência antes do harmônico seguinte, com resolução do espectro de 5 em 5 Hz.

Conforme já citado anteriormente, uma das propostas deste trabalho é aumentar a janela de tempo utilizada na FFT com a finalidade de aumentar a resolução do espectro obtido. Como já demonstrado, a resolução espectral da FFT para a janela proposta é de 1Hz, portanto não compatível com os algoritmos de agrupamento apresentados na IEC.

Para que os algoritmos de agrupamento de grupo e subgrupo possam ser aplicados no espectro de frequências obtido com a janela de tempo de 60 ciclos, foi necessário adequar as equações de agrupamento da IEC. A adequação consiste em aumentar o número de raias laterais utilizadas no cálculo dos agrupamentos.

Na equação (57), apresenta-se a alteração na quantidade de raias laterais utilizando-se a janela de tempo de 60 ciclos. Tal alteração consiste em utilizar 30 raias laterais para cada harmônico, totalizando 60 raias laterais para o agrupamento de grupo dos harmônicos.

$$G_{g60,h}^2 = \frac{C_{kh-30}^2}{2} + \sum_{i=-29}^{29} C_{kh+i}^2 + \frac{C_{kh+30}^2}{2} \quad (57)$$

Onde:  $G_{g60,h}$  é o índice de agrupamento de grupo para janela de tempo de 60 ciclos para cada harmônico e  $C_{kh}$  é o índice do vetor de saída da FFT.

Na Figura 27, apresenta-se a adequação no conceito de agrupamento de grupo na utilização da janela de tempo de 60 ciclos.

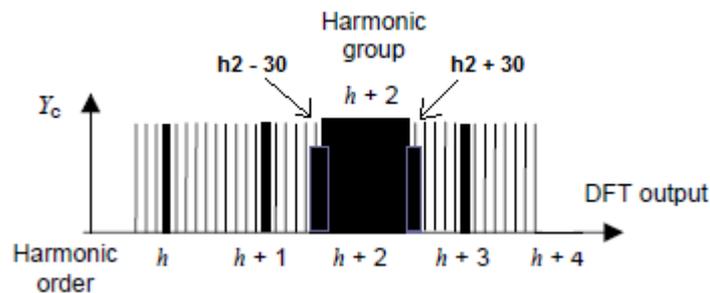


Figura 27: Agrupamento Grupo Harmônicos - janela de tempo de 60 ciclos

Na equação (58), apresenta-se a alteração na quantidade de raias laterais para o agrupamento de subgrupo utilizando-se a janela de tempo de 60 ciclos. Tal alteração consiste em utilizar 5 raias de cada lado, totalizando 10 raias laterais para o agrupamento de subgrupo dos harmônicos.

$$G_{sg60,h}^2 = \sum_{i=-5}^5 C_{kh+i}^2 \quad (58)$$

Onde:  $G_{sg60,h}$  é o índice de agrupamento de subgrupo para janela de tempo de 60 ciclos para cada harmônico e  $C_{kh}$  é o índice do vetor de saída da FFT.

Na Figura 28, apresenta-se a alteração no conceito de agrupamento de subgrupo na utilização da janela de tempo de 60 ciclos, para o cálculo dos harmônicos,

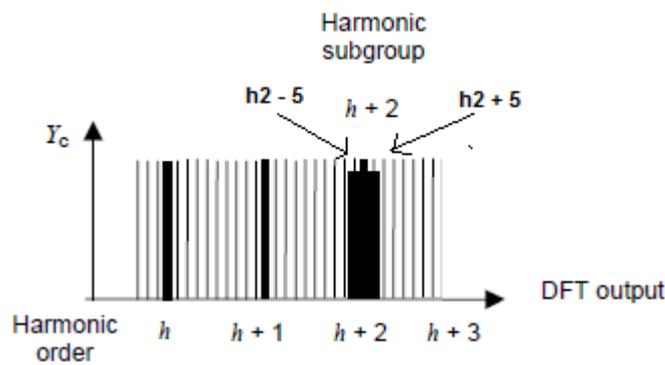


Figura 28: Agrupamento Subgrupo Harmônicos - janela de tempo 60 ciclos

Da mesma forma, é necessário alterar as equações para os agrupamentos dos inter-harmônicos. Na equação (59), apresenta-se a alteração na quantidade de raias laterais utilizando-se a janela de tempo de 60 ciclos, pode-se notar que todo conteúdo espectral entre cada harmônico é utilizado no agrupamento de grupo.

$$G_{ig60,h}^2 = \sum_{i=1}^{59} C_{kh+i}^2 \quad (59)$$

Onde:  $G_{ig60,h}$  é o índice de agrupamento de grupo para janela de tempo de 60 ciclos para cada inter-harmônico e  $C_{kh}$  é o índice do vetor de saída da FFT.

Na Figura 29, apresenta-se a adequação no conceito de agrupamento de grupo na utilização da janela de tempo de 60 ciclos para o cálculo dos inter-harmônicos.

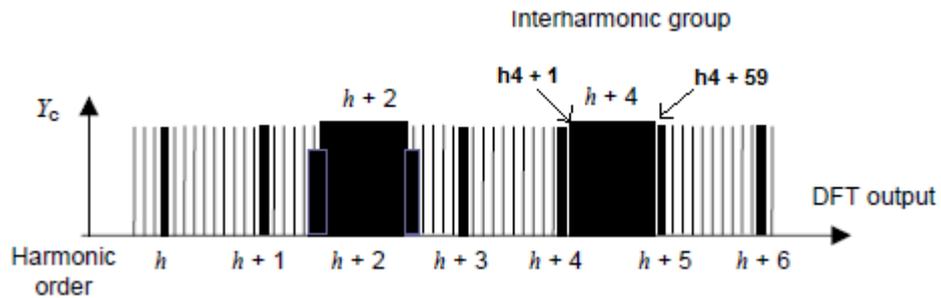


Figura 29: Agrupamento de Grupo Inter-harmônicos – janela de tempo 60 ciclos

Na equação (60), apresenta-se o cálculo do agrupamento de subgrupo para inter-harmônicos, utilizando-se uma janela de tempo de 60 ciclos.

$$G_{isg60,h}^2 = \sum_{i=6}^{54} C_{kh+i}^2 \quad (60)$$

Onde:  $G_{isg60,h}$  é o índice de agrupamento de subgrupo para janela de tempo de 60 ciclos para cada inter-harmônico e  $C_{kh}$  é o índice do vetor de saída da FFT.

Na Figura 30, apresenta-se a adequação no conceito de agrupamento de subgrupo na utilização da janela de tempo de 60 ciclos para o cálculo dos inter-harmônicos.

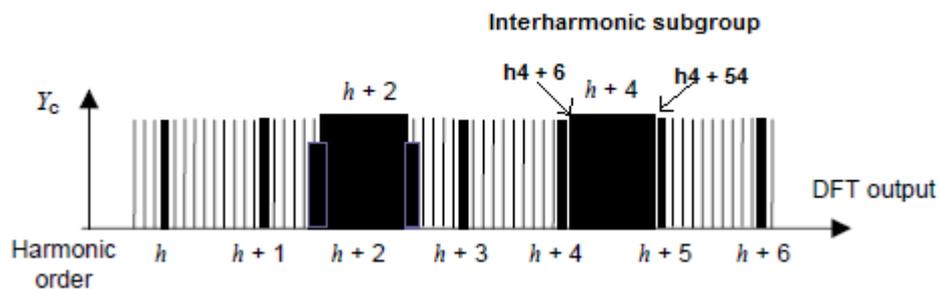


Figura 30: Agrupamento Subgrupo Inter-harmônicos – janela de tempo 60 ciclos

Da equação (57) de agrupamento de grupo e da Figura 27, para o cálculo do índice dos harmônicos de grupo  $g60,h$ , nota-se que foram utilizadas 30 raias laterais à esquerda e 30 raias laterais à direita, com resolução do espectro de 1 em 1 Hz.

Da equação (58) de subgrupo e da Figura 28, para o cálculo do índice dos harmônicos de subgrupo  $sg60,h$ , foram utilizadas 5 raias laterais à esquerda e 5 raias laterais à direita, com resolução do espectro de 1 em 1 Hz.

Da equação (59) de agrupamento de grupo e na Figura 29, para o cálculo do índice dos inter-harmônicos de grupo  $ig60,h$ , foram utilizadas 59 raias do espectro de frequência, iniciando-se na primeira raia de frequência após o harmônico e finalizando na última raia de frequência antes do harmônico seguinte, com resolução do espectro de 1 em 1 Hz.

Da equação (60) de agrupamento de subgrupo e da Figura 30, para o cálculo do índice dos inter-harmônicos de subgrupo  $isg60,h$ , foram utilizadas 49 raias do espectro de frequência, iniciando-se na sexta raia de frequência após o harmônico e finalizando 6 raias de frequência antes do harmônico seguinte, com resolução do espectro de 1 em 1 Hz.

#### 4.5 CÁLCULO DOS SUB-HARMÔNICOS

Os sub-harmônicos podem ser definidos como componentes espectrais nas formas de onda de tensão e corrente com frequências menores do que a frequência fundamental do sistema elétrico de potência.

A norma IEC 61000-4-7 (IEC,2002) e outras normas de qualidade da energia elétrica definem métodos para medição de harmônicos e inter-harmônicos em sistemas elétricos de potência, porém nenhuma norma define oficialmente o conceito ou um método padrão para a medição dos sub-harmônicos.

Existem diferentes tipos de cargas que geram correntes sub-harmônicas tais como, fornos de arco, acionamentos de velocidade ajustáveis, cargas eletrônicas, entre outros.

Um dos principais efeitos das tensões sub-harmônicas é o efeito de *Flicker* (IEEE Interharmonic, 1997), porém segundo (POLICARPO et al., 2000) e (GALLO et al., 2004) outros efeitos sobre motores de indução, transformadores e geradores foram relatados, sendo um dos principais efeitos citados é o aumento de temperatura no enrolamento do estator de motores de indução.

A medição de componentes sub-harmônicos nos sinais de tensão e corrente trata-se de um desafio, pois normalmente esses componentes espectrais têm amplitude baixa, podendo ainda ser afetada por vazamento espectral devido a erros de sincronização entre a janela de amostragem e o sinal medido.

Atualmente, não existem muitas pesquisas ou medições sobre sub-harmônicos no sistema elétrico de potência, muito provavelmente devido à falta de instrumentação adequada.

Conforme supracitado, a norma IEC 61000-4-7 (2002) não especifica os métodos para medição dos sub-harmônicos, tão pouco os métodos para agrupamento de grupo e subgrupo para os sub-harmônicos. A fim de calcular as componentes espectrais sub-harmônicas e baseando-se nos algoritmos da IEC 61000-4-7 (2002), este trabalho propõe um método para o cálculo da magnitude dos sub-harmônicos, utilizando-se os mesmos princípios de cálculo dos harmônicos e inter-harmônicos, em que o cálculo da magnitude é definido como a raiz quadrada da soma ao quadrado dos valores RMS (do inglês, *Root Mean Square*) dos componentes espectrais abaixo da frequência fundamental.

Na Figura 31, apresenta-se o conceito de agrupamento de grupo para o cálculo dos sub-harmônicos.

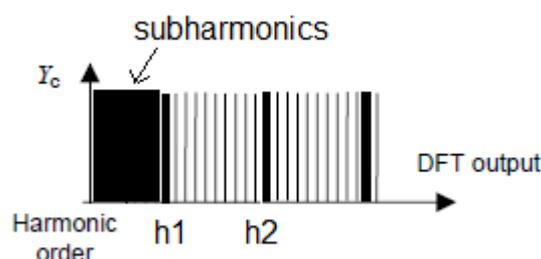


Figura 31: Agrupamento de Grupo Sub-harmônicos

Da Figura 31, nota-se que as componentes espectrais sinalizadas para o cálculo do agrupamento dos sub-harmônicos estão abaixo da frequência fundamental.

Na equação (61), apresenta-se a proposta para o cálculo do agrupamento de grupo para sub-harmônicos, utilizando-se uma janela de tempo de 12 ciclos.

$$G_{subg12,h}^2 = \sum_{i=1}^{11} C_{kh+i}^2 \quad (61)$$

Onde:  $G_{subg12,h}$  é o índice de agrupamento de grupo para janela de tempo de 12 ciclos e  $C_{kh}$  é o índice do vetor de saída da FFT.

Da equação (61), nota-se que, para o cálculo do índice de agrupamento dos sub-harmônicos, foram utilizadas as componentes espectrais das raias 1 a 11, com janela de tempo de 12 ciclos e resolução espectral é de 5Hz, portanto utiliza-se a faixa de frequência de 5Hz a 55Hz.

Na equação (62), apresenta-se a proposta para o cálculo do agrupamento de grupo para sub-harmônicos, utilizando-se uma janela de tempo de 60 ciclos.

$$G_{subg60,h}^2 = \sum_{i=1}^{59} C_{kh+i}^2 \quad (62)$$

Onde:  $G_{subg60,h}$  é o índice de agrupamento de grupo para janela de tempo de 60 ciclos e  $C_{kh}$  é o índice do vetor de saída da FFT.

Da equação (62), nota-se que a diferença no cálculo do índice de agrupamento dos sub-harmônicos para a janela de 60 ciclos é que as componentes espectrais utilizadas são das raias 1 a 59 e, como a resolução espectral é de 1Hz, a faixa de frequência utilizada para o cálculo dos sub-harmônicos é de 1Hz a 59Hz.

Na Figura 32, apresenta-se um exemplo de um sinal com frequência fundamental somada a um sub-harmônico com frequência de 10Hz.

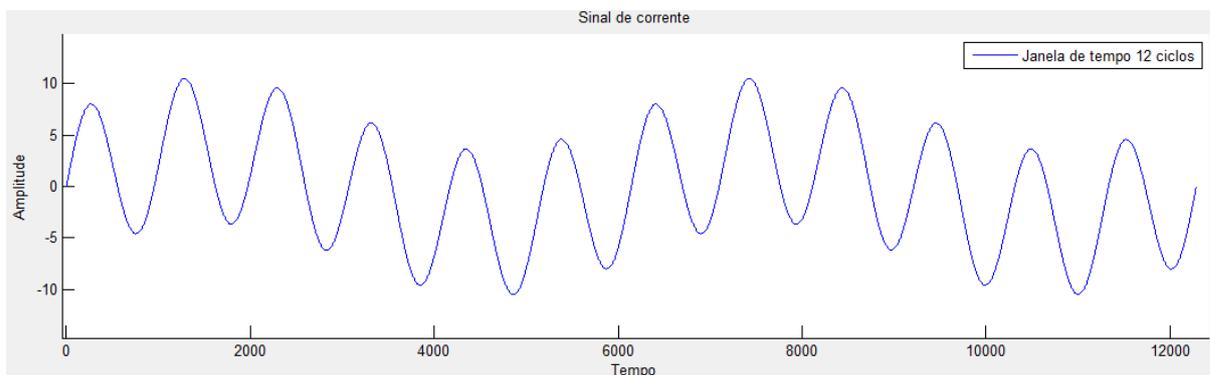


Figura 32: Sinal com frequência fundamental mais sub-harmônico de 10Hz

Da Figura 32, nota-se que o sub-harmônico de 10Hz provoca uma modulação na amplitude no sinal, esse fenômeno pode ser denominado como flutuação de tensão e é quantificado no protocolo de medição do *Flicker*, portanto a medição dos sub-harmônicos mostra-se como uma ferramenta eficiente para uma rápida detecção de cargas ligadas ao sistema elétrico de potência que provocam tais fenômenos.

#### 4.6 INDICADORES DE DISTORÇÃO HARMÔNICA

Após o cálculo dos agrupamentos, os indicadores globais de distorção devem ser calculados. A IEC 61000-4-7 define como indicadores globais o THD (do inglês, *Total Harmonic Distortion*), THDS (do inglês, *Subgroup Total Harmonic Distortion*) e o THDG (do inglês, *Group Total Harmonic Distortion*).

Como proposta para este trabalho, os indicadores globais devem ser calculados levando em consideração as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos, assim como os agrupamentos de grupo e subgrupo para as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos.

O indicador global THD apresenta os valores levando em consideração apenas os harmônicos e desconsiderando qualquer valor de frequência que não seja múltiplo da frequência fundamental.

Na equação (63), apresenta-se o cálculo do THD em que o mesmo algoritmo deve ser utilizado para o cálculo dos indicadores globais utilizando-se as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos.

$$THD_y = \sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} \left(\frac{Y_{H,h}}{Y_{H,1}}\right)^2} \quad (63)$$

Onde:

THD<sub>y</sub> é a Distorção Harmônica Total de tensão ou corrente;

y pode ser substituído por V (THD de tensão) ou I (THD de corrente);

Y<sub>H,h</sub> é o valor RMS da componente harmônica;

Y<sub>H,1</sub> é o valor RMS da componente fundamental;

h<sub>max</sub> é o harmônico de maior ordem utilizado;

THD<sub>12</sub> e THD<sub>60</sub> são os indicadores globais de THD para janela de 12 ciclos e 60 ciclos, respectivamente.

O indicador global THDS apresenta o valor total de distorção harmônica levando em consideração o agrupamento de subgrupo.

Na equação (64), apresenta-se o cálculo do THDS em que o mesmo algoritmo deve ser utilizado para o cálculo dos indicadores globais utilizando-se as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos.

$$THDS_y = \sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} \left(\frac{G_{sg,h}}{G_{sg,1}}\right)^2} \quad (64)$$

Onde:

THDS<sub>y</sub> é a Distorção Harmônica de Subgrupo de tensão ou corrente;

y pode ser substituído por V (THD de tensão) ou I (THD de corrente);

$G_{sg,h}$  é o valor RMS da componente harmônica agrupamento subgrupo;

$G_{sg,1}$  é o valor RMS da componente fundamental agrupamento subgrupo;

$h_{max}$  é o harmônico de maior ordem utilizado.

THDS<sub>12</sub> e THDS<sub>60</sub> são os indicadores globais de THD com agrupamento de subgrupo para janela de 12 ciclos e 60 ciclos, respectivamente.

O indicador global THDG apresenta o valor total de distorção harmônica levando em consideração o agrupamento de grupo.

Na equação (65), apresenta-se o cálculo do THDG, o mesmo algoritmo deve ser utilizado para o cálculo dos indicadores globais utilizando-se as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos.

$$THDG_y = \sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} \left(\frac{G_{g,h}}{G_{g,1}}\right)^2} \quad (65)$$

Onde:

THDG<sub>y</sub> é a Distorção Harmônica de Grupo de tensão ou corrente;

y pode ser substituído por V (THD de tensão) ou I (THD de corrente);

$G_{g,h}$  é o valor RMS da componente harmônica agrupamento grupo;

$G_{g,1}$  é o valor RMS da componente fundamental agrupamento grupo;

$h_{max}$  é o harmônico de maior ordem utilizado.

THDG<sub>12</sub> e THDG<sub>60</sub> são os indicadores globais de THD com agrupamento de grupo para janela de 12 ciclos e 60 ciclos, respectivamente.

Em relação aos inter-harmônicos, a proposta neste trabalho é criar índices globais TID (do inglês, *Total Interharmonic Distortion*), que tem como base os

algoritmos de cálculo dos índices globais THD com agrupamentos de grupo e subgrupo.

A TID é calculada utilizando apenas os inter-harmônicos.

Da mesma forma que o THD, o TID deve ser cálculo utilizando os índices de agrupamento de grupo dos harmônicos.

Na equação (66), apresenta-se o cálculo do TIDS, agrupamento de subgrupo, em que o mesmo algoritmo deve ser utilizado para as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos.

$$TIDS_y = \sqrt{\sum_{h=2}^{I_{max}} \left( \frac{G_{isg,h}}{G_{sg,1}} \right)^2} \quad (66)$$

Onde:

TIDS é a Distorção Inter-harmônica Total com agrupamento de subgrupo; y pode ser substituído por V (THD de tensão) ou I (THD de corrente);

$G_{isg,h}$  é o valor RMS da componente inter-harmônica para agrupamento de subgrupo;

$G_{sg,1}$  é o valor RMS da componente fundamental para agrupamento de subgrupo;

$I_{max}$  é o inter-harmônico agrupado de maior ordem.

$TIDS_{12}$  e  $TIDS_{60}$  são os indicadores globais de TID com agrupamento de subgrupo para janela de 12 ciclos e 60 ciclos, respectivamente.

Na equação (67), apresenta-se o cálculo do TIDG, agrupamento de grupo. O mesmo algoritmo deve ser utilizado para as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos.

$$TIDG_y = \sqrt{\sum_{h=2}^{I_{max}} \left( \frac{G_{ig,h}}{G_{g,1}} \right)^2} \quad (67)$$

Onde:

TIDG é a Distorção Inter-harmônica Total com agrupamento de grupo;

y pode ser substituído por V (THD de tensão) ou I (THD de corrente);

$G_{ig,h}$  é o valor RMS da componente inter-harmônica agrupamento de grupo;

$G_{g,1}$  é o valor RMS da componente fundamental agrupamento de grupo;

$I_{max}$  é o inter-harmônico agrupado de maior ordem.

$TIDG_{12}$  e  $TIDG_{60}$  são os indicadores globais de TID com agrupamento de grupo para janela de 12 ciclos e 60 ciclos, respectivamente.

Da mesma forma que, para os índices globais de inter-harmônicos, não existem definições nas normas para índices globais de sub-harmônicos, portanto, neste trabalho também é proposto o cálculo do índice global TSHD (do inglês, *Total Subharmonic Distortion*).

Na equação (68), apresenta-se o cálculo do TSHD, agrupamento de grupo, em que o mesmo algoritmo deve ser utilizado para as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos.

$$TSHD_y = \sqrt{\sum_{h=2}^{I_{max}} \left( \frac{G_{subg,h}}{G_{g,1}} \right)^2} \quad (68)$$

Onde:

TSHD é a Distorção Sub-harmônica Total com agrupamento de grupo;

y pode ser substituído por V (TSHD de tensão) ou I (TSHD de corrente);

$G_{\text{subg,h}}$  é o valor RMS da componente sub-harmônica agrupamento de grupo;

$G_{g,1}$  é o valor RMS da componente fundamental agrupamento de grupo;

$I_{\text{max}}$  é o sub-harmônico agrupado de maior ordem.

$\text{TSHD}_{12}$  e  $\text{TSHD}_{60}$  são os indicadores globais de sub-harmônicos com agrupamento de grupo para janela de 12 ciclos e 60 ciclos, respectivamente.

#### 4.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou as definições que as normas IECs estabelecem para o cálculo dos harmônicos e inter-harmônicos e esclarece que, atualmente, não existem padrões para o cálculo das sub-harmônicas, provavelmente pela dificuldade na detecção das baixas frequências. Um ponto que vale ressaltar foi a proposta da utilização da janela de tempo de 60 ciclos, que torna possível avaliar as componentes espectrais com uma melhor resolução. Os métodos para agrupamento de grupo e subgrupo, que têm como função agrupar os componentes espalhados ao longo do espectro de frequência, foram propostos novos índices de agrupamento para utilização da janela de tempo de 60 ciclos, além de um método para agrupamento dos sub-harmônicos.

Apresentou-se ainda os métodos de cálculo para os indicadores globais THD, THDS e THDG para os harmônicos e, baseando-se nas IECs, propõe-se uma metodologia de cálculo para os indicadores globais TIDS e TIGS para os inter-harmônicos e o indicador global TSHD para os sub-harmônicos.

As definições e métodos apresentados neste capítulo formam a base teórica para o desenvolvimento dos algoritmos com avaliações teóricas e práticas dos sinais utilizados para comparação das técnicas propostas.

**5 EQUIPAMENTOS E *SOFTWARES* PARA ANÁLISE  
DE QEE**

## 5 EQUIPAMENTOS E SOFTWARES PARA ANÁLISE DE QEE

### 5.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo realiza-se uma descrição de equipamentos e *softwares* utilizados para testes e medição das distorções harmônicas, inter-harmônicas e sub-harmônicas. Apresenta-se as características do Analisador de QEE modelo G4500 BLACKBOX e os *softwares* utilizados para gerenciamento do banco de dados e visualização dos sinais medidos. O analisador foi utilizado para medição dos sinais reais. Em seguida, apresenta-se uma breve descrição do equipamento Omicron CMC plus e dos *softwares* utilizados para gerar sinais com as características necessárias para os testes realizados. Por fim, apresenta-se as ferramentas disponíveis no *software* MATLAB para o desenvolvimento dos *scripts* de testes, assim como as ferramentas para desenvolvimento das interfaces de usuários.

### 5.2 ANALISADOR DE QEE, MODELO G4500 BLACKBOX ELSPEC

O Analisador portátil de QEE, modelo G4500 BLACKBOX (Kron, 2017), realiza registros contínuos de todos os parâmetros de QEE por todo período de tempo da medição, incluindo oscilografia completa dos sinais de tensão e corrente, e possibilita fazer a exportação das oscilografias, o que permite que os sinais gravados possam ser tratados por uma ferramenta externa.

O modelo G4500 BLACKBOX é um analisador classe A que atende aos requisitos das normas IEC 61000-4-30 e IEC 61000-4-7. Tem precisão de 0,1%, registra os sinais com resolução de até 1.024 amostras por ciclo e tem certificação internacional referente à implementação dos protocolos da IEC 61000-4-30 pelo laboratório *Power Standards Lab* (PSL, 2019).

Na Figura 33, apresenta-se o Analisador de Qualidade da Energia Elétrica, modelo G4500 BLACKBOX.



Figura 33: Analisador de QEE, modelo G4500 BLACKBOX

O G4500 BLACKBOX armazena em sua memória os sinais medidos, porém, para que seja possível registrar um longo período de medição, os sinais passam por um protocolo de compressão de dados. Após o arquivo com a compressão ser finalizado, o medidor envia o arquivo para o *software* PQScada, que faz a descompressão e o gerenciamento do banco de dados e, para acesso aos sinais e parâmetros de QEE, deve-se utilizar o *software* Investigator, que possibilita também que os sinais sejam exportados em formato txt ou xml.

Na Figura 34, apresenta-se uma visão geral do funcionamento do Analisador de QEE, modelo G4500 BLACKBOX.



Figura 34: Visão geral da estrutura de dados do G4500 BLACKBOX

### 5.3 OMICRON CMC 256 PLUS

A Omicron CMC 256 plus é um equipamento que gera sinais de tensão e corrente para testes e calibração de dispositivos de proteção, medidores de energia, transdutores de medição e analisadores de qualidade da energia elétrica.

Com alta precisão nos sinais gerados e a flexibilidade na geração de diferentes tipos de sinais, permite realizar os testes dos algoritmos desenvolvidos nos produtos, pois pode-se compor um sinal de teste somando sinais de diferentes comportamentos, amplitudes e frequências, facilitando, assim, a geração de inúmeros sinais com comportamentos preestabelecidos.

A Omicron CMC 256 plus é composta por:

- Quatro canais de tensão que podem gerar amplitudes de até 500V;
- Oito canais de corrente que podem ser interligados para gerar 25A em modo trifásico;

Outras saídas estão disponíveis: Fonte auxiliar CC, saída de sinais binários, controle de amplificadores externos e medição de sinais 4-20mA e 10Vcc.

Na Figura 35, apresenta-se o *hardware* da Omicron CMC 256 plus.



Figura 35: Omicron CMC 256 plus

Para controle e configuração dos sinais na Omicron CMC 256 plus, é utilizado o *Software Test Universe*, também desenvolvido pela Omicron, que disponibiliza para o usuário diferentes ferramentas para geração dos sinais de tensão e corrente, entre as quais pode-se citar:

- *Quick CMC*: teste com controle manual para gerar sinais básicos de tensão e corrente.
- *State Sequence*: ferramenta que possibilita criar diferentes estados com diferentes configurações de amplitude e fase do sinal e gerá-los sequencialmente.
- *PQ Signal Generator*: para a área de qualidade da energia elétrica é a ferramenta mais importante, pois permite gerar sinais de teste com diferentes fenômenos de qualidade da energia, inclusive sinais padrão das IECs que possibilitam comprovar se os algoritmos desenvolvidos nos analisadores de qualidade estão funcionando de forma correta.

- *Harmonics e Interharmonics*: ferramenta que em conjunto com a Omicron CMC 256 plus, possibilita gerar sinais de tensão e/ou corrente com composição harmônica de diferentes frequências e amplitudes, permitindo ao desenvolvedor testar os filtros e algoritmos.

Para os testes realizados neste trabalho, foram utilizadas as ferramentas *Harmonics e Interharmonics*, em conjunto com a Omicron CMC 256 plus.

Na Figura 36, apresenta-se um exemplo de tela da ferramenta *PQ Signal Generator*.

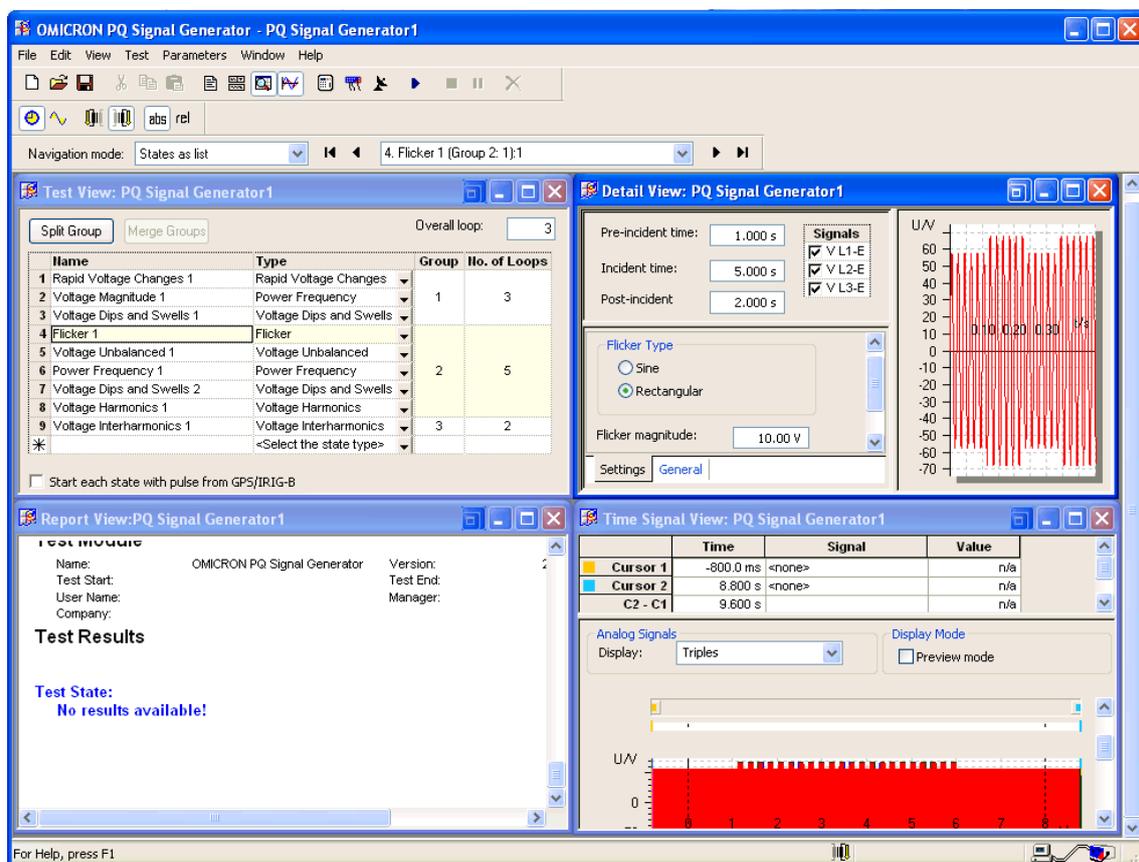


Figura 36: Tela do Software *PQ Signal Generator*

Na Figura 37, apresenta-se uma tela da ferramenta *Harmonics*. Como exemplo, estão sendo geradas nas 3 fases de tensão um sinal com frequência de 516,7Hz e amplitude de 10V.

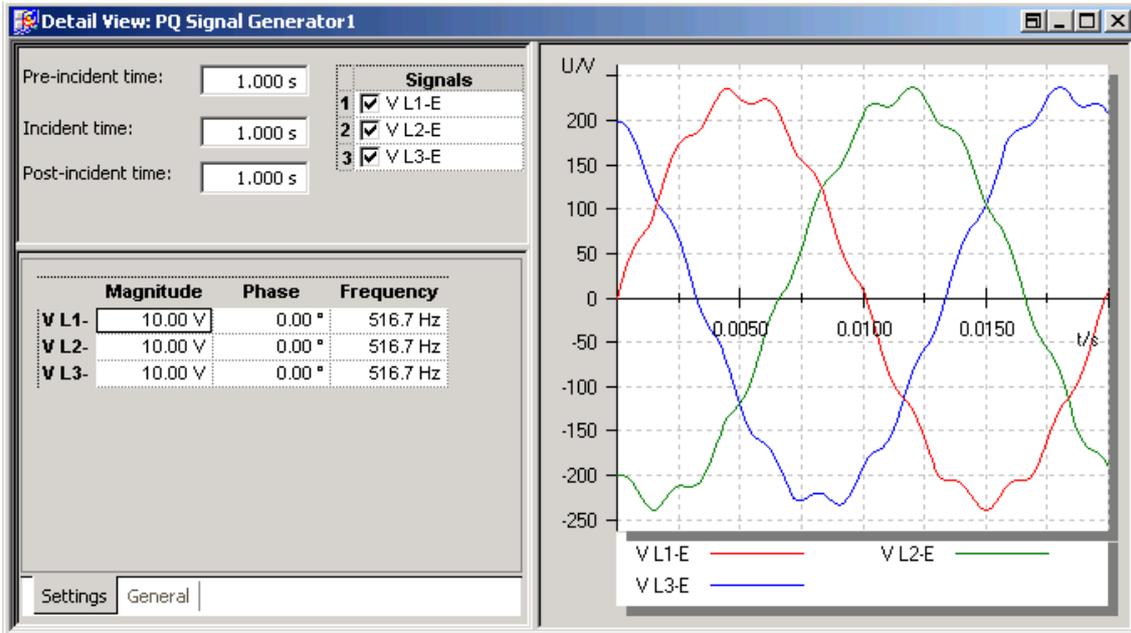


Figura 37: Software Harmonics

## 5.4 SOFTWARE MATLAB

### 5.4.1 Desenvolvimento de Scripts no software MATLAB

O software MATLAB, inicialmente foi desenvolvido para utilização com cálculos matriciais, mas também possui características que possibilitam o desenvolvimento de *scripts* e de algoritmos, similar a outros *softwares* com linguagem de programação. Um *script* é um arquivo que contém um ou mais comandos ou lógicas. Como característica principal, o MATLAB faz uso das matrizes e vetores como estrutura de dados.

Na Figura 38, apresenta-se a tela principal de comando do MATLAB, na qual pode-se visualizar a Janela de Comandos (do inglês, *Command Window*), onde são digitados os comandos que o software irá interpretar, a janela da Pasta Atual (do inglês, *Current Folder*), onde indica qual o diretório do computador está sendo lido e armazenados os arquivos e a janela Espaço de Trabalho (do inglês, *Workspace*), onde são mostrados as matrizes, vetores e valores que estão sendo utilizados nos cálculos.

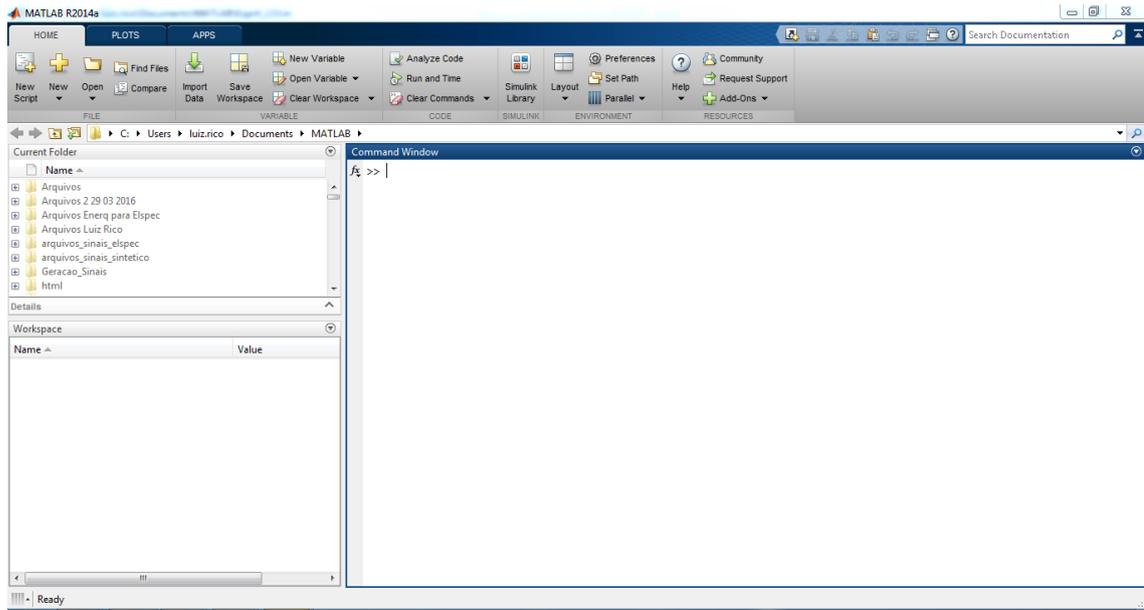


Figura 38: Tela de comando MATLAB

O MATLAB possui funções completas que apresentam sintaxe parecida com as utilizadas na linguagem C. De forma resumida, apresenta-se, a seguir, uma lista de comandos e funções disponíveis:

- Leitura e escrita de valores;
- Comandos para manipulação de arquivos;
- Operadores matemáticos;
- Operadores para comparações quantitativas;
- Operadores lógicos;
- Comandos condicionais;
- Comandos para estrutura de repetição;
- Comandos para impressão de gráficos.

#### 5.4.2 Aplicação da ferramenta *GUIDE* do MATLAB

Em computação uma GUI (do inglês, *Graphical User Interface*) é uma interface gráfica que apresenta um mecanismo mais amigável ao usuário na utilização do *software*. O MATLAB possui uma ferramenta chamada *GUIDE*, que permite construir interfaces gráficas de interação com o usuário.

Uma interface de usuário (do inglês, *User Interface - UI*) é uma exibição gráfica em uma ou mais janelas contendo controles, chamados componentes, que permitem que um usuário execute tarefas interativas. Utilizando os componentes, o usuário não precisa desenvolver um *script* específico ou digitar comandos na linha de comando para que os *scripts* sejam executados.

Ao contrário dos programas convencionais de codificação, para que um componente da interface execute as tarefas programadas o usuário não precisa entender detalhes dos algoritmos ou das tarefas executadas.

Os componentes da interface do usuário podem incluir menus, barras de ferramentas, botões de ação, botões de opção, caixas de listagem e controles deslizantes.

Interfaces de usuário desenvolvidas utilizando as ferramentas do MATLAB também podem executar qualquer tipo de processamento, tais como, ler e gravar arquivos de dados, comunicar-se com outras interfaces de usuário e exibir dados como tabelas ou gráficos.

Na Figura 39, apresentam-se os principais componentes de controle.

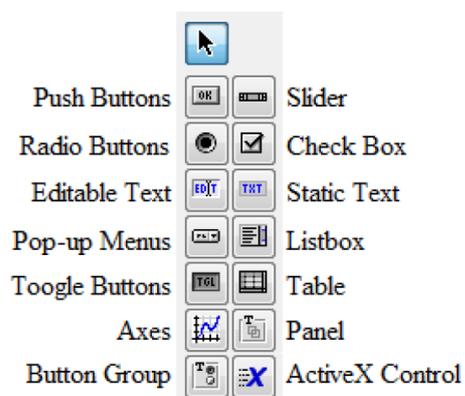


Figura 39: Ferramentas do *GUIDE*

Onde:

- *Push Button*: ferramenta que possibilita criar um botão que volta ao estado original após ser ativado;
- *Radio Button*: ferramenta que permite criar opções para que o usuário configure as diferentes opções do UI;
- *Edit Text*: campo que permite inserir textos e valores, e assim o usuário poderá inserir diferentes valores antes da execução dos *call-backs*;
- *Pop-up Menu*: campo que, ao ser clicado, disponibiliza diferentes opções previamente programadas pelo desenvolvedor;
- *Toogle Buttons*: semelhante ao funcionamento do *Push Button*, porém o *Toogle Button* permanece ativado depois que o usuário ativá-lo;
- *Axes*: campo que permite a inserção de gráficos no UI;
- *Slider*: campo que permite inserir uma barra de rolagem onde o usuário poderá utilizá-la para alterar, por exemplo, o valor de algum parâmetro do UI;
- *Check Box*: campo no qual o usuário pode escolher diferentes opções simultaneamente no UI;
- *Static Text*: campo no qual o desenvolvedor pode escrever um texto que o usuário não poderá alterá-lo;
- *List Box*: campo no qual o desenvolvedor pode disponibilizar uma lista com diferentes itens que o usuário poderá selecionar;
- *Table*: campo no qual o usuário poderá inserir valores em uma tabela;
- *Panel*: campo que permite ao desenvolvedor agrupar diferentes ferramentas em uma mesma UI;

- *Button Group*: campo no qual o desenvolvedor pode agrupar diferentes botões, porém diferentemente da ferramenta *Panel*, o *Button Group* pode agrupar apenas *Toggle Buttons* e *Radio Buttons*;

- *ActiveX Control*: nos componentes de controle criados no UI, o desenvolvedor pode fazer a configuração das propriedades de cada componente.

#### 5.4.3 Funcionalidades de uma interface do usuário

Para cada UI desenvolvida, automaticamente é gerado um arquivo com extensão “m” com o mesmo nome, e, para cada componente de controle inserido na UI pelo desenvolvedor, são criadas funções neste arquivo.

Entre as funções geradas no arquivo.m, a mais importante é a *callback*. A função *callback* controla o comportamento de cada interface inserida pelo desenvolvedor e permite criar *scripts* e novas funções para o processamento dos algoritmos.

Para que ocorra o início do processamento, as UIs aguardam que o usuário faça alguma alteração em algum dos componentes de controle e, em seguida, processam cada função definida pelo desenvolvedor nos *callbacks*.

Dentro de cada função *call-back*, os comandos *Get* e *Set* são muito importantes para o controle do processamento dos *scripts*.

Onde:

- *Get*: recebe dados inseridos pelo usuário nos componentes de controle da UI;
- *Set*: envia dados que são editáveis para um determinado componente de controle da UI.

No exemplo abaixo, apresenta-se um código padrão de uma *callback* gerada por um dos componentes de controle da UI.

```
% --- Executes on button press in checkbox1.  
function checkbox1_Callback(hObject, eventdata, handles)  
% hObject     handle to checkbox1 (see GCBO)  
% eventdata   reserved - to be defined in a future version of MATLAB  
% handles     structure with handles and user data (see GUIDATA)  
valor_lido=get(hObject,'Value');% returns toggle state of checkbox1  
save ('valor_armazenado','valor_lido')
```

Onde:

- *Checkbox1*: a função foi gerada para um controle *Check Box*;
- *valor\_lido*: variável onde o valor do controle *Check Box* é armazenado;
- *get*: função utilizada para ler o status do controle *Check Box*;
- *save*: salva o valor na memória da variável “*valor\_lido*” na matriz “*valor\_armazenado*”;

Uma ação específica do usuário, como pressionar um botão da tela ou passar o cursor sobre um componente de controle, pode acionar a execução de cada *callback*. O desenvolvedor da UI deve escrever nos *callbacks* os *scripts* que definem o que cada componente de controle fará.

Esse tipo de programação é geralmente chamada de programação orientada a eventos. No caso de UIs do MATLAB, a maioria dos eventos é de interações do usuário com os componentes de controle da UI.

O desenvolvedor pode programar as *callbacks* de duas maneiras distintas:

- Com chamada de funções da linguagem MATLAB armazenadas em outros arquivos;
- Com *strings* e cálculos contendo expressões ou comandos do MATLAB no próprio *callback*.

Usar as funções armazenadas em outros arquivos como retornos de *callbacks* é preferível ao uso de *strings*, porque a utilização das funções permite uma maior

flexibilidade ao desenvolvedor, pois podem dar acesso a novas funções e novos arquivos.

### 5.5 **CONSIDERAÇÕES FINAIS**

Neste capítulo foram brevemente apresentadas as ferramentas (equipamentos e *softwares*) que foram utilizadas para o desenvolvimento dos algoritmos, bem como para os testes e a obtenção dos resultados desses novos algoritmos, os quais serão apresentados no próximo capítulo Resultados e Discussões.

## **6 RESULTADOS E DISCUSSÕES**

## 6 RESULTADOS E DISCUSSÕES

### 6.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo, são apresentados os resultados numéricos e gráficos referentes às propostas apresentadas nos capítulos 3 e 4. Como análise inicial, são exibidos os resultados para os sinais sintéticos gerados pela aplicação desenvolvida no MATLAB. Na segunda parte, faz-se a análise de um sinal que inicialmente foi gerado pela aplicação no MATLAB, e posteriormente, o mesmo sinal foi gerado pelo equipamento Omicron e medido com o Analisador de QEE G4500 BLACKBOX. Esse teste é uma transição da análise de sinais sintéticos para análise de sinais reais, permitindo ainda que as metodologias desenvolvidas na aplicação do MATLAB possam ser comparadas aos resultados obtidos na medição do analisador de QEE. Por fim, a análise dos sinais reais adquiridos em uma carga com lâmpadas LED e em uma instalação de microgeração fotovoltaica.

São apresentados o impacto do tamanho das janelas de tempo no processo de medição de distorções por meio da FFT, a aplicação da sobreposição das amostras para análise no tempo do comportamento das componentes espectrais do sinal e os indicadores globais THD, TID e TSHD para os agrupamentos de grupo e subgrupo.

### 6.2 SIMULAÇÃO EM AMBIENTE MATLAB

#### 6.2.1 Desenvolvimento dos algoritmos com *scripts*

Inicialmente, foram desenvolvidas rotinas no MATLAB com os algoritmos propostos neste trabalho. A principal característica da aplicação desenvolvida é possibilitar a geração de sinais sintéticos com as características desejadas para simular os algoritmos desenvolvidos e, dessa forma, avaliar e validar cada função e/ou *script* desenvolvidos.

Todos os *scripts* foram desenvolvidos em forma de função, possibilitando nas simulações a interação de todos os algoritmos sem a necessidade de intervenção do usuário.

A seguir, de forma sucinta, estão descritas as funções geradas nos *scripts* no MATLAB:

- Função principal: têm como objetivo a configuração do sinal gerado e do sinal medido e quais cálculos serão processados em cada simulação;
- Função sinal sintético: gera um sinal sintético com as características de sinal que o usuário configurou;
- Função sinal real: carrega os sinais reais já preestabelecidos na aplicação do usuário;
- Função filtro digital: filtra as componentes espectrais para que o algoritmo de cruzamento por zero não detecte falsos cruzamentos;
- Função cruzamento por zero: detecta o cruzamento por zero dos sinais;
- Função FFT: as janelas de tempo são aplicadas para separação dos intervalos do sinal, para cada intervalo de amostras é aplicada a FFT e calculadas a amplitude e frequências das componentes espectrais;
- Função agrupamento THD e agrupamento TID: são realizados os cálculos de agrupamentos de grupo e subgrupo e os cálculos dos indicadores globais THD, THDS, THDG, TIDS e TIDG.

#### 6.2.2 Desenvolvimento da aplicação *GUIDE* no MATLAB.

A opção de utilizar a Interface de Usuário Gráfica (do inglês, *GUIDE – Graphical User Interface*) neste trabalho foi de facilitar e simplificar o processamento dos *scripts* desenvolvidos e que o usuário, possa de forma simples e rápida, avaliar os resultados obtidos nas diferentes metodologias propostas.

Conforme supracitado, o MATLAB possui uma ferramenta chamada *GUIDE* que permite construir interfaces gráficas de interação com o usuário. Tal interface gráfica auxilia o desenvolvedor a implementar e relacionar rapidamente os *scripts* aos componentes de controle na interface de usuário (UI).

Na Figura 40, apresenta-se o ambiente de desenvolvimento do *GUIDE* no MATLAB, onde foram configurados os componentes de controle utilizados para controlar as funções desenvolvidas em *scripts* também no MATLAB.



Figura 40: Ambiente de desenvolvimento *GUIDE* MATLAB

Para os testes com sinais sintéticos e com os sinais reais medidos em campo, foram desenvolvidas duas interfaces de usuário.

### 6.2.3 Interface de configuração e criação de sinais

Na interface de configuração do usuário apresentada na Figura 41, foram incluídos os componentes de controle para selecionar quais tipos de cálculo seriam realizados.

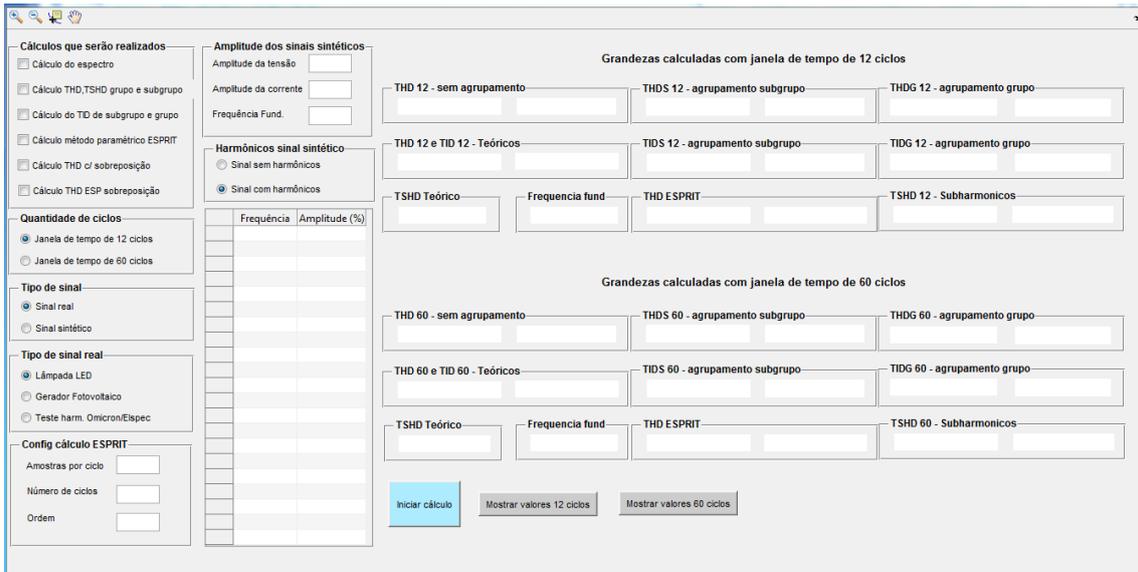


Figura 41: Interface de configuração do usuário

Na Figura 42, apresentam-se as opções de quais parâmetros de distorção harmônica, inter-harmônica ou sub-harmônica devem ser calculados. Nesse componente de controle, pode-se selecionar que a UI realize o cálculo de todos os parâmetros de forma simultânea.

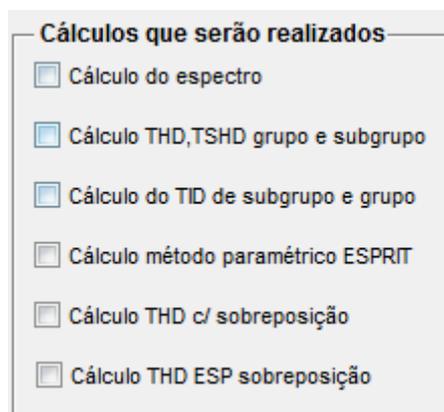


Figura 42: Configuração dos parâmetros a serem calculados

Na Figura 43, apresenta-se o componente de controle para selecionar qual o tamanho da janela de tempo deve ser utilizado, onde apenas uma das opções pode ser selecionada de cada vez.

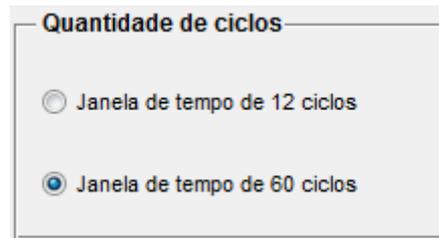


Figura 43: Configuração da janela de tempo

Na Figura 44, apresenta-se o componente de controle que seleciona qual tipo de sinal deve ser utilizado. Para a opção de sinal real, em situações de simulação, estão disponíveis os sinais medidos com o Analisador de QEE Elspec. Para a opção de sinal sintético, é possível compor sinais de tensão e corrente com harmônicos, inter-harmônicos e sub-harmônicos de diferentes amplitudes e frequências.

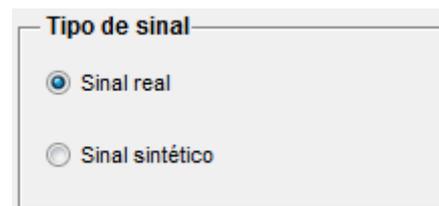


Figura 44: Configuração do tipo de sinal

Na Figura 45, apresenta-se a configuração das cargas reais medidas neste trabalho. Neste componente de controle, apenas uma das opções pode ser selecionada de cada vez.

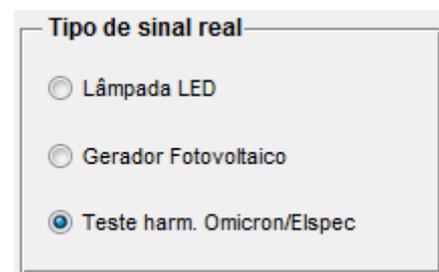
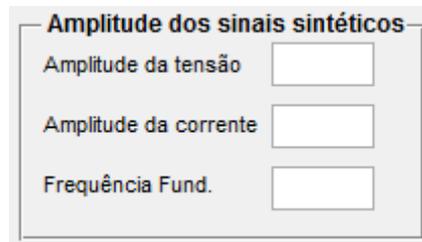


Figura 45: Configuração do sinal real

Na Figura 46, são apresentados os componentes de controle para configuração dos valores de amplitude de tensão e corrente dos sinais sintéticos.



Amplitude dos sinais sintéticos

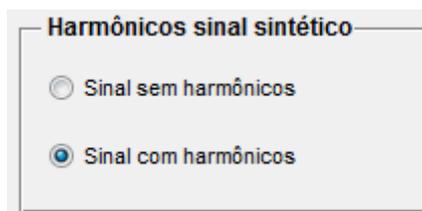
Amplitude da tensão

Amplitude da corrente

Frequência Fund.

Figura 46: Configuração da amplitude dos sinais sintéticos

Na Figura 47, apresenta-se o componente de controle para configurar se o sinal sintético deve ser gerado levando em consideração os harmônicos pré-configurados.



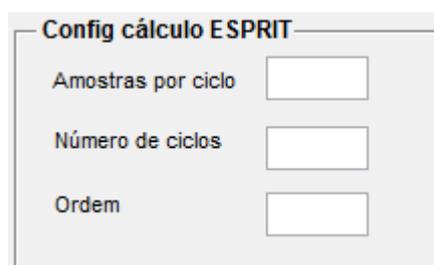
Harmônicos sinal sintético

Sinal sem harmônicos

Sinal com harmônicos

Figura 47: Configuração do conteúdo harmônico

Na Figura 48, apresenta-se o componente de controle das configurações iniciais do cálculo pelo método paramétrico ESPRIT.



Config cálculo ESPRIT

Amostras por ciclo

Número de ciclos

Ordem

Figura 48: Configuração do método ESPRIT

Na Figura 49, apresenta-se o componente de controle utilizado para configurar a frequência e a amplitude das componentes espectrais que irão compor os sinais sintéticos. A frequência pode ser configurada utilizando-se qualquer valor, independentemente de ser ou não uma frequência harmônica. A

configuração da amplitude em porcentagem deve levar em consideração a amplitude utilizada no componente de configuração dos sinais sintéticos, como mostra a Figura 49. A tabela admite a configuração de até 21 diferentes componentes espectrais.

	Frequência	Amplitude (%)

Figura 49: Tabela para configuração das componentes espectrais

Na Figura 50 e na Figura 51, são apresentados os componentes de controle que indicam os valores calculados para as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos, respectivamente.

**Grandezas calculadas com janela de tempo de 12 ciclos**

THD 12 - sem agrupamento	THDS 12 - agrupamento subgrupo	THDG 12 - agrupamento grupo
THD 12 e TID 12 - Teóricos	TIDS 12 - agrupamento subgrupo	TIDG 12 - agrupamento grupo
TSHD 12 - Subharmônicos	THD ESPRIT	Frequencia fundamental calculada

Figura 50: Grandezas calculadas com janela de tempo de 12 ciclos

**Grandezas calculadas com janela de tempo de 60 ciclos**

THD 60 - sem agrupamento	THDS 60 - agrupamento subgrupo	THDG 60 - agrupamento grupo
THD 60 e TID 60 - Teóricos	TIDS 60 - agrupamento subgrupo	TIDG 60 - agrupamento grupo
TSHD 60 - Subharmônicos	THD ESPRIT	Frequencia fundamental calculada

Figura 51: Grandezas calculadas com janela de tempo de 60 ciclos

Na Figura 52, são apresentados os componentes de controle para início dos cálculos e a indicação dos valores já calculados.

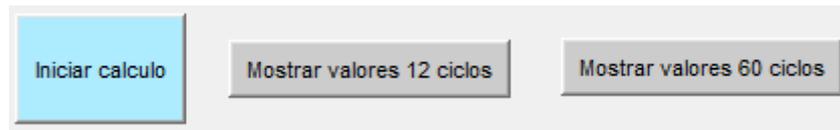


Figura 52: Controles para iniciar cálculos e mostrar valores

#### 6.2.4 Interface Gráfica

Uma vez que a proposta deste trabalho foi de analisar sinais variantes no tempo, surgiu a necessidade de criar uma nova UI para que fosse possível analisar o comportamento dos parâmetros calculados no decorrer do tempo.

Dessa forma, foi necessário desenvolver uma segunda UI que possibilitasse plotar e comparar os diferentes parâmetros calculados com os diferentes algoritmos propostos neste trabalho.

Na Figura 53, apresenta-se uma visão geral da UI e seus componentes de controle para plotar os gráficos. Nesta UI, todos os parâmetros podem ser selecionados, sem restrição, para que sejam plotados ao mesmo tempo.

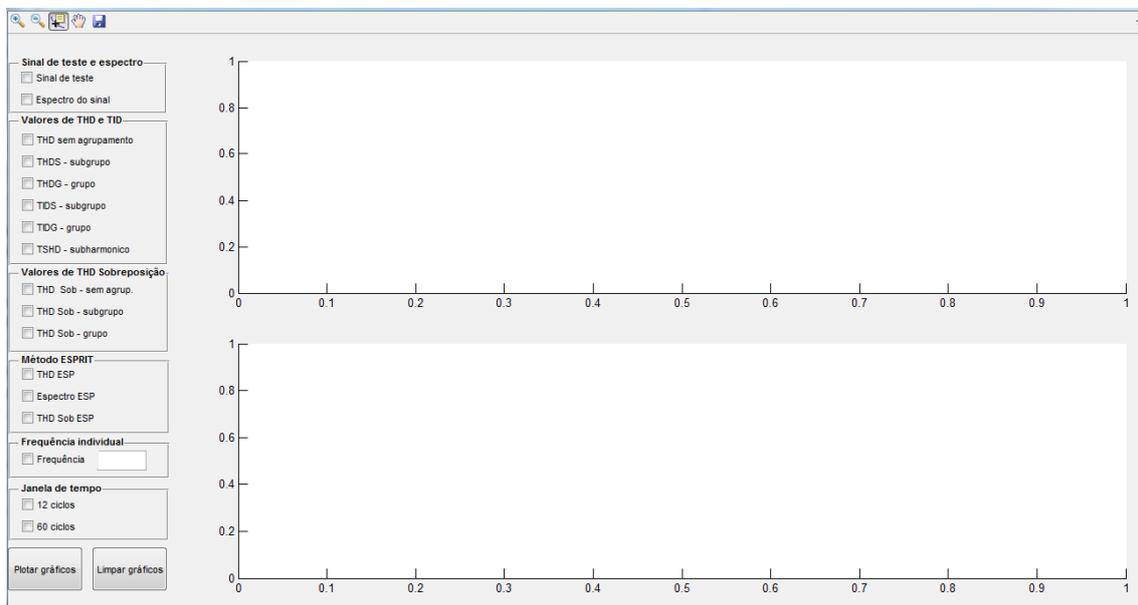


Figura 53: Interface para plotar gráficos

Na Figura 54, apresenta-se o componente de controle para visualização do gráfico para sinal de teste ou do espectro do sinal utilizado.

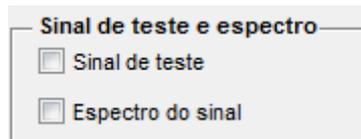


Figura 54: Sinal de teste ou espectro

Na Figura 55, são apresentados os componentes de controle para os indicadores globais THD, TID e TSHD, sem agrupamento, com agrupamento de subgrupo e grupo. Todos os parâmetros do componente de controle em questão podem ser plotados simultaneamente, independentemente da janela de tempo selecionada, permitindo, assim, uma avaliação mais adequada das diferenças dos cálculos entre os métodos propostos neste trabalho.

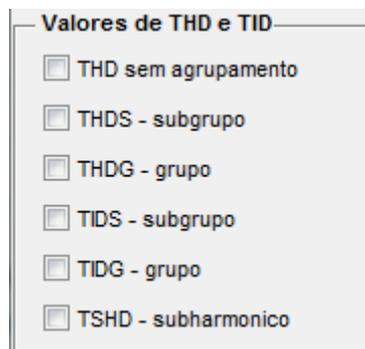


Figura 55: Indicadores globais THD, TID ou TSHD

Na Figura 56, apresentam-se os componentes de controle para seleção dos indicadores globais calculados com sobreposição de amostras, da mesma forma, todos os parâmetros deste componente de controle podem ser plotados simultaneamente.

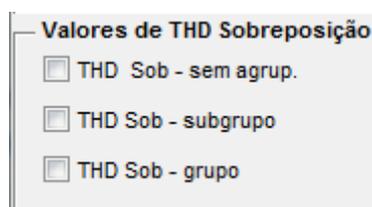


Figura 56: Indicadores globais com sobreposição das amostras

Na Figura 57, são apresentados os componentes de controle para o método paramétrico ESPRIT, no qual é possível selecionar o espectro e o THD calculado.



Figura 57: Indicadores para método ESPRIT

Na Figura 58, apresentam-se os componentes de controle para seleção de quais janelas de tempo devem ser utilizadas nos gráficos.



Figura 58: Configuração da janela de tempo

Na Figura 59, apresentam-se os componentes de controle para plotar os gráficos dos parâmetros selecionados e limpar as áreas dos gráficos.



Figura 59: Plotar ou limpar gráficos

Na Figura 60, são apresentados os dois componentes de controle onde são visualizados os parâmetros selecionados. Na área 1 são visualizados os parâmetros do sinal de tensão e na área 2 os parâmetros do sinal de corrente.

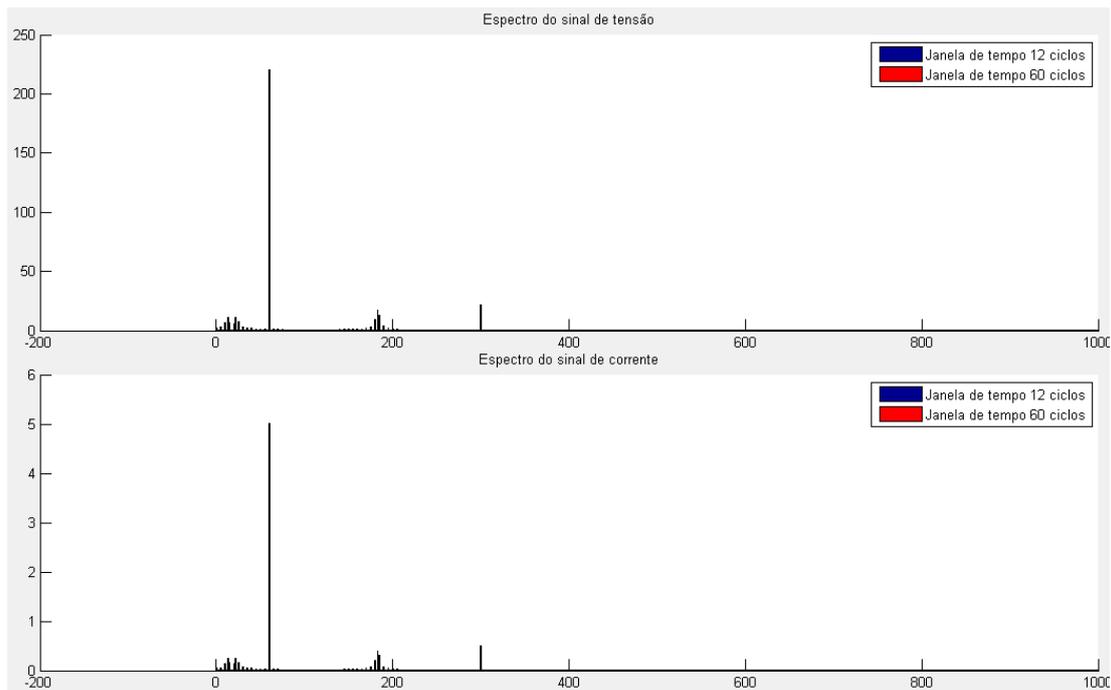


Figura 60: Áreas 1 e 2 para plotar os gráficos

Na Figura 61, apresentam-se os componentes de controle que permitem que os gráficos sejam manipulados, os quais possibilitam que os gráficos sejam expandidos, comprimidos e inseridas etiquetas para exibir os valores dos pontos dos gráficos.



Figura 61: Controle dos gráficos

### 6.3 SINAIS DE TESTE

Para a validação e comparação das propostas apresentadas neste trabalho, foram gerados sinais sintéticos senoidais e com componentes espectrais. Também foram medidos alguns sinais de teste em campo com conteúdo harmônico. Abaixo estão apresentadas as características dos sinais e suas composições espectrais.

Para padronizar os sinais e diminuir possíveis variações nos resultados, todos os sinais, sintéticos ou reais, foram utilizados com 1.024 amostras por ciclo e frequência de 60Hz.

### 6.3.1 Sinal de teste 1

A proposta do teste 1 foi gerar um sinal perfeitamente senoidal, com frequência nominal de 60 Hz e sem qualquer tipo de distorção harmônica. Desta forma, todos os métodos propostos devem apresentar como resultado apenas o valor da frequência fundamental e os indicadores globais THD, THDS, THDG, TIDS, TIDG e TSHD devem ser zero, independentemente da janela de tempo utilizada.

### 6.3.2 Sinal de teste 2

A proposta do teste 2 foi gerar um sinal com frequência da componente fundamental de 60 Hz, com uma composição espectral que contenha apenas conteúdo harmônico, ou seja, apenas frequências múltiplas da frequência fundamental. Desta forma, os indicadores globais de THD, THDS e THDG devem apresentar o mesmo valor para todos os métodos para as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos e os indicadores globais TIDS, TIDG e TSHD devem apresentar o valor zero como resultado.

Na Tabela 2, apresenta-se o valor padrão do indicador global THD e o conteúdo espectral utilizado no teste 2.

Tabela 2: Componentes espectrais teste 2

<b>THD</b>	<b>14,93%</b>
<b>THDS</b>	<b>14,93%</b>
<b>THDG</b>	<b>14,93%</b>
<b>TIDS</b>	<b>0,00%</b>
<b>TIDG</b>	<b>0,00%</b>
<b>TSHD</b>	<b>0,00%</b>
<b>Frequência (Hz)</b>	<b>Amplitude do harmônico em %</b>
300	10
420	7
660	7
780	5

### 6.3.3 Sinal de teste 3

A proposta do teste 3 foi de gerar um sinal com frequência da componente fundamental de 60 Hz, com uma composição espectral que contenha conteúdo harmônico e inter-harmônico. Desta forma, a metodologia desenvolvida e o algoritmo de agrupamentos de grupo e subgrupo poderão ser avaliados.

Na Tabela 3, apresentam-se os valores padrão para os indicadores globais e o conteúdo espectral utilizado no teste 3.

Tabela 3: Componentes espectrais teste 3

<b>THD</b>	<b>21,31%</b>
<b>THDS</b>	<b>23,54%</b>
<b>THDG</b>	<b>25,02%</b>
<b>TIDS</b>	<b>8,49%</b>
<b>TIDG</b>	<b>13,11%</b>
<b>TSHD</b>	<b>0,00%</b>
<b>Frequência (Hz)</b>	<b>Amplitude do harmônico em %</b>
180	18
205	6
300	9
302.5	10
660	7
727.5	6

### 6.3.4 Sinal de teste 4

A proposta do teste 4 é gerar um sinal com frequência da componente fundamental de 60,5 Hz e com uma composição espectral que contenha apenas sinais com frequências não múltiplas da frequência fundamental, o que deverá causar espalhamento espectral devido ao não atendimento dos requisitos de periodicidade da janela de tempo, o indicador global THD deve apresentar valores próximos a zero, os indicadores globais THDS e THDG devem apresentar valores próximos ao valor teórico da distorção harmônica total

gerada, o indicadores globais TIDS e TIDG devem apresentar um valor abaixo do valor teórico total, pois dependerão das amplitudes e frequências geradas no espalhamento espectral e o indicador global TSHD deve apresentar valores próximos a zero.

Na Tabela 4, apresentam-se os valores dos indicadores globais e o conteúdo espectral utilizado no teste 4.

Tabela 4: Componentes espectrais teste 4

<b>THD</b>	<b>0,00%</b>
<b>THDS</b>	<b>17,32%</b>
<b>THDG</b>	<b>17,32%</b>
<b>TIDS</b>	<b>0,00%</b>
<b>TIDG</b>	<b>17,32%</b>
<b>TSHD</b>	<b>0,00%</b>
<b>Frequência (Hz)</b>	<b>Amplitude do harmônico em %</b>
180	10
300	10
420	10

### 6.3.5 Sinal de teste 5

A proposta do teste 5 é gerar uma composição espectral que contenha conteúdo harmônico, inter-harmônico e sub-harmônico. A principal diferença em relação ao teste 2 é a introdução de frequências sub-harmônicas, no qual pode-se avaliar os algoritmos propostos para o cálculo do indicador global TSHD.

Com a proposta de validar e comparar os resultados apresentados nesse teste, o mesmo conteúdo espectral será programado na fonte Omicron e a medição dos sinais com o Analisador de QEE G4500 BLACKBOX. Após as medições os sinais serão exportados e novamente calculados pelos algoritmos desenvolvidos no MATLAB. Dessa forma, será possível comparar os valores reais apresentados na medição do Analisador G4500 BLACKBOX com os valores calculados pelo MATLAB.

Na Tabela 5, apresentam-se os valores padrão para todos os indicadores globais e o conteúdo espectral utilizado no teste.

Tabela 5: Componentes espectrais teste 5

<b>THD</b>	<b>10,00%</b>
<b>THDS</b>	<b>12,81%</b>
<b>THDG</b>	<b>12,81%</b>
<b>TIDS</b>	<b>0,00%</b>
<b>TIDG</b>	<b>8,00%</b>
<b>TSHD</b>	<b>7,07%</b>
<b>Frequência (Hz)</b>	<b>Amplitude do harmônico em %</b>
13	5
22	5
183	8
300	10

#### 6.3.6 Sinal de teste 6

No teste 6, utiliza-se uma lâmpada LED fabricada pela empresa Dylan com potência de 18 W e temperatura de cor 6000K.

A lâmpada será ligada a um estabilizador de tensão para que não ocorram variações de amplitude no sinal da rede de alimentação.

#### 6.3.7 Sinal de teste 7

Para o teste em questão, utiliza-se o sinal de medição de uma instalação de microgeração fotovoltaica.

Para avaliação do sistema de microgeração, no período de medição o microgerador fotovoltaico estava em pleno funcionamento.

## 6.4 RESULTADOS

Nesta seção, são apresentados os resultados obtidos nas simulações e medições dos sinais de teste. Serão mostrados os valores calculados para os índices globais com seus agrupamentos de grupo e subgrupo e os gráficos com o comportamento no tempo das componentes espectrais. Também serão comparados para os valores medidos pelo Analisador de QEE G4500 BLACKBOX com as simulações dos algoritmos no Matlab.

O foco deste trabalho será na análise do sinal de corrente.

### 6.4.1 Sinal de teste 1

O sinal de teste 1 foi gerado apenas com a componente fundamental de frequência, portanto, em todas as metodologias propostas os indicadores globais devem ser zero.

Na Figura 62, apresenta-se o sinal senoidal gerado no teste 1.

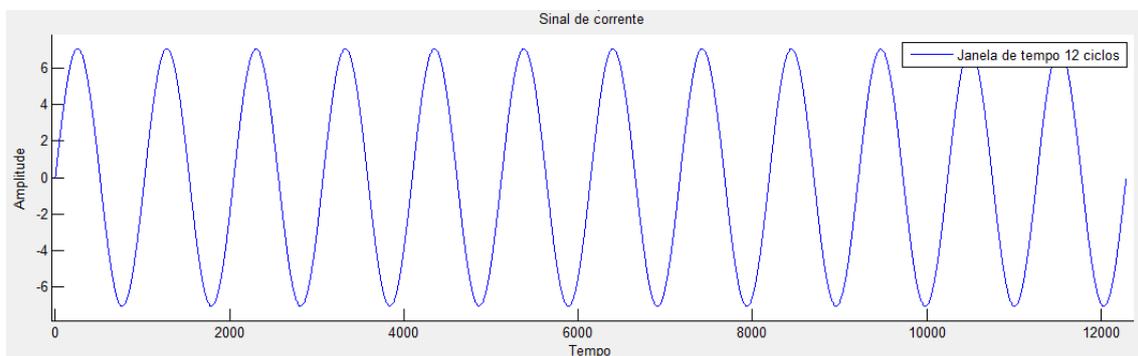


Figura 62: Sinal de teste 1

Na Figura 63, são apresentados os espectros obtidos para as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos. Nota-se que não houve diferenças significativas entre as duas janelas de tempo.

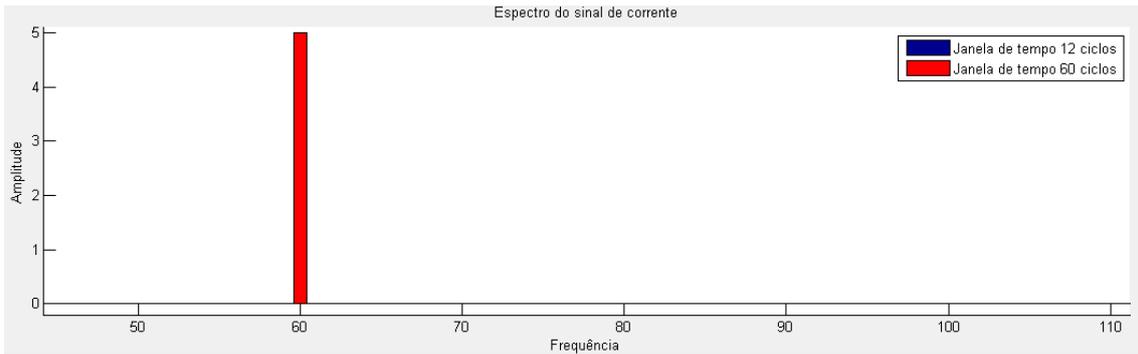


Figura 63: Espectro sinal de teste 1

Na Tabela 6, apresentam-se os resultados dos indicadores globais para os cálculos com janela de tempo de 12 ciclos.

Tabela 6: Sinal de teste 1 - indicadores globais janela de tempo 12 ciclos

Grandezas calculadas com janela de tempo de 12 ciclos					
THD 12 - sem agrupamento		THDS 12 - agrupamento subgrupo		THDG 12 - agrupamento grupo	
THD Va 0.0000	THD Ia 0.0000	THD Va 0.0000	THD Ia 0.0000	THD Va 0.0000	THD Ia 0.0000
THD 12 e TID 12 - Teóricos		TIDS 12 - agrupamento subgrupo		TIDG 12 - agrupamento grupo	
THD Teórico 0.0000	TID Teórico 0.0000	TID Va 0.0000	TID Ia 0.0000	TID Va 0.0000	TID Ia 0.0000
TSHD Teórico	Frequencia fund	THD ESPRIT		TSHD 12 - Subharmônicos	
TSHD 0.00	Freq. 60.00	THD ESPRIT 0.01	Coef. Correl. 1.0000	TSHD Va 0.0000	TSHD Ia 0.0000

Na Tabela 7, apresentam-se os resultados dos indicadores globais para os cálculos com janela de tempo de 60 ciclos.

Tabela 7: Sinal de teste 1 - indicadores globais janela de tempo 60 ciclos

Grandezas calculadas com janela de tempo de 60 ciclos					
THD 60 - sem agrupamento		THDS 60 - agrupamento subgrupo		THDG 60 - agrupamento grupo	
THD Va 0.0000	THD Ia 0.0000	THD Va 0.0000	THD Ia 0.0000	THD Va 0.0000	THD Ia 0.0000
THD 60 e TID 60 - Teóricos		TIDS 60 - agrupamento subgrupo		TIDG 60 - agrupamento grupo	
THD Teórico 0.0000	TID Teórico 0.0000	TID Va 0.0000	TID Ia 0.0000	TID Va 0.0000	TID Ia 0.0000
TSHD Teórico	Frequencia fund	THD ESPRIT		TSHD 60 - Subharmônicos	
TSHD 0.00	Freq. 60.00	THD ESPRIT 0.01	Coef. Correl. 1.0000	TSHD Va 0.0000	TSHD Ia 0.0000

Da Tabela 6 e da Tabela 7, pode-se notar que todos os indicadores globais, tanto para a janela de tempo de 12 ciclos quanto para a janela de tempo de 60 ciclos, têm o comportamento esperado que é a indicação do valor zero.

### 6.4.2 Sinal de teste 2

O sinal de teste 2 foi gerado somente com frequências múltiplas da frequência fundamental. Na Tabela 2, apresentam-se as amplitudes e frequências utilizadas na composição do sinal, esperando-se que todos os indicadores globais de THD, com agrupamento de grupo ou subgrupo, apresentem valores próximos ao valor teórico calculado de 14,93% e que os indicadores globais de TID e TSHD apresentem valor zero, independentemente do tamanho da janela de tempo utilizada nas simulações.

Espera-se que, pelo sinal gerado ter um comportamento sem variações e pelas frequências utilizadas, o requisito de periodicidade da FFT seja atendido, não ocorrendo assim o fenômeno de *Leakage*.

Na Figura 64, observam-se os detalhes do sinal gerado nesse teste. Nota-se que o sinal tem distorções significativas, porém trata-se de um sinal periódico no tempo.

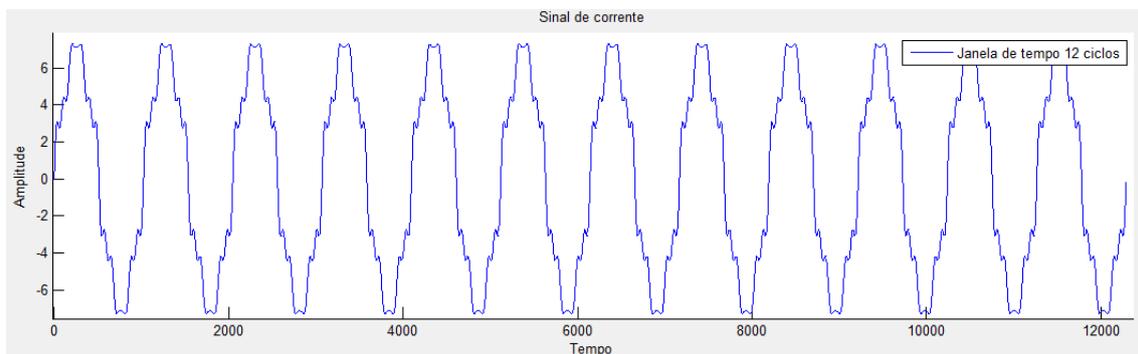


Figura 64: Sinal de teste 2

Na Figura 65, são apresentados os espectros para as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos. A princípio, comparando os espectros, nota-se que não ocorreram diferenças entre os espectros obtidos nas janelas de tempo de 12 e 60 ciclos.

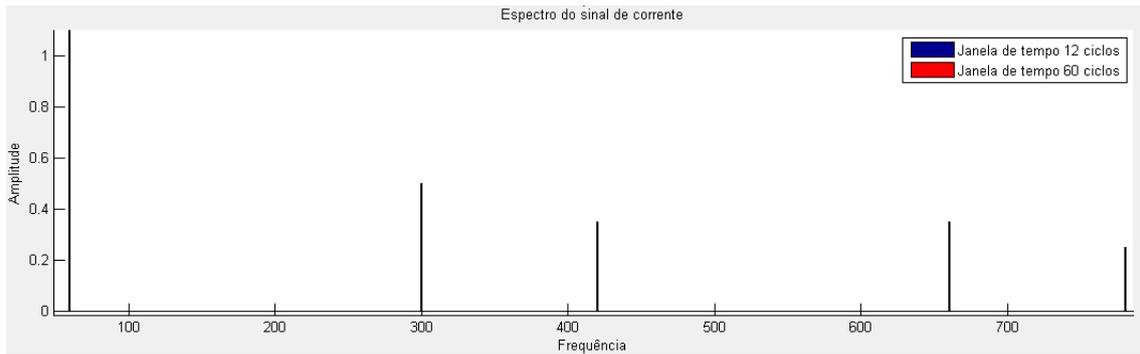


Figura 65: Espectro do sinal de teste 2

Para o mesmo sinal, aplicou-se o método paramétrico ESPRIT utilizando janela de tempo de 12 ciclos, 32 amostras por ciclo e ordem 8.

Na Tabela 8, estão indicadas as frequências obtidas no método paramétrico ESPRIT.

Tabela 8: Espectro método paramétrico ESPRIT

Frequência (Hz)	Amplitude do harmônico teórico (A)	Amplitude do harmônico ESPRIT (A)
60	5	4,95
300	0,5	0,5
420	0,35	0,35
660	0,35	0,34
780	0,25	0,24

Na Figura 66, apresenta-se o espectro obtido pelo método paramétrico ESPRIT e pela FFT com janela de tempo de 12 e 60 ciclos.

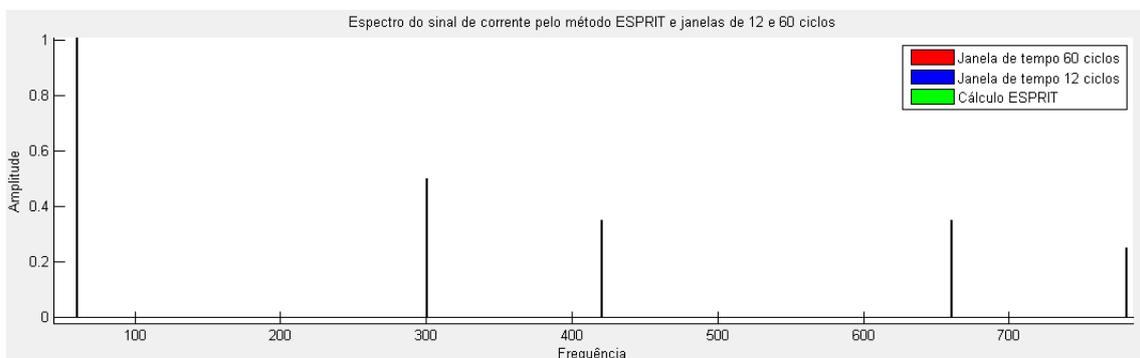


Figura 66: Espectro teste 2 – ESPRIT e janelas de 12 e 60 ciclos

Da Tabela 8 e da Figura 66, pode-se dizer que, mesmo havendo uma distorção significativa, por se tratar de um sinal periódico no tempo e sem variações temporais dos harmônicos, todos os métodos propostos fizeram a correta estimação das amplitudes dos harmônicos.

Na Tabela 9 e na Tabela 10, são apresentados os valores dos indicadores globais para as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos, respectivamente.

Tabela 9: Sinal de teste 2 - indicadores globais janela de tempo 12 ciclos

Grandezas calculadas com janela de tempo de 12 ciclos					
THD 12 - sem agrupamento		THDS 12 - agrupamento subgrupo		THDG 12 - agrupamento grupo	
THD Va 14.9332	THD Ia 14.9332	THD Va 14.9332	THD Ia 14.9332	THD Va 14.9332	THD Ia 14.9332
THD 12 e TID 12 - Teóricos		TIDS 12 - agrupamento subgrupo		TIDG 12 - agrupamento grupo	
THD Teórico 14.9332	TID Teórico 0.0000	TID Va 0.0000	TID Ia 0.0000	TID Va 0.0000	TID Ia 0.0000
TSHD 12 - Subharmônicos		THD ESPRIT		Frequencia fundamental calculada	
TSHD Va 0.0000	TSHD Ia 0.0000	THD ESPRIT 14.8772	Coef. Correl. 1.0000	Freq. fund. 60.00	

Tabela 10: Sinal de teste 2 - indicadores globais janela de tempo 60 ciclos

Grandezas calculadas com janela de tempo de 60 ciclos					
THD 60 - sem agrupamento		THDS 60 - agrupamento subgrupo		THDG 60 - agrupamento grupo	
THD Va 14.9332	THD Ia 14.9332	THD Va 14.9332	THD Ia 14.9332	THD Va 14.9332	THD Ia 14.9332
THD 60 e TID 60 - Teóricos		TIDS 60 - agrupamento subgrupo		TIDG 60 - agrupamento grupo	
THD Teórico 14.9332	TID Teórico 0.0000	TID Va 0.0000	TID Ia 0.0000	TID Va 0.0000	TID Ia 0.0000
TSHD 60 - Subharmônicos		THD ESPRIT		Frequencia fundamental calculada	
TSHD Va 0.0000	TSHD Ia 0.0000	THD ESPRIT 14.8772	Coef. Correl. 1.0000	Freq. fund. 60.00	

Da Tabela 9 e da Tabela 10, conforme esperado, pode-se verificar que:

- Todos os indicadores globais THD, THDS e THDG, com janelas de tempo de 12 e 60 ciclos, apresentaram resultados similares ao valor teórico calculado, que foi de 14,93%;

- O indicador global calculado com os valores obtidos no método paramétrico ESPRIT foi de THDESP 14,88% e o coeficiente de correlação foi próximo a 1;

- Os indicadores globais TID e TSHD, como já era esperado, apresentaram valor zero para as janelas de cálculo de 12 e 60 ciclos.

Na Figura 67, apresenta-se o gráfico com o comportamento no tempo do indicador THDG, na Figura 68 apresenta-se o gráfico com o comportamento no

tempo do THDGSOB com sobreposição de amostras e na Figura 69 apresenta-se o gráfico do THD SOB ESP. Para todos os casos, pode-se verificar que não ocorrem variações da amplitude no tempo.

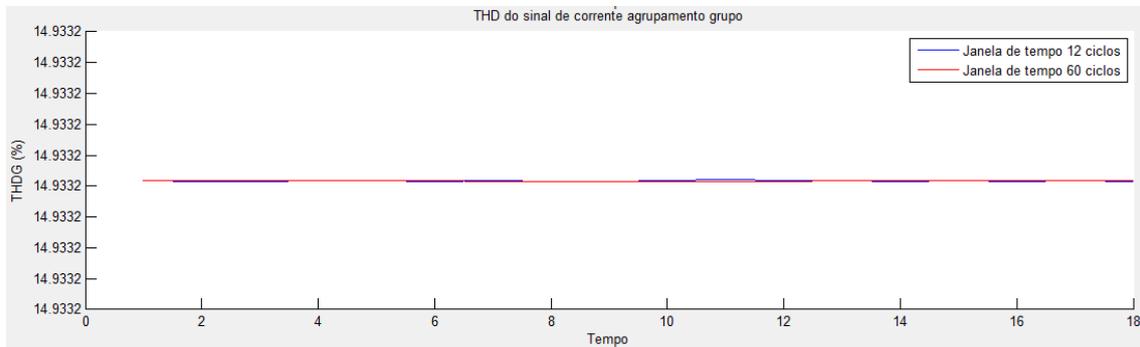


Figura 67: Sinal teste 2 - THD

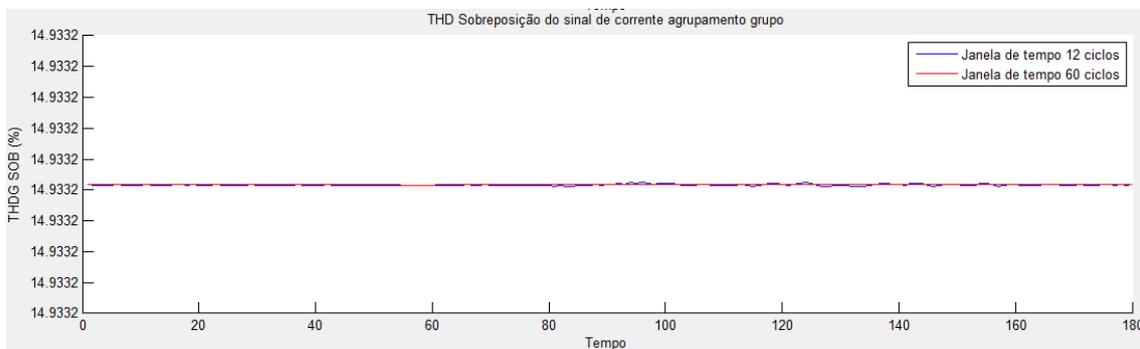


Figura 68: Sinal teste 2 – THD com sobreposição de amostras

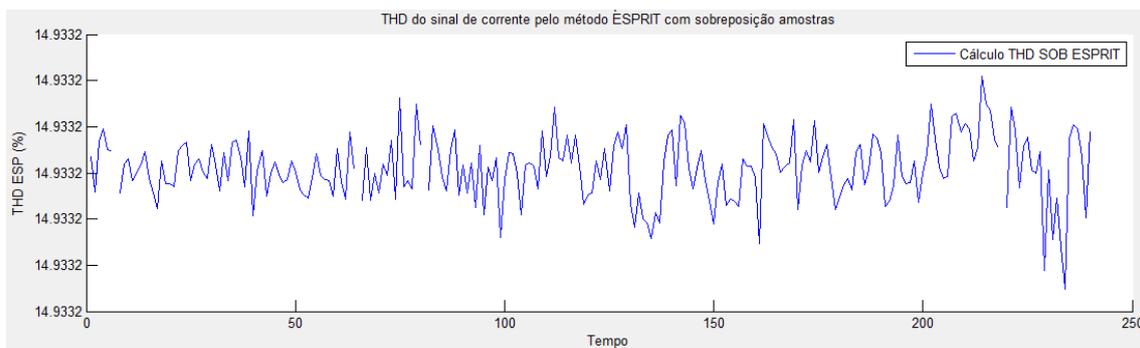


Figura 69: Sinal teste 2 – THD ESPRIT com sobreposição de amostras

Analisando os resultados apresentados no teste 2, nota-se que os valores calculados de THD em todos os métodos propostos são exatamente iguais, reforçando, assim, a conclusão de que mesmo havendo uma distorção significativa, porém tratando-se de um sinal periódico no tempo, todos os métodos propostos fazem a correta estimativa das amplitudes dos harmônicos.

### 6.4.3 Sinal de teste 3

O sinal do teste 3 foi gerado com frequências harmônicas e inter-harmônicas e, na Tabela 3, apresenta-se a amplitude e frequências utilizadas na composição de tal sinal. Nesse teste, espera-se que os indicadores globais de THD apresentem valores diferentes, pois na composição existem frequências inter-harmônicas que se encontram espalhadas nas faixas de agrupamento de grupo e subgrupo; a mesma condição se aplica aos indicadores globais de TID. O indicador global TSHD deve apresentar valor zero, pois, as componentes espectrais geradas não estão dentro da faixa das frequências sub-harmônicas.

Espera-se que o espectro apresente espalhamento espectral, já que as frequências inter-harmônicas utilizadas causam o não atendimento do requisito de periodicidade.

Na Figura 70, apresenta-se o sinal gerado no teste 3, o qual apresenta um nível elevado de distorções e se trata de um sinal não periódico no tempo.

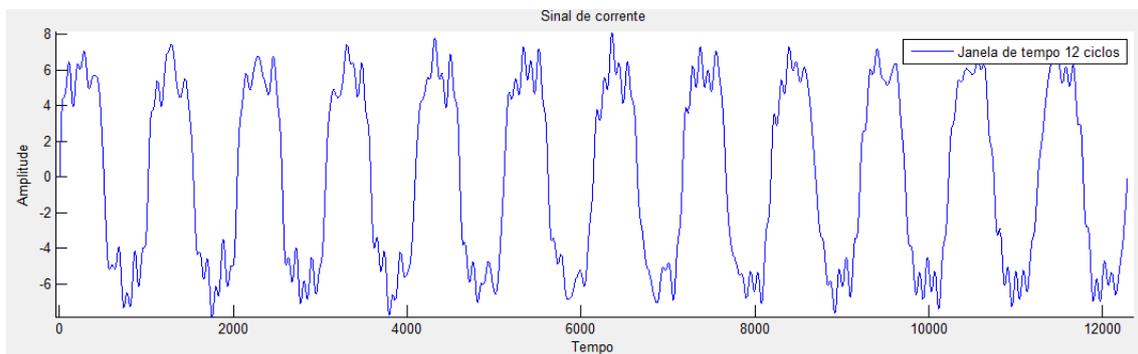


Figura 70: Sinal de teste 3

Na Figura 71, são apresentados os espectros obtidos para as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos. A princípio, comparando os espectros, notam-se algumas diferenças próximas das frequências de 300 Hz e 700 Hz.

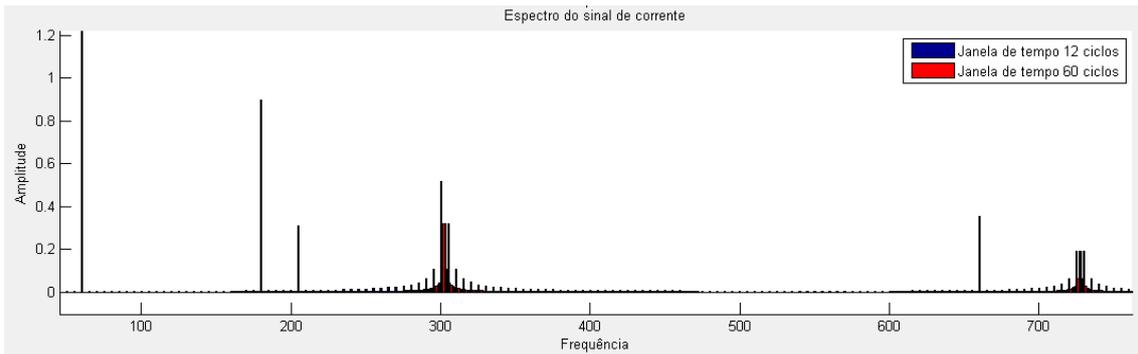


Figura 71: Espectro do sinal de teste 3

Para que seja possível avaliar as diferenças apresentadas no espectro, a Figura 72 exibe com mais detalhes o espectro na faixa de frequência de 300 Hz.

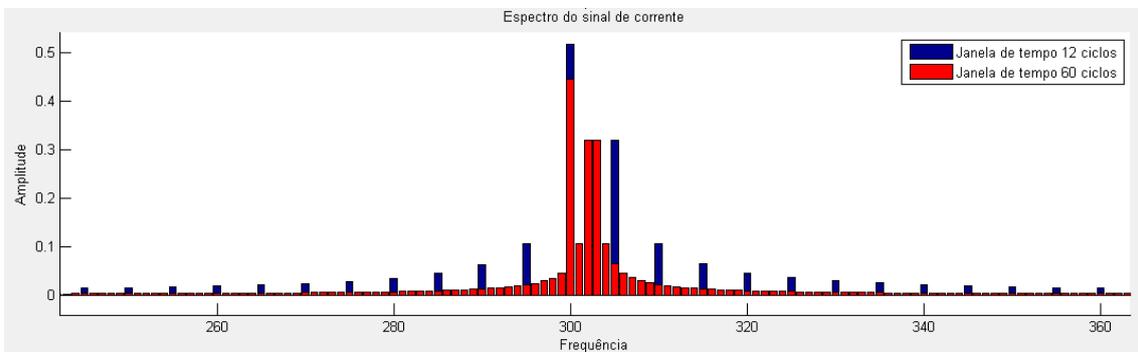


Figura 72: Espectro sinal teste 2 – Faixa de frequência 300Hz

Nessa faixa de frequência, foram geradas as componentes espectrais de 300Hz com amplitude de 0,45A e de 302,5Hz com amplitude de 0,5A. Na Figura 72, nota-se claramente um espalhamento espectral próximo à frequência de 300 Hz e, na Tabela 11, são exibidos os resultados encontrados nessa faixa de frequência.

Tabela 11: Sinal de teste 3 – Faixa de frequência 300Hz

Frequência (Hz)	Amplitude do harmônico 12 ciclos (A)	Amplitude do harmônico 60 ciclos (A)
295	0,1059	0,0212
296	-	0,0244
297	-	0,0289
298	-	0,0353
299	-	0,0454
300	0,5164	0,4463
301	-	0,1061
302	-	0,3183
303	-	0,3184
304	-	0,1062
305	0,3186	0,0637

Da Figura 72 e da Tabela 11, verifica-se que ocorreu um espalhamento espectral em uma grande faixa de frequência do espectro. Tal espalhamento ocorreu devido à componente espectral com frequência de 302,5Hz, pois a mesma não cumpriu o requisito de periodicidade das janelas de tempo utilizadas.

Avaliando a componente espectral com frequência de 300Hz e amplitude de 0,45A, percebe-se que o valor calculado na utilização da janela de tempo de 60 ciclos foi o que mais se aproximou do valor teórico, apresentando como resultado o valor de 0,4463A. Na janela de tempo de 12 ciclos, o valor calculado apresentou um desvio maior no valor 0,5164A, devido ao espalhamento da energia da componente espectral de 302,5Hz.

Na Figura 73, apresentam-se com mais detalhes o espectro na faixa de frequência de 700 Hz.

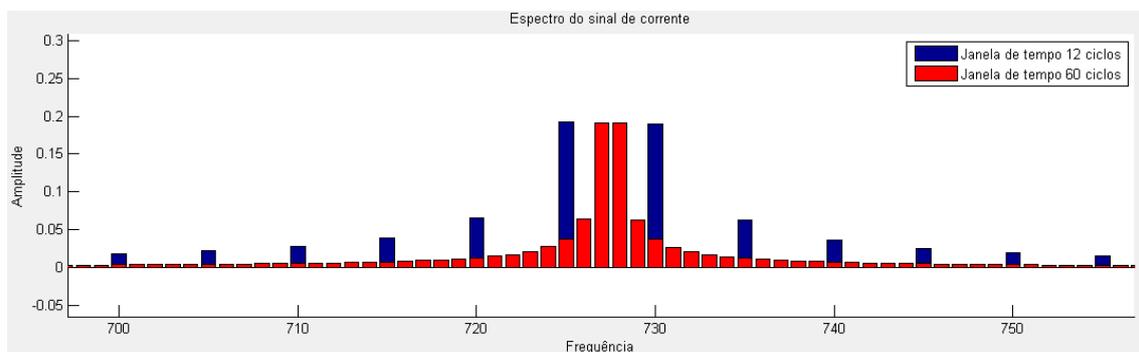


Figura 73: Espectro sinal teste 3 – Faixa de frequência 730Hz

Na Tabela 12, apresenta-se as componentes espectrais obtidas na aplicação da FFT para as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos.

Tabela 12: Sinal de teste 3 – Faixa de frequência 730Hz

Frequência (Hz)	Amplitude do harmônico 12 ciclos	Amplitude do harmônico 60 ciclos
725	0,1924	0,0385
726	-	0,0639
727	-	0,1913
728	-	0,1907
729	-	0,0634
730	0,1896	0,0479

Da Figura 73 e da Tabela 12, é possível notar que ocorreu um espalhamento espectral em uma grande faixa de frequência do espectro próximo da faixa de frequência de 730Hz. Tal espalhamento ocorreu devido à componente espectral com frequência de 727,5Hz e amplitude de 0,3A, o que não cumpriu o requisito de periodicidade das janelas de tempo de 12 e 60 ciclos, caso em que nenhum dos métodos de janelamento mostrou-se eficiente para a correta estimação da amplitude das componentes espectrais.

Na Tabela 13 e na Tabela 14 são apresentados os valores dos indicadores globais para as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos.

Tabela 13: Sinal de teste 3 - indicadores globais janela de tempo 12 ciclos

Grandezas calculadas com janela de tempo de 12 ciclos					
THD 12 - sem agrupamento		THDS 12 - agrupamento subgrupo		THDG 12 - agrupamento grupo	
THD Va 21.9578	THD Ia 21.9578	THD Va 23.3083	THD Ia 23.3083	THD Va 24.7580	THD Ia 24.7580
THD 12 e TID 12 - Teóricos		TIDS 12 - agrupamento subgrupo		TIDG 12 - agrupamento grupo	
THD Teórico 25.0200	TID Teórico 13.1149	TID Va 8.3747	TID Ia 8.3747	TID Va 11.4568	TID Ia 11.4568
TSHD Teórico	Frequencia fund	THD ESPRIT		TSHD 12 - Subharmônicos	
TSHD 0.00	Freq. 60.00	THD ESPRIT 24.11	Coef. Correl.0.9975	TSHD Va 0.2668	TSHD Ia 0.2668

Tabela 14: Sinal de teste 3 - indicadores globais janela de tempo 60 ciclos

Grandezas calculadas com janela de tempo de 60 ciclos					
THD 60 - sem agrupamento		THDS 60 - agrupamento subgrupo		THDG 60 - agrupamento grupo	
THD Va 21.2799	THD Ia 21.2799	THD Va 23.4137	THD Ia 23.4137	THD Va 24.9694	THD Ia 24.9694
THD 60 e TID 60 - Teóricos		TIDS 60 - agrupamento subgrupo		TIDG 60 - agrupamento grupo	
THD Teórico 25.0200	TID Teórico 13.1149	TID Va 8.6764	TID Ia 8.6764	TID Va 13.0631	TID Ia 13.0631
TSHD Teórico	Frequencia fund	THD ESPRIT		TSHD 60 - Subharmônicos	
TSHD 0.00	Freq. 60.00	THD ESPRIT 24.11	Coef. Correl.0.9975	TSHD Va 0.1236	TSHD Ia 0.1236

Da Tabela 13 e da Tabela 14 pode-se notar que os indicadores globais de THD e TID apresentados mostram pequenos desvios em relação aos valores teóricos, onde:

- O valor teórico calculado para o indicador global THD foi de 21,31%, o valor calculado para o indicador THD12 foi de 21,95% e para o indicador THD60 21,28%;

- O valor teórico calculado para o indicador global THDS foi de 23,54%, o valor calculado para o indicador THDS12 foi de 23,31% e para o indicador THDS60 23,41%;

- O valor teórico calculado para o indicador global THDG foi de 25,02%, o valor calculado para o indicador THDG12 foi de 24,75% e para o indicador THDG60 24,97%;

Os indicadores globais TIDS também apresentaram pequenos desvios em relação ao valor teórico, que foi calculado em 8,49% para o indicador global TIDS, sendo que:

- O valor calculado para o indicador global TIDS12 foi de 8,37%;

- O valor teórico calculado para o indicador global e TIDS60 foi de 8,67%.

Os indicadores globais TIDG apresentaram desvios um pouco mais significativos em relação aos valores teóricos, que para o TIDG foi de 13,11%, sendo que:

- O valor calculado para o indicador global TIDG12 foi de 11,45%;

- O valor calculado para o indicador global TIDS60 foi de 13,06%.

Portanto, a maior diferença de 1,66% foi apresentada na janela de tempo de 12 ciclos.

Na Figura 74, apresenta-se uma comparação do comportamento no tempo dos indicadores TIDG12 e TIDG60. Nota-se que, por todo período do gráfico, o indicador TIDG12 apresenta o mesmo erro em relação ao valor teórico TIDS de 13,11%.

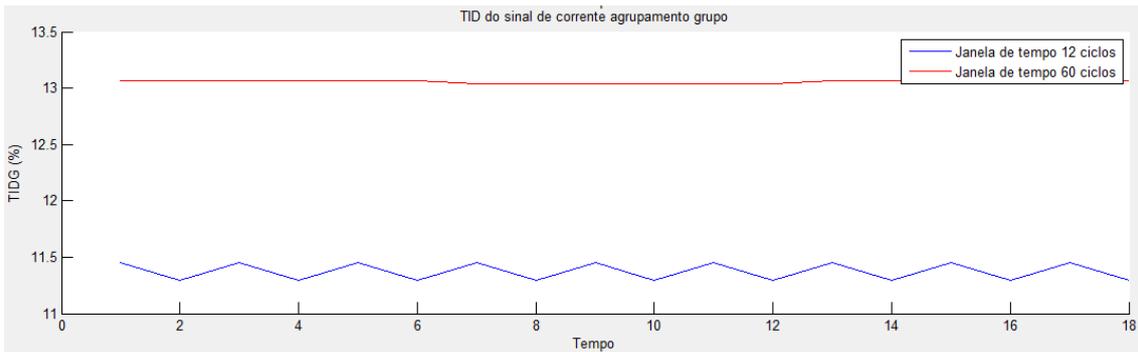


Figura 74: Sinal de teste 3 – Indicadores globais TIDS12 e TIDS60

O indicador global THDESP, método paramétrico ESPRIT, apresentou o valor de 24,11% e o fator de correlação de 0,9975. Na Tabela 15, são apresentadas as componentes espectrais obtidas com sinal com 32 amostras por ciclo, janela de 6 ciclos e ordem 10.

Tabela 15: Sinal de teste 3 – método ESPRIT

Frequência (Hz)	Amplitude do harmônico ESPRIT
60,0	4,9595
180,84	0,9239
301,05	0,7344
658,5	0,6776
725,78	0,6647

Na Figura 75, apresenta-se o cálculo do THD SOB ESP utilizando o conceito de sobreposição de amostras, nota-se que os desvios em relação ao valor teórico são pequenos e que não ocorreram variações no valor do THD calculado.

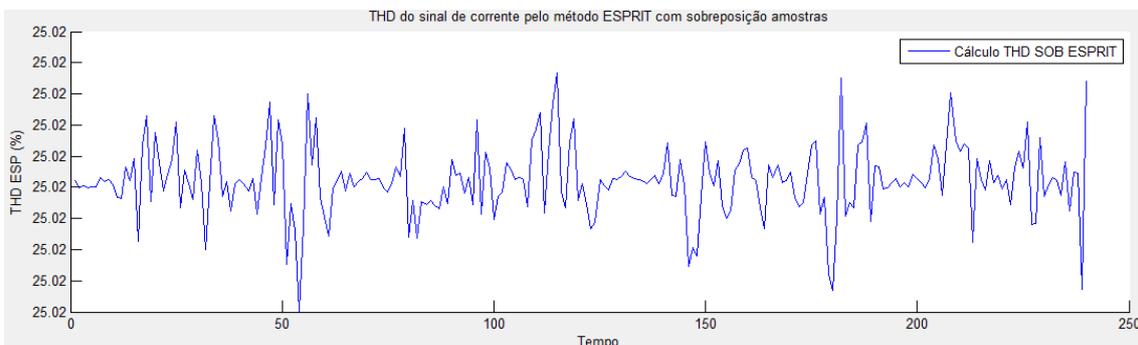


Figura 75: Sinal teste 3 – THD SOB ESP com sobreposição de amostras

Como já esperado, os indicadores globais para as frequências sub-harmônicas apresentaram valores próximos a zero, uma vez que na composição espectral do teste 3 não havia frequências sub-harmônicas, TSHD12 0,2668% e TSHD60 0,1236%.

Na Figura 76, apresenta-se o gráfico com o comportamento no tempo dos indicadores THDG12 e THDG60 e, na Figura 77, apresenta-se o gráfico com o comportamento no tempo dos indicadores THDG SOB12 e THDG SOB60. Nota-se que os indicadores com janela de tempo de 12 ciclos demonstraram a variação da composição espectral no tempo. Nota-se ainda que os indicadores com sobreposição de amostras demonstraram mais detalhes da variação no tempo.

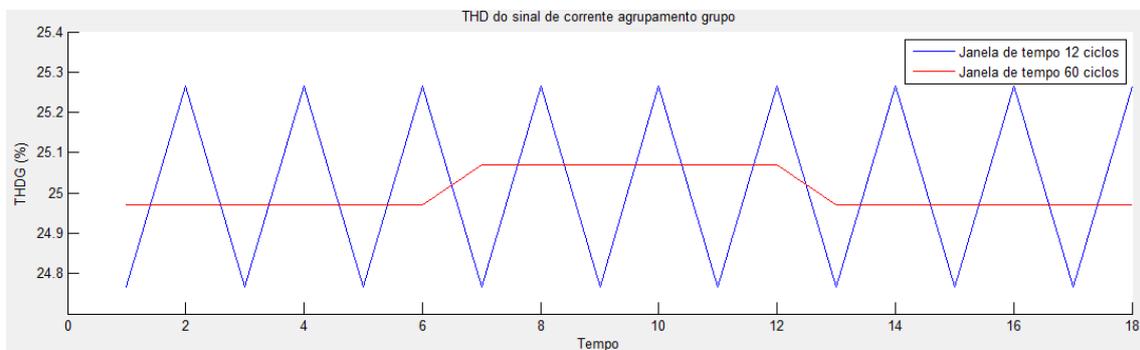


Figura 76: Sinal de teste 3 – THDG

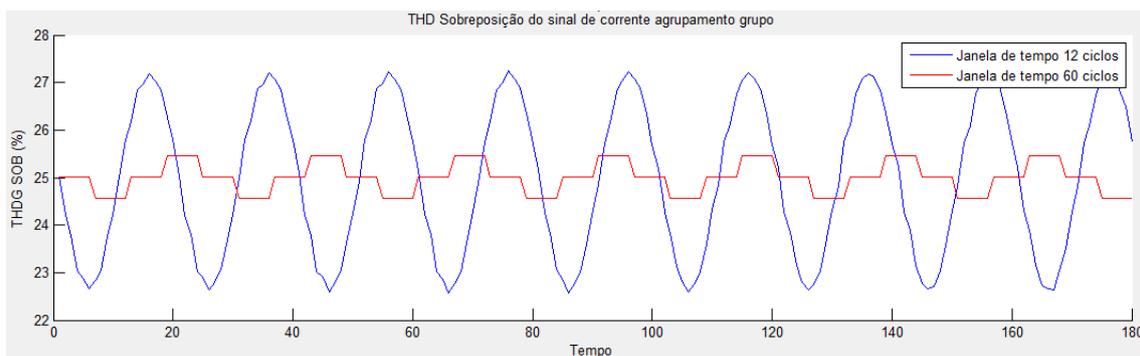


Figura 77: Sinal de teste 3 – THDG com sobreposição de amostras

#### 6.4.4 Sinal de teste 4

A proposta do teste 4 foi gerar um sinal com frequência da componente fundamental de 60,5 Hz e com uma composição espectral que contenha apenas sinais com frequências não múltiplas da frequência fundamental, o que deverá

causar espalhamento espectral devido ao não atendimento dos requisitos de periodicidade da janela de tempo.

Espera-se comprovar a eficiência do algoritmo de agrupamento de grupo e subgrupo, pois para cada indicador global THDS, THDG, TIDS e TIDG o algoritmo de agrupamento agrupa a energia de diferentes frequências, portanto espera-se que os indicadores globais com agrupamento de grupo indiquem valores próximos aos valores teóricos.

Na Figura 78, apresenta-se o sinal gerado, pode-se observar que o sinal apresenta um nível elevado de distorções e se trata de um sinal não periódico no tempo.

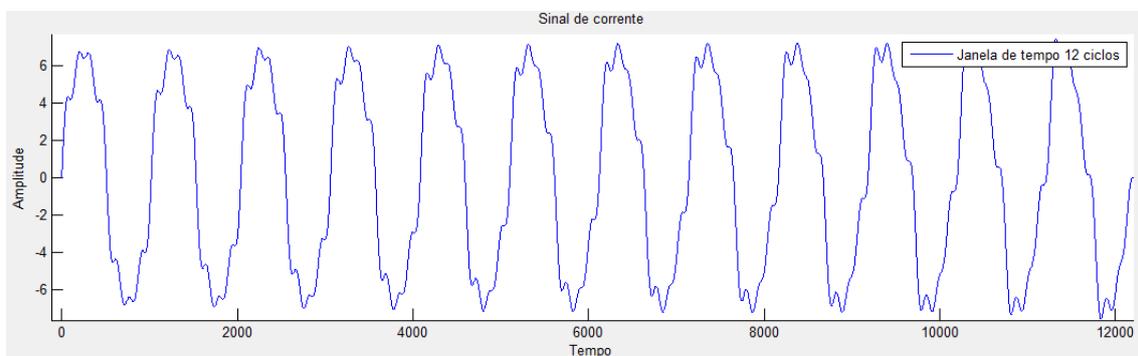


Figura 78: Sinal de teste 4

Na Figura 79, são apresentados os espectros obtidos para as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos. A princípio, comparando os espectros, nota-se que em todas as frequências geradas na composição do sinal ocorre espalhamento espectral.

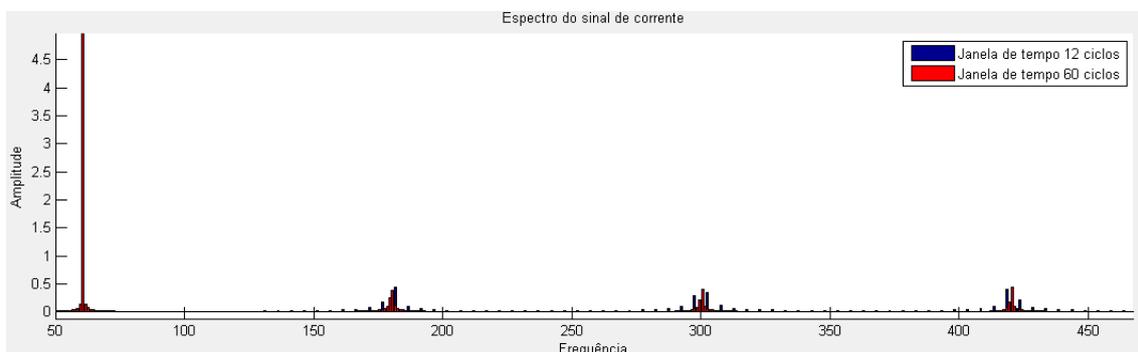


Figura 79: Espectro do sinal de teste 4

Na Figura 80, apresentam-se os detalhes dos espectros para as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos.

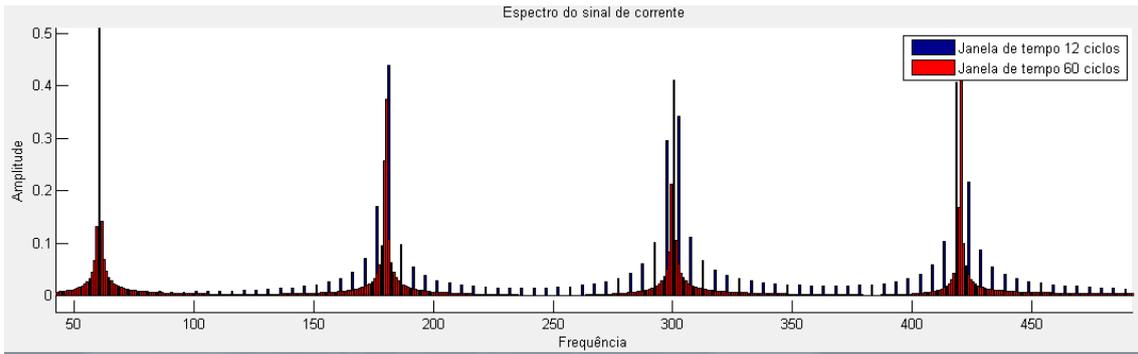


Figura 80: Detalhes do espectro do sinal de teste 4

Da Figura 80, notam-se que ocorrem espalhamentos espectrais na utilização das janelas de tempo de 12 e 60 ciclos, porém na janela de tempo de 12 ciclos pode-se observar que o espalhamento ocorreu em todas as faixas de frequência.

Na Tabela 16 e Tabela 17, são apresentados os valores dos indicadores globais para as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos.

Tabela 16: Sinal de teste 4 - indicadores globais janela de tempo 12 ciclos

Grandezas calculadas com janela de tempo de 12 ciclos					
THD 12 - sem agrupamento		THDS 12 - agrupamento subgrupo		THDG 12 - agrupamento grupo	
THD Va 11.9304	THD Ia 11.9304	THD Va 16.3695	THD Ia 16.3695	THD Va 17.3280	THD Ia 17.3280
THD 12 e TID 12 - Teóricos		TIDS 12 - agrupamento subgrupo		TIDG 12 - agrupamento grupo	
THD Teórico 17.3205	TID Teórico 17.3205	TID Va 5.7512	TID Ia 5.7512	TID Va 12.5970	TID Ia 12.5970
TSHD Teórico	Frequencia fund	THD ESPRIT		TSHD 12 - Subharmônicos	
TSHD 0.00	Freq. 60.50	THD ESPRIT 17.32	Coef. Correl. 1.0000	TSHD Va 0.6777	TSHD Ia 0.6777

Tabela 17: Sinal de teste 4 - indicadores globais janela de tempo 60 ciclos

Grandezas calculadas com janela de tempo de 60 ciclos					
THD 60 - sem agrupamento		THDS 60 - agrupamento subgrupo		THDG 60 - agrupamento grupo	
THD Va 2.6233	THD Ia 2.6233	THD Va 17.0717	THD Ia 17.0717	THD Va 17.3621	THD Ia 17.3621
THD 60 e TID 60 - Teóricos		TIDS 60 - agrupamento subgrupo		TIDG 60 - agrupamento grupo	
THD Teórico 17.3205	TID Teórico 17.3205	TID Va 3.1590	TID Ia 3.1590	TID Va 17.1802	TID Ia 17.1802
TSHD Teórico	Frequencia fund	THD ESPRIT		TSHD 60 - Subharmônicos	
TSHD 0.00	Freq. 60.50	THD ESPRIT 17.32	Coef. Correl. 1.0000	TSHD Va 3.3568	TSHD Ia 3.3568

Da Tabela 16 e da Tabela 17, observam-se que os valores de alguns indicadores globais, das janelas de tempo de 12 e 60 ciclos apresentam desvios significativos, onde:

- O indicador global THD deveria indicar valor próximo a zero, porém o valor calculado para o indicador global THD12 foi de 11,93% e para o indicador global THD60 foi de 2,62%;

- O indicador global THDS deveria indicar valores próximos ao valor teórico calculado de 17,32%, pois as frequências geradas no sinal encontram-se dentro da faixa de frequência da agregação de subgrupo, o valor calculado para o indicador global THDS12 foi de 16,36% e para o indicador global THDS60 foi de 17,07%;

- O valor teórico calculado para o indicador global THDG foi de 17,32%, o valor calculado para o indicador THDG12 foi de 17,33% e para o indicador THDG60 17,36%;

- O indicador global TIDS deveria indicar valor próximo a zero, uma vez que as frequências geradas no sinal se encontram fora da faixa de agregação de subgrupo dos inter-harmônicos, o valor calculado para o indicador global TIDS12 foi de 5,75% e para o indicador global TIDS60 foi de 3,16%;

- O indicador global TIDG deveria indicar valor próximo ao valor teórico calculado, que foi de 17,32%, uma vez que as frequências geradas no sinal se encontram dentro da faixa de agregação de grupo dos inter-harmônicos, o valor calculado para o indicador global TIDG12 foi de 12,59% e para o indicador global TIDG60 foi de 17,18%;

- O indicador global TSHD deveria indicar valor próximo a zero, uma vez que nenhuma frequência sub-harmônica foi gerada no sinal, o valor calculado para o indicador global TSHD12 foi de 0,67% e para o indicador global TSHD60 foi de 3,35%.

O indicador global THDESP apresentou o valor de 17,32% e o fator de correlação de 1,000.

Tabela 18 são apresentadas as componentes espectrais obtidas com sinal com 32 amostras por ciclo, janela de 4 ciclos e ordem 8.

Tabela 18: Sinal de teste 4 – método ESPRIT

Frequência (Hz)	Amplitude do harmônico ESPRIT
60,4992	5,00
180	0,50
300	0,50
420	0,50

Na Figura 81 apresentam-se os gráficos com o comportamento no tempo dos indicadores THDG12 e THDG60 e na Figura 82 apresentam-se os gráficos com o comportamento no tempo dos indicadores THDG SOB12 e THDG SOB60, nas duas figuras os indicadores com janela de tempo de 12 ciclos mostram com maiores detalhes as variações da composição espectral no tempo

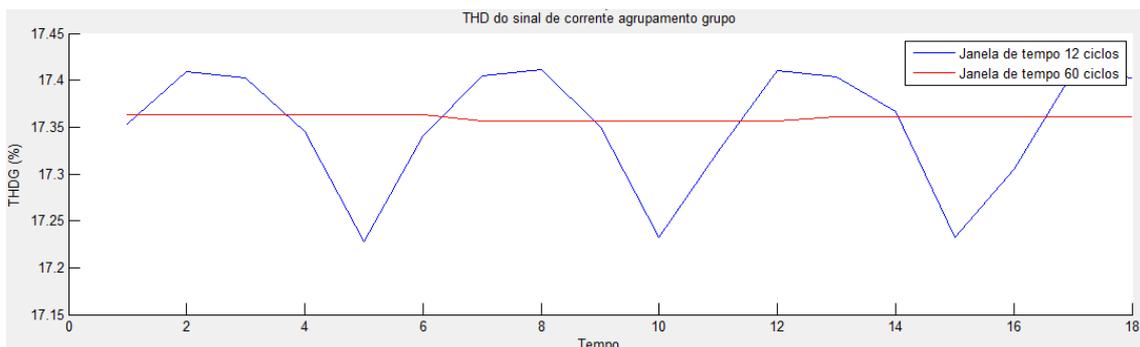


Figura 81: Sinal de teste 4 - THDG

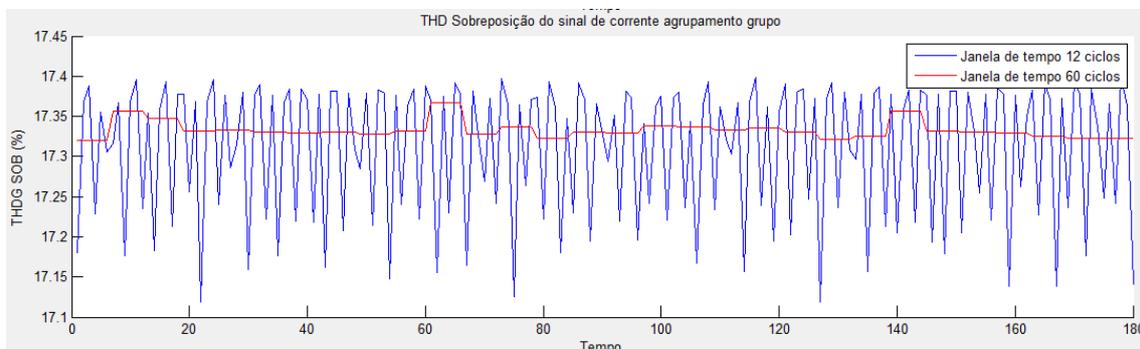


Figura 82: Sinal de teste 4 – THDG com sobreposição de amostras

Na Figura 83, apresenta-se o gráfico com o comportamento no tempo do indicador global THD SOB ESPRIT.

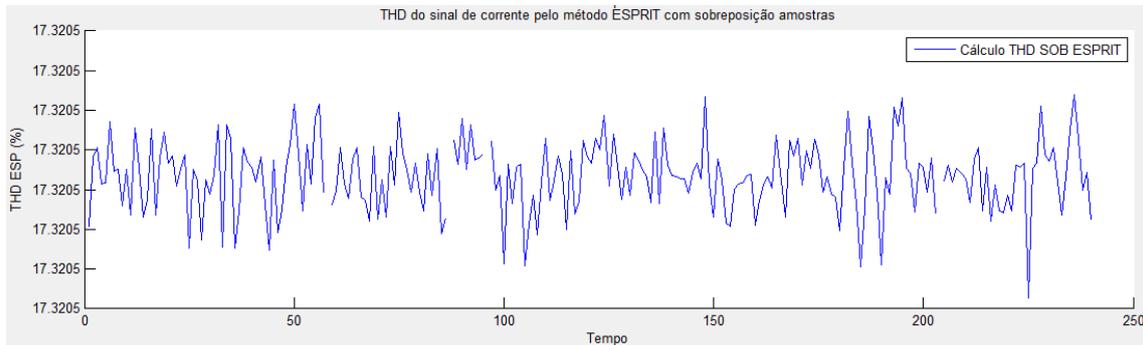


Figura 83: Sinal de teste 4 – THD ESPRIT com sobreposição de amostras

Da Figura 83, nota-se que o valor do indicador global THD SOB ESPRIT, distorção harmônica total com sobreposição de amostras pelo método paramétrico ESPRIT, foi de 17,32% e que não ocorreram variações significativas.

#### 6.4.5 Sinal de teste 5

A proposta do teste 5 foi gerar uma composição espectral que contenha conteúdo harmônico, inter-harmônico e sub-harmônico, sendo que o mesmo conteúdo espectral foi programado na fonte Omicron e foram realizadas medições dos sinais com o Analisador de QEE G4500 BLACKBOX. Nesse teste espera-se comprovar que as medições realizadas com o medidor G4500 e os cálculos realizados com os algoritmos desenvolvidos no MATLAB apresentam valores compatíveis e que os sub-harmônicos e inter-harmônicos provocam o fenômeno de *Leakage* devido ao requisito de periodicidade não ser atendido, além de mostrar a eficiência da metodologia proposta para o cálculo dos sub-harmônicos.

Na Figura 84, apresenta-se o sinal gerado no teste 5, pode-se notar que o mesmo apresenta uma modulação de baixa frequência, ocasionada devido às componentes espectrais sub-harmônicas, além do comportamento não periódico no tempo.

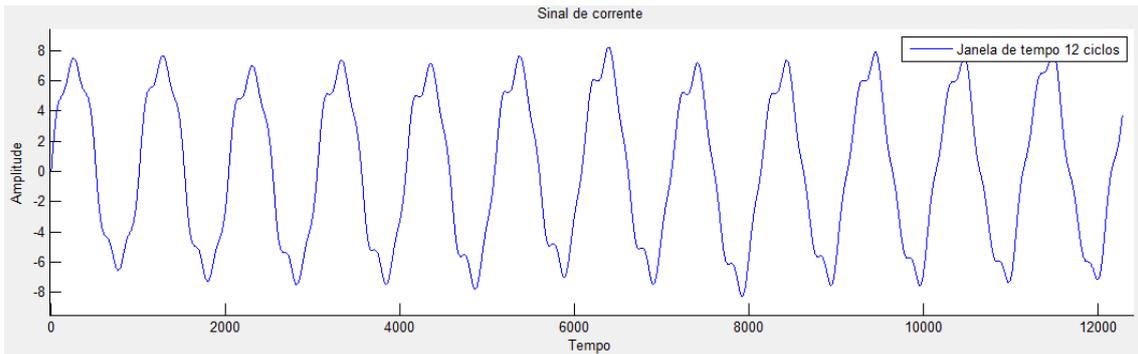


Figura 84: Sinal de teste 5

Na Figura 85, são apresentados os espectros obtidos para as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos. Pode-se notar que nas frequências sub-harmônicas e na faixa de frequência próxima a 180Hz ocorreram espalhamentos espectrais.

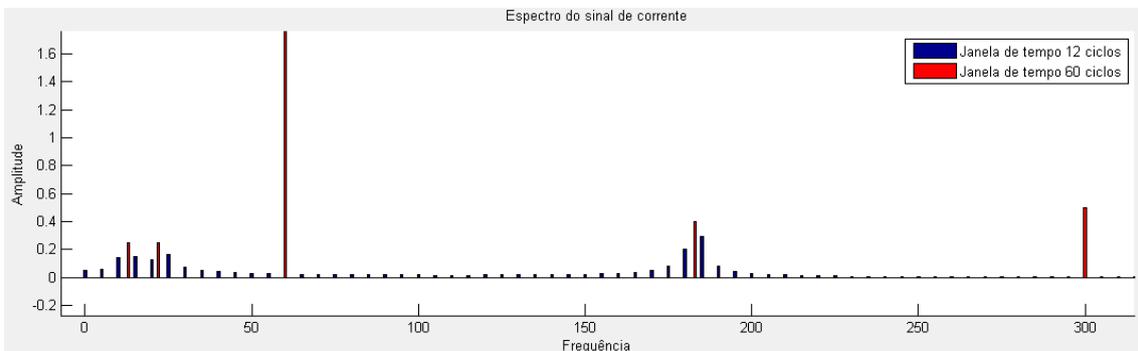


Figura 85: Espectro do sinal de teste 5

Na Figura 86, apresenta-se com mais detalhes a faixa de espectro próxima às frequências de 15Hz e 25Hz.

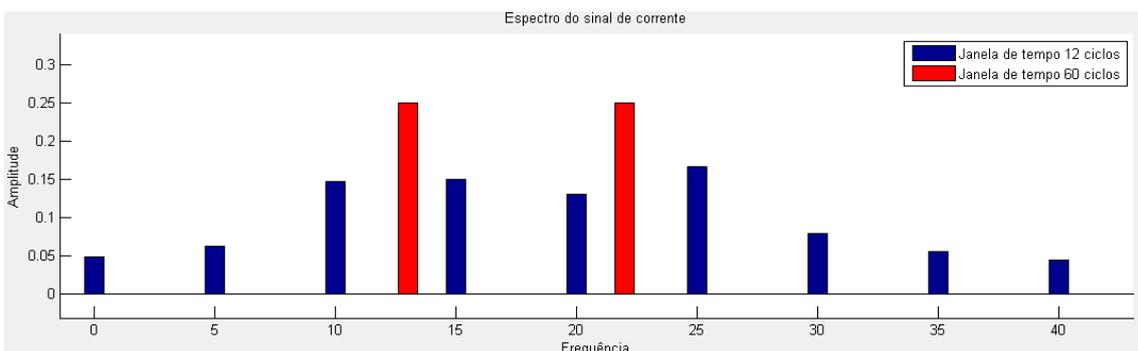


Figura 86: Espectro do sinal de teste 5 – Faixa de frequência de 0 a 15Hz

Da Figura 86, observa-se que no espectro para a janela de tempo de 60 ciclos são mostradas apenas as componentes espectrais de 13Hz e 22Hz e, para a janela de 12 ciclos, nota-se um espalhamento espectral nessa faixa de

frequências. Pode-se concluir que para a janela de tempo de 60 ciclos as componentes espectrais de 13Hz e 22Hz atendem ao requisito de periodicidade, o que não ocorre para a janela de tempo de 12 ciclos.

Na Figura 87, apresenta-se o espectro próximo à faixa de frequência de 180Hz.

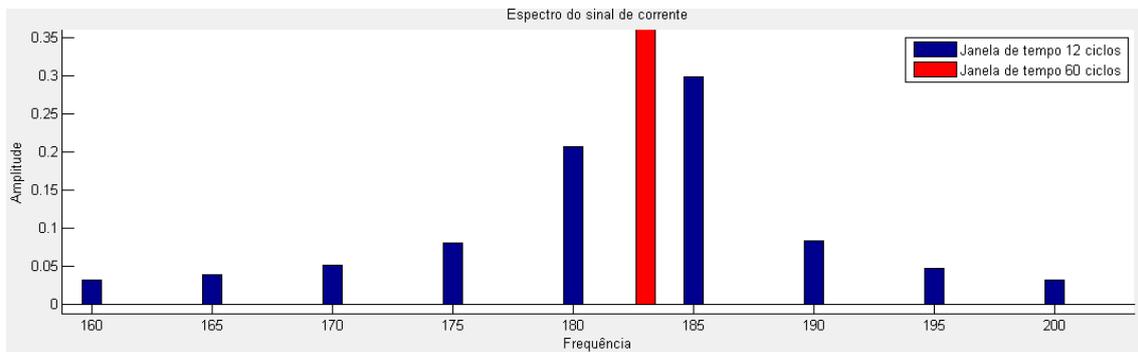


Figura 87: Espectro sinal de teste 5 – Faixa de frequência 180Hz

Da Figura 87, observa-se que, novamente, ocorreu o espalhamento espectral próximo à componente espectral com frequência de 183Hz utilizada na composição do sinal, da mesma forma o espalhamento ocorreu devido ao não atendimento do requisito de periodicidade para a frequência de 183Hz na janela de tempo de 12 ciclos.

Na Tabela 19 e na Tabela 20, são apresentados os valores dos indicadores globais para as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos.

Tabela 19: Sinal de teste 5 - indicadores globais janela de tempo 12 ciclos

Grandezas calculadas com janela de tempo de 12 ciclos					
THD 12 - sem agrupamento		THDS 12 - agrupamento subgrupo		THDG 12 - agrupamento grupo	
THD Va 10.8559	THD Ia 10.8559	THD Va 12.5195	THD Ia 12.5195	THD Va 12.8513	THD Ia 12.8513
THD 12 e TID 12 - Teóricos		TIDS 12 - agrupamento subgrupo		TIDG 12 - agrupamento grupo	
THD Teórico 12.8062	TID Teórico 8.0000	TID Va 2.8554	TID Ia 2.8554	TID Va 6.8501	TID Ia 6.8501
TSHD Teórico	Frequencia fund	THD ESPRIT		TSHD 12 - Subharmonicos	
TSHD 7.07	Freq. 60.00	THD ESPRIT 12.88	Coef. Correl.0.9978	TSHD Va 6.5536	TSHD Ia 6.5536

Tabela 20: Sinal de teste 5 - indicadores globais janela de tempo 60 ciclos

Grandezas calculadas com janela de tempo de 60 ciclos					
THD 60 - sem agrupamento		THDS 60 - agrupamento subgrupo		THDG 60 - agrupamento grupo	
THD Va 10.0000	THD Ia 10.0000	THD Va 12.8062	THD Ia 12.8062	THD Va 12.8062	THD Ia 12.8062
THD 60 e TID 60 - Teóricos		TIDS 60 - agrupamento subgrupo		TIDG 60 - agrupamento grupo	
THD Teórico 12.8062	TID Teórico 8.0000	TID Va 0.0000	TID Ia 0.0000	TID Va 8.0000	TID Ia 8.0000
TSHD Teórico	Frequencia fund	THD ESPRIT		TSHD 60 - Subharmônicos	
TSHD 7.07	Freq. 60.00	THD ESPRIT 12.88	Coef. Correl.0.9978	TSHD Va 7.0711	TSHD Ia 7.0711

Da Tabela 19 e da Tabela 20, pode-se observar que existem pequenas diferenças entre os indicadores globais da janela de tempo de 12 ciclos e da janela de tempo de 60 ciclos.

Onde:

- O valor teórico do indicador global THD foi de 10%, o valor calculado para o indicador THD12 foi de 10,86% e para o indicador THD60 foi de 10%;

- O valor teórico do indicador global THDS foi de 12,81%, o valor calculado para o indicador THDS12 foi de 12,51% e para o indicador THDS60 12,81%;

- O valor teórico do indicador global THDG foi 12,81%, o valor calculado para o indicador global THDG12 foi de 12,85% e para o indicador THDG60 12,81%;

- Para o cálculo dos inter-harmônicos, o indicador global TIDS deveria apresentar valor zero, exatamente o que ocorreu com o indicador TIDS60, porém no indicador TIDS12 o valor calculado foi de 2,86%;

- O valor teórico do indicador TIDG foi de 8%, o valor calculado do indicador TIDG12 foi de 6,85% e para o indicador TIDG60 foi de 8%;

- Em relação aos sub-harmônicos, o valor teórico para o indicador global TSHD foi de 7,07%, o valor calculado para o indicador TSHD12 foi de 6,55% e para o indicador TSHD60 foi de 7,07%.

Os resultados acima evidenciam que, para o sinal de teste 5, que contém inter-harmônicos e sub-harmônicos não múltiplos da frequência fundamental, a janela de tempo de 60 ciclos apresentou melhores resultados que a janela de tempo de 12 ciclos.

O indicador global THDESP, método paramétrico ESPRIT, apresentou o valor de 12,88% e o fator de correlação de 0,9978, portanto próximo ao valor teórico de 12,80%. Na Tabela 21, são apresentadas as componentes espectrais obtidas com sinal com 32 amostras por ciclo, janela de 6 ciclos e ordem 10. Comparando-se com os valores das componentes espectrais teóricas, a estimação pela metodologia paramétrica ESPRIT apresentou resultados satisfatórios.

Tabela 21: Sinal de teste 5 – método ESPRIT

Frequência (Hz)	Amplitude do harmônico ESPRIT
15,4	0,2439
21,26	0,4485
60	4,9467
183	0,3972
300	0,4968

Na Figura 88, apresenta-se o gráfico do indicador global THD SOB ESP, nota-se que não ocorreram variações no valor calculado.

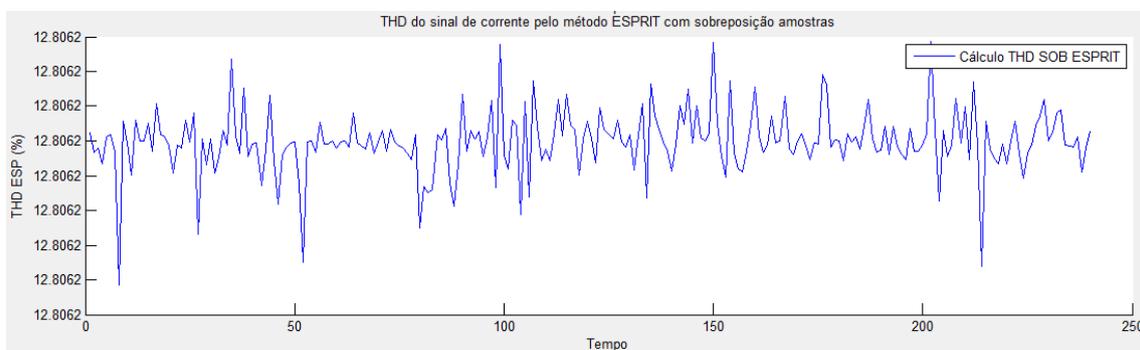


Figura 88: Sinal teste 5 – THD SOB ESP

Na Figura 89, apresenta-se o gráfico com o comportamento no tempo dos indicadores THDG12 e THDG60 e, na Figura 90, apresenta-se o gráfico com o comportamento no tempo dos indicadores THDG SOB12 e THDG SOB60, dos quais pode-se concluir que o sinal não apresenta variações temporais significativas em amplitude e que, tanto nos cálculos com janelamento normal quanto para o janelamento com sobreposição de amostras, a janela de tempo de 60 ciclos não apresenta as variações temporais do sinal de teste 5.

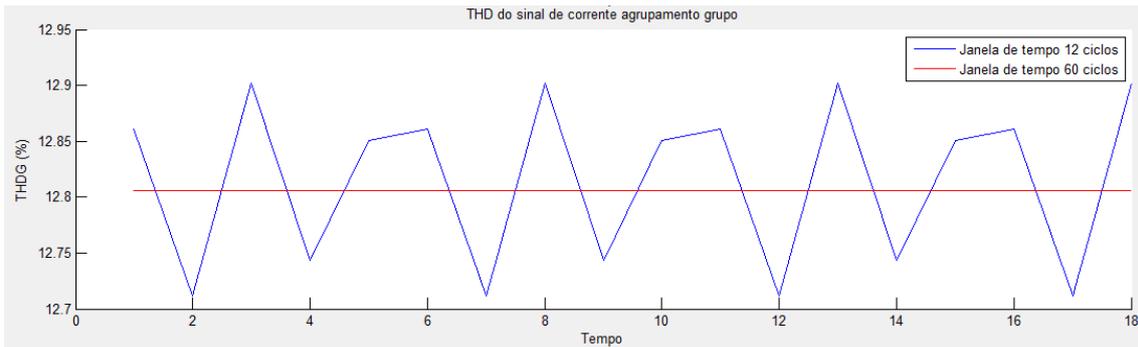


Figura 89: Sinal de teste 5 – THDG

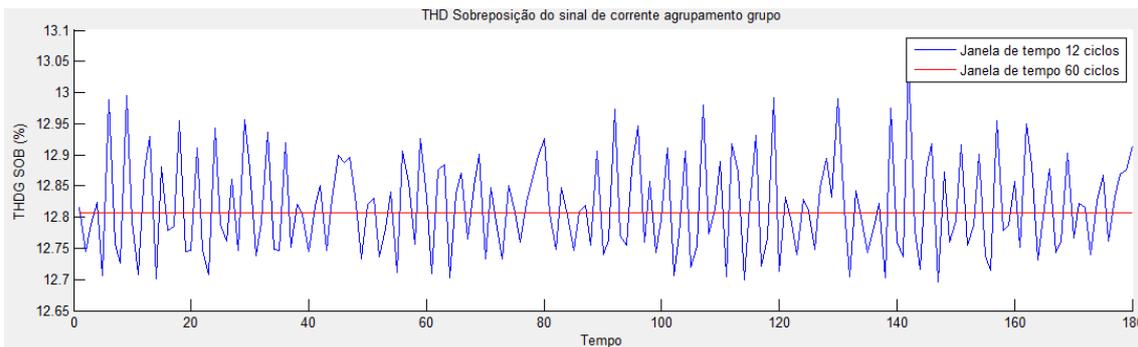


Figura 90: Sinal de teste 5 – THDG com sobreposição de amostras

#### 6.4.5.1 Teste 5: Resultados com CMC 256 plus, G4500 BLACKBOX e MATLAB

A seguir, apresenta-se as configurações para a geração do sinal de teste 5 na fonte CMC 256 plus e as comparações entre os resultados obtidos com as medições realizadas com o Analisador de QEE G4500 BLACKBOX e os valores calculados pela aplicação desenvolvida no MATLAB.

Na Tabela 22, apresenta-se a configuração do software *Test Universe PQ Signal Generator* da Omicron, no qual são programadas as amplitudes e frequências que o equipamento CMC 256 plus irá gerar na tensão e na corrente.

Tabela 22: Programação PQ Signal Generator

	V L1-E (TIHD: 14,63 %)		V L2-E (TIHD: 14,63 %)		V L3-E (TIHD: 14,63 %)		I L1 (TIHD: 14,63 %)		I L2 (TIHD: 14,63 %)		I L3 (TIHD: 14,63 %)	
	Frequency	Mag.	Phase	Mag.	Phase	Mag.	Phase	Mag.	Phase	Mag.	Phase	Mag.
13,0000 Hz	11,00 V	0,00 °	11,00 V	-120,00 °	11,00 V	120,00 °	250,0 mA	0,00 °	250,0 mA	-120,00 °	250,0 mA	120,00 °
22,0000 Hz	11,00 V	0,00 °	11,00 V	-120,00 °	11,00 V	120,00 °	250,0 mA	0,00 °	250,0 mA	-120,00 °	250,0 mA	120,00 °
183,0000 Hz	17,60 V	0,00 °	17,60 V	-120,00 °	17,60 V	120,00 °	400,0 mA	0,00 °	400,0 mA	-120,00 °	400,0 mA	120,00 °
300,0000 Hz	22,00 V	0,00 °	22,00 V	-120,00 °	22,00 V	120,00 °	500,0 mA	0,00 °	500,0 mA	-120,00 °	500,0 mA	120,00 °

Na Figura 91, apresenta-se a forma de onda gerada pela CMC 256 plus, onde nota-se que existem semelhanças entre o sinal sintético apresentado na Figura 84 e o sinal gerado pela CMC 256 plus na Figura 91.

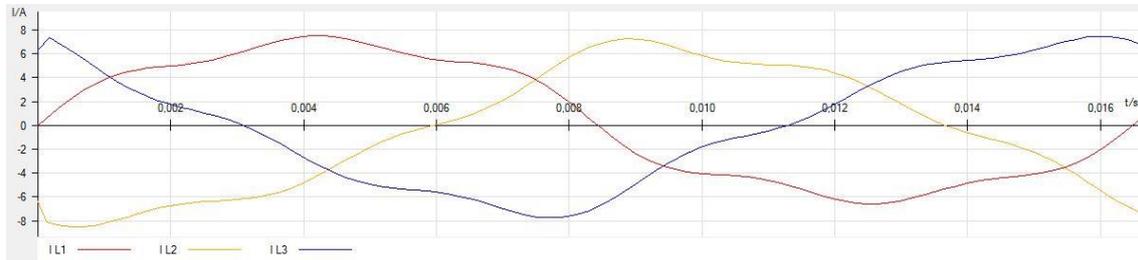


Figura 91: Omicron Sinal de teste

Segundo a IEC 6100-4-30 (IEC, 2008), item 5.8.1, os Analisadores de QEE classe A devem utilizar a metodologia de agrupamento de subgrupo, portanto o indicador global THDS.

*“– **Class A:** The basic measurement of voltage harmonics, for Class A, is defined in IEC 61000-4-7:2002 Class I. That standard shall be used to determine a 10/12-cycle gapless harmonic subgroup measurement, denoted  $G_{sg,n}$  in IEC 61000-4-7:2002.”*

No sinal gerado, duas frequências encontram-se na faixa de espectro dos harmônicos, a frequência de 183Hz e 300Hz. O algoritmo de agregação de subgrupo para o cálculo do THDS deve levar em consideração o harmônico de 300Hz e o espalhamento espectral causado pelo inter-harmônico de 183Hz.

Na Figura 92, apresenta-se o gráfico dos harmônicos H3 180Hz e H5 300Hz obtidos no Elspec G4500.

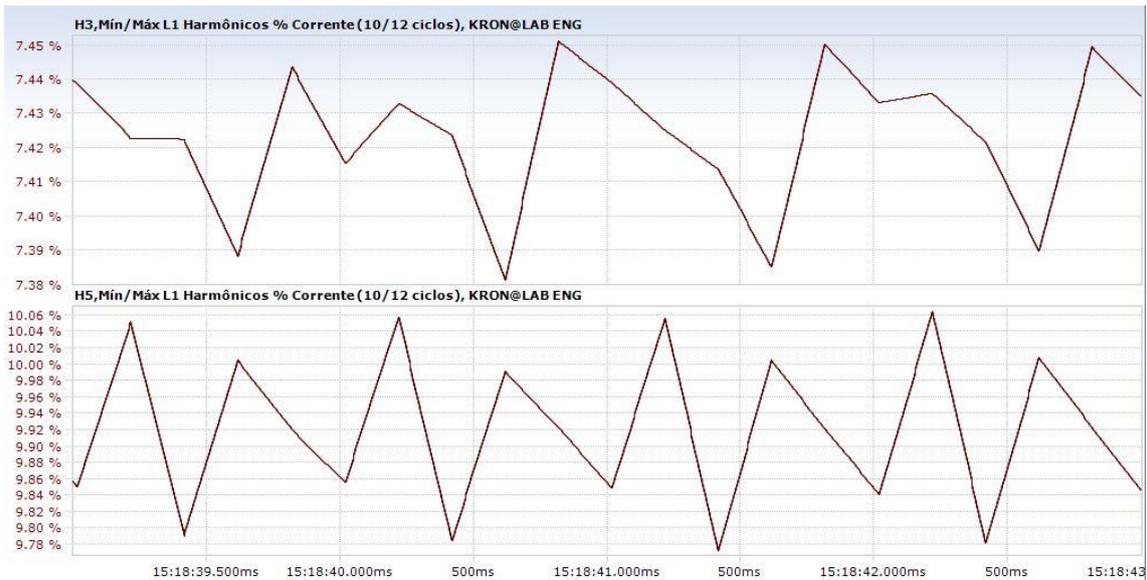


Figura 92: Harmônicos H3 e H5 - Elspec G4500

Na Figura 93, apresentam-se os gráficos dos harmônicos H3 180Hz e H5 300Hz, porém obtidos na simulação do MATLAB.

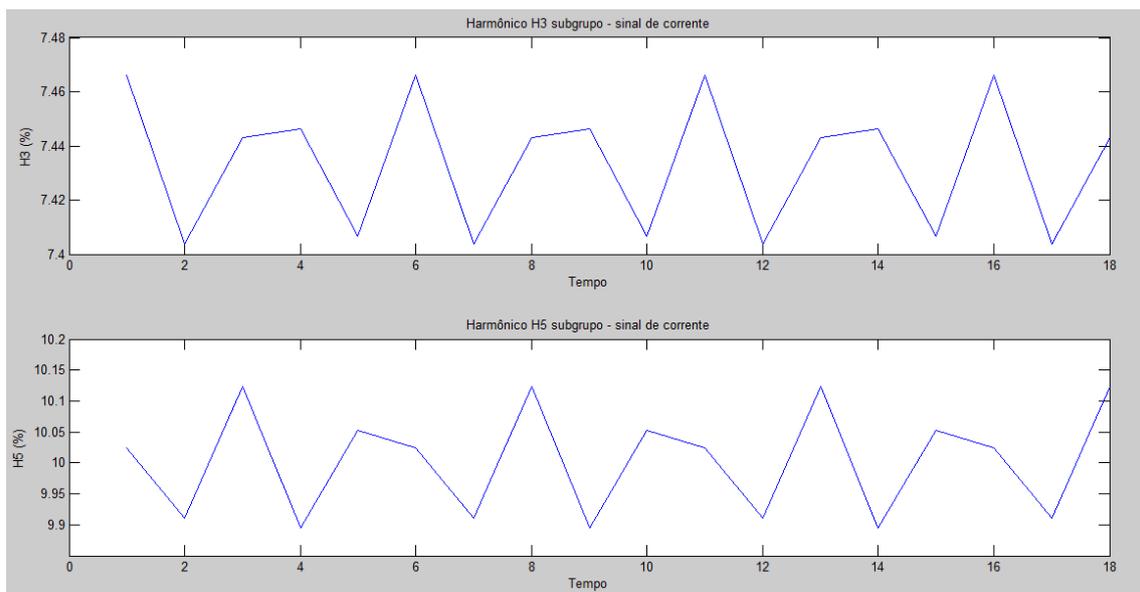


Figura 93: Harmônicos H3 e H5 - MATLAB

Da Figura 92, com a medição do Analisador de QEE Elspec G4500 nota-se que o harmônico H3 teve uma variação na amplitude entre 7,38% e 7,45%, já o harmônico H5 teve uma variação na amplitude entre 9,78% e 10,06%. Da Figura 93, com a simulação na plataforma MATLAB, observa-se que o harmônico H3 teve uma variação na amplitude entre 7,4% e 7,47%, e o harmônico H5 teve uma variação na amplitude entre 9,9% e 10,12%, portanto

pode-se concluir que o comportamento no tempo para os harmônicos H3 e H5 nas duas plataformas de medição são similares.

Na Figura 94, apresenta-se o gráfico com o comportamento do indicador global THDS medido no Analisar de QEE Elspec G4500 e, na Figura 95, apresenta-se o gráfico com o comportamento do indicador global THDS da simulação no MATLAB.

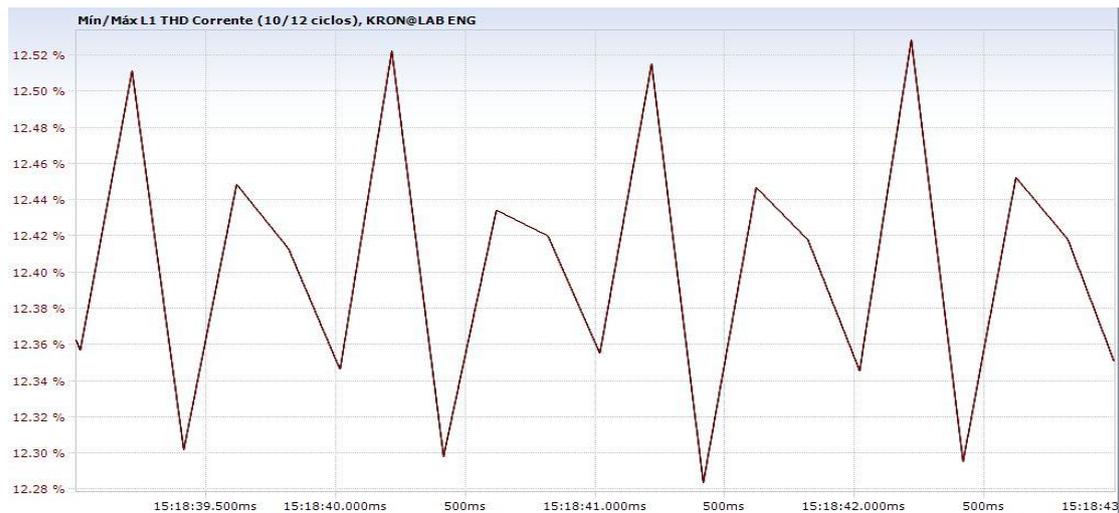


Figura 94: Indicador global THDS - Elspec - G4500

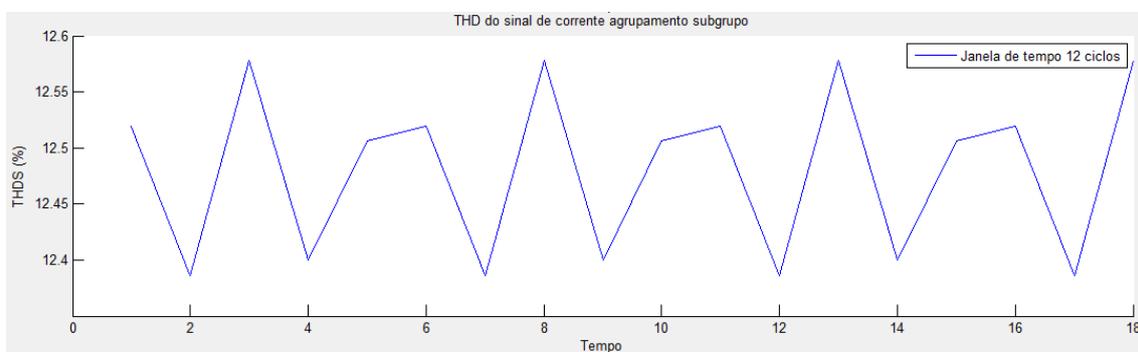


Figura 95: Indicador global THDS - MATLAB

Da Figura 94 e da Figura 95, observa-se que na medição do indicador global THDS realizada com a Omicron CMC 256 *plus* em conjunto com o Analisador de QEE Elspec G4500 obteve-se uma variação na amplitude entre 12,28% e 12,52% e na simulação com sinal sintético no MATLAB obteve-se uma variação na amplitude entre 12,35% e 12,58%, portanto os valores apresentados são muito próximos, tanto para o indicador global THDS quanto para o comportamento no tempo. Os indicadores globais TID e TSHD não foram comparados, pois o Analisador de QEE não realiza esses cálculos.

Devido ao indicador global TID não ser calculado pelo Elspec G4500, foram utilizados os inter-harmônicos do sinal para realizar as comparações entre os dois métodos.

Na Figura 96, apresenta-se o gráfico com os inter-harmônicos IH3, IH4 e IH5 do Elspec G4500, que representam respectivamente as frequências de 15Hz, 20Hz e 25Hz, a mesma faixa de frequência que ocorreu o espalhamento espectral mostrado na Figura 86.

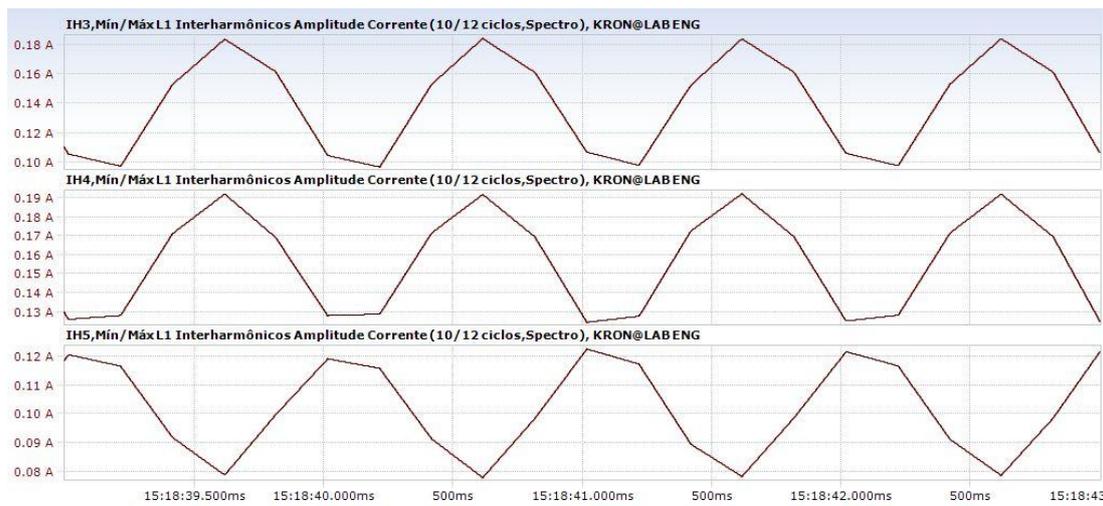


Figura 96: Inter-harmônicos Elspec G4500

Na Figura 97, apresenta-se o gráfico dos inter-harmônicos IH3 (15Hz), IH4 (20Hz) e IH5 (25Hz) obtidos na simulação do sinal sintético no MATLAB.

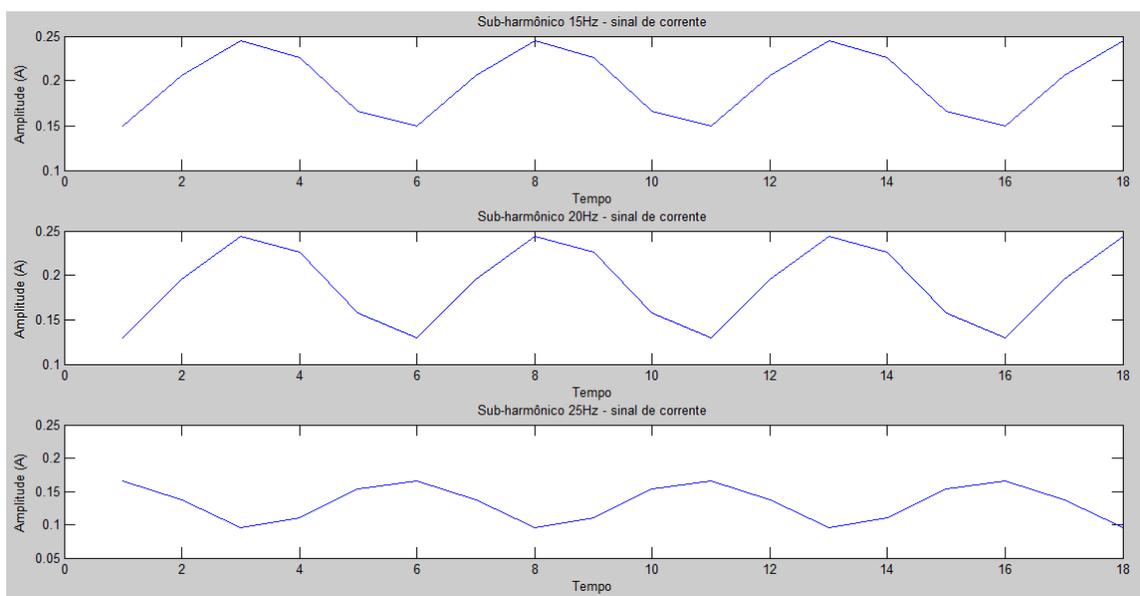


Figura 97: Inter-harmônicos na simulação MATLAB

Da Figura 96 e da Figura 97, observa-se que a amplitude e o comportamento no tempo dos inter-harmônicos na medição com o Elspec G4500 e na simulação com o MATLAB têm resultados similares.

Analisando e comparando os resultados dos indicadores globais e comportamento dos harmônicos e inter-harmônicos no tempo, obtidos entre a medição realizada no Analisador de QEE Elspec G4500 e as simulações no MATLAB, conclui-se que os algoritmos desenvolvidos e os resultados obtidos no MATLAB podem ser comparados aos resultados medidos em analisadores de QEE que atendem aos protocolos das IECs.

#### 6.4.6 Sinal de teste 6

A proposta do teste 6 foi realizar a medição de uma lâmpada LED com o Analisador de Qualidade da Energia Elétrica Elspec G4500 BLACKBOX. A lâmpada LED foi ligada a um estabilizador de tensão modelo TIPO3K1-TRI do fabricante Esten Sistema de Energia e o estabilizador foi utilizado para garantir que não houvesse variações na amplitude da rede de alimentação.

O foco da análise será no sinal de corrente, uma vez que este é o que contém maior índice de componentes espectrais devido ao conversor do circuito de controle da lâmpada LED.

Na Figura 98, observam-se os detalhes do sinal de corrente medido pelo Elspec G4500 e nota-se que o sinal tem distorções significativas, porém trata-se de um sinal periódico no tempo.

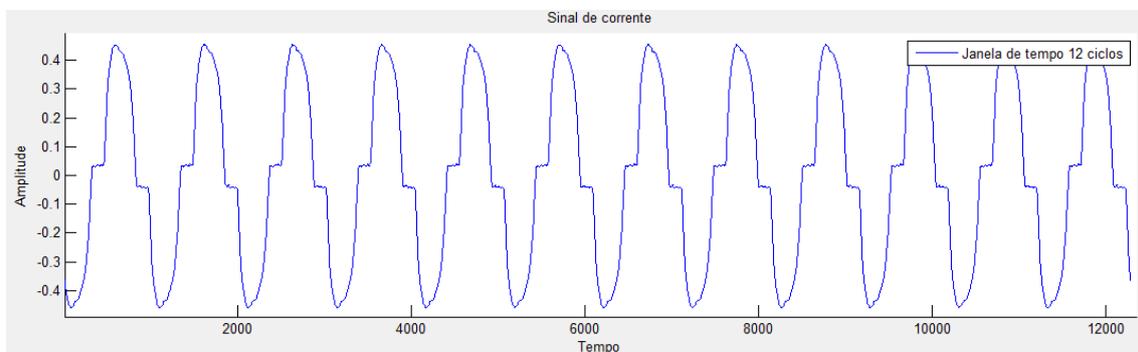


Figura 98: Sinal de teste 6

Na Figura 99, são apresentados os espectros obtidos para as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos e nota-se espalhamentos espectrais de baixa amplitude próximos das frequências harmônicas.

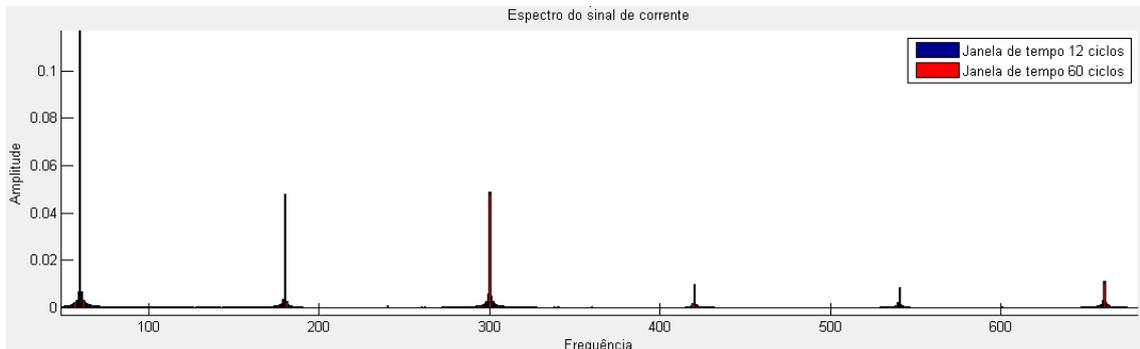


Figura 99: Espectro do sinal de teste 6

Da Figura 99, observa-se que as frequências com maior amplitude estão na faixa de 180 e 300Hz, portanto H3 e H5 respectivamente.

Na Tabela 23 e na Tabela 24, são apresentados os valores dos indicadores globais para as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos.

Tabela 23: Sinal de teste 6 - indicadores globais para janela de tempo de 12 ciclos

Grandezas calculadas com janela de tempo de 12 ciclos					
THD 12 - sem agrupamento		THDS 12 - agrupamento subgrupo		THDG 12 - agrupamento grupo	
THD Va 0.7244	THD Ia 23.5641	THD Va 0.7413	THD Ia 23.5966	THD Va 0.8285	THD Ia 23.6199
THD 12 e TID 12 - Teóricos		TIDS 12 - agrupamento subgrupo		TIDG 12 - agrupamento grupo	
THD Teórico NaN	TID Teórico NaN	TID Va 0.2867	TID Ia 1.0444	TID Va 0.3174	TID Ia 1.6337
TSHD Teórico	Frequencia fund	THD ESPRIT		TSHD 12 - Subharmônicos	
TSHD NaN	Freq. 60.04	THD ESPRIT 23.44	Coef. Correl.0.9995	TSHD Va 0.8476	TSHD Ia 0.8394

Tabela 24: Sinal de teste 6 - indicadores globais para janela de tempo de 60 ciclos

Grandezas calculadas com janela de tempo de 60 ciclos					
THD 60 - sem agrupamento		THDS 60 - agrupamento subgrupo		THDG 60 - agrupamento grupo	
THD Va 0.6652	THD Ia 22.5316	THD Va 0.7944	THD Ia 23.5292	THD Va 1.1290	THD Ia 23.6452
THD 60 e TID 60 - Teóricos		TIDS 60 - agrupamento subgrupo		TIDG 60 - agrupamento grupo	
THD Teórico NaN	TID Teórico NaN	TID Va 0.5930	TID Ia 2.3045	TID Va 0.7140	TID Ia 7.3086
TSHD Teórico	Frequencia fund	THD ESPRIT		TSHD 60 - Subharmônicos	
TSHD NaN	Freq. 60.04	THD ESPRIT 23.44	Coef. Correl.0.9995	TSHD Va 4.3760	TSHD Ia 4.4478

Da Tabela 23 e da Tabela 24, observa-se que os indicadores globais de THD, com e sem agrupamento de grupo e subgrupo, apresentaram valores similares entre as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos.

Onde:

- O valor do indicador THD12 foi de 22,56% e o valor do THD60 foi de 22,53%;

- O valor do indicador THDS12 foi de 23,59% e o valor do THDS60 foi de 23,52%;

- O valor do indicador THDG12 foi de 23,61% e o valor do THDG60 foi de 23,64%.

Portanto, conclui-se que para os indicadores globais THD (grupo e subgrupo), para janelas de tempo de 12 e 60 ciclos, não apresentaram diferenças significativas entre os métodos propostos.

Os indicadores globais TID apresentam diferenças mais significativas entre as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos, onde:

- O valor do indicador TIDS12 foi de 1,04% e o valor do TIDS60 foi de 2,30%;

- O valor do indicador TIDG12 foi de 1,63% e o valor do TIDG60 foi de 7,30%;

Os valores dos indicadores globais dos sub-harmônicos foram TSHD12 0,83% e TSHD60 4,44%;

- O indicador global THDESP, método paramétrico ESPRIT, apresentou o valor de 23,44% e o fator de correlação foi de 0,9995, portanto valores próximos aos outros métodos com utilização da FFT.

Na Tabela 25, são apresentadas as componentes espectrais obtidas com sinal com 32 amostras por ciclo, janela de 6 ciclos e ordem 10.

Tabela 25: Sinal de teste 6 – método ESPRIT

Frequência (Hz)	Amplitude do harmônico ESPRIT
60,04	0,2976
180,11	0,0479
300,17	0,0486
420,15	0,0096
660,38	0,0112

Na Figura 100, apresenta-se o gráfico como o comportamento no tempo do indicador global THD SOB ESP.

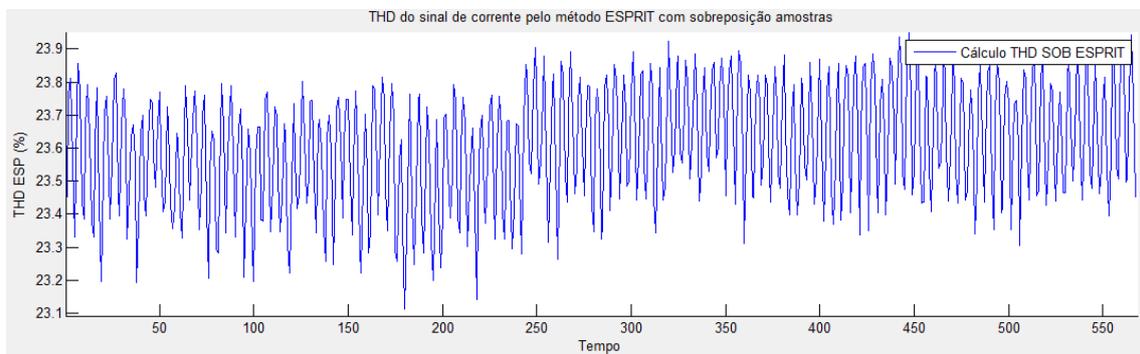


Figura 100: Sinal teste 6 – THD SOB ESP

Da Figura 100, nota-se que o comportamento no tempo do indicador global THD SOB ESP é muito similar ao comportamento no tempo do indicador global THDG SOB12 na Figura 102.

Na Figura 101, apresenta-se o gráfico com o comportamento no tempo dos indicadores THDG12 e THDG60 e na Figura 102 apresenta-se o gráfico com o comportamento no tempo dos indicadores THDG SOB12 e THDG SOB60.

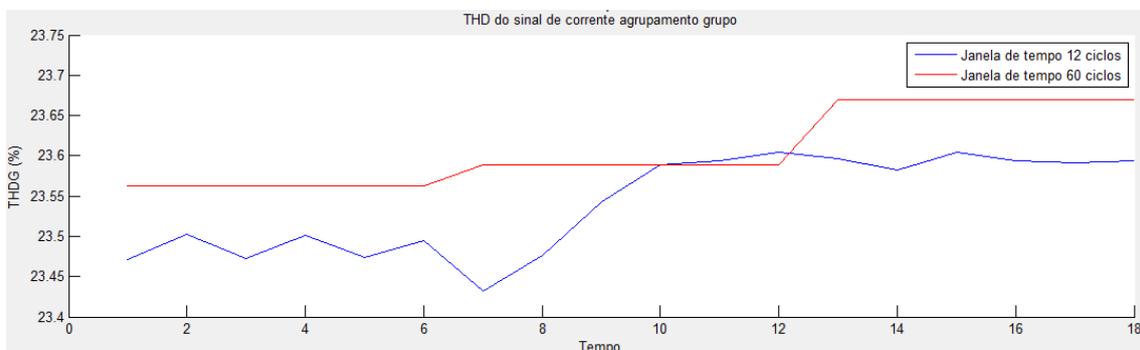


Figura 101: Sinal de teste 6 - THDG

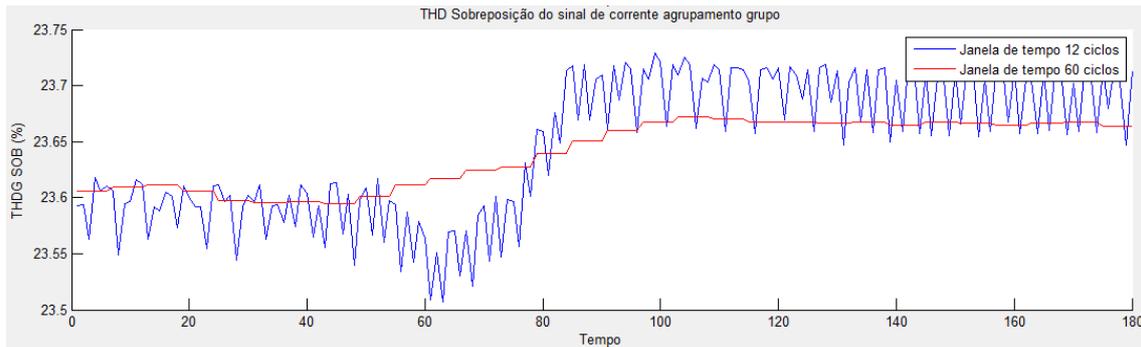


Figura 102: Sinal de teste 6 – THDG com sobreposição de amostras

Da Figura 101 e da Figura 102, observa-se que os valores obtidos com a janela de tempo de 12 ciclos apresentaram melhores resultados da resolução no tempo do que a janela de tempo de 60 ciclos.

Analisando os resultados obtidos no sinal de teste 6, pode-se concluir que, por se tratar de sinal periódico no tempo, todos os métodos propostos para o cálculo dos indicadores globais de THD apresentaram desvios muito baixos. Os indicadores globais de TID apresentaram um desvio mais significativo entre as janelas de tempo de 12 ciclos e 60 ciclos. O indicador global THD ESP apresentou um valor muito próximo aos valores calculados para as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos.

#### 6.4.7 Sinal de teste 7

A proposta do teste 7 foi realizar a medição de sinais reais de uma instalação de microgeração fotovoltaica utilizando-se o Analisador de Qualidade da Energia Elétrica Elspec G4500 BLACKBOX.

Para avaliação do sistema de microgeração, optou-se por utilizar um período de medição que a geração estivesse em pleno funcionamento.

Na Figura 103, apresenta-se o comportamento da corrente de consumo e a variação na amplitude dos harmônicos para um período de 12 horas do microgerador fotovoltaico.

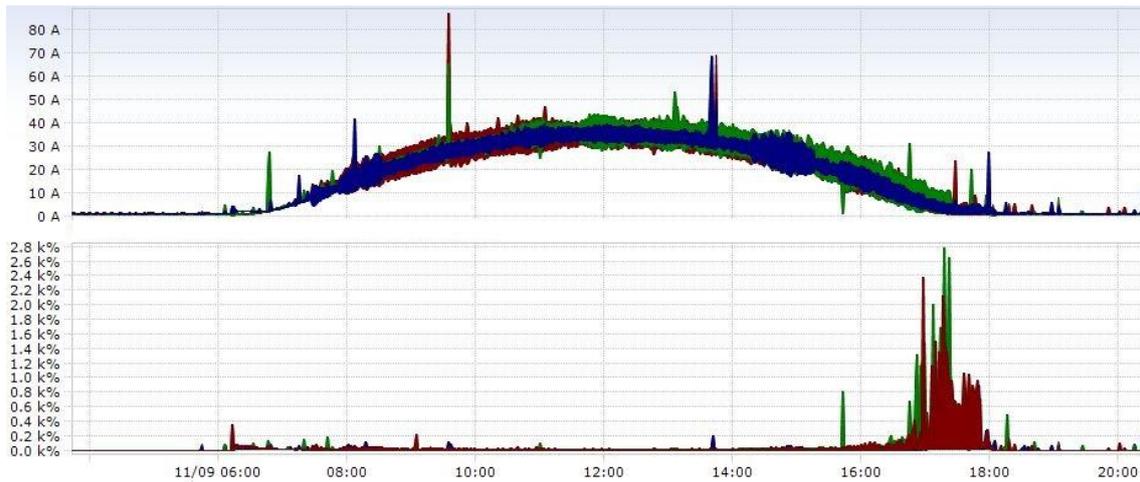


Figura 103: Variação do consumo de corrente da microgeração fotovoltaica

Da Figura 103, observa-se a variação no comportamento da corrente e THD no tempo, os quais podem ser mais significativos no decorrer do dia, pois depende de vários fatores, como por exemplo, o acesso de cargas à rede de distribuição ou ainda a variação da radiação solar.

Na Figura 104, observa-se a forma de onda da tensão na instalação fotovoltaica, em que o sinal não apresentou distorções significativas. Na Figura 105, observa-se o sinal de corrente e pode-se notar que o conteúdo harmônico é elevado. Baseado no baixo conteúdo harmônico do sinal de tensão, optou-se por aplicar os métodos propostos neste trabalho apenas nos sinais de corrente da instalação fotovoltaica.

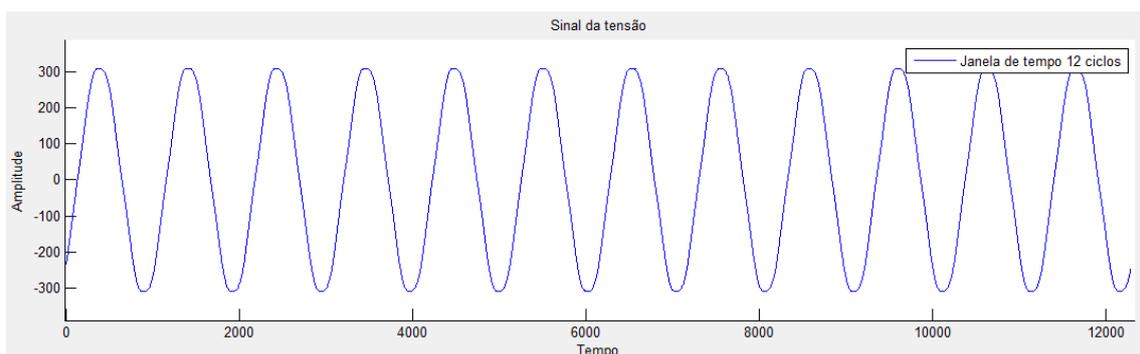


Figura 104: Sinal de teste 7 - Tensão

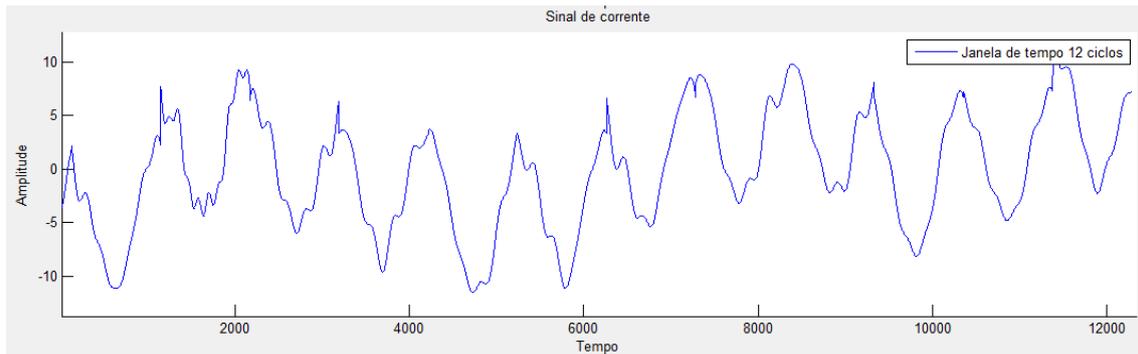


Figura 105: Sinal de teste 7 - Corrente

Na Figura 105, pode-se observar que o sinal de corrente do microgerador fotovoltaico tem um comportamento não periódico e que os níveis de distorção harmônica são elevados.

Na Figura 106, são apresentados os espectros obtidos para as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos.

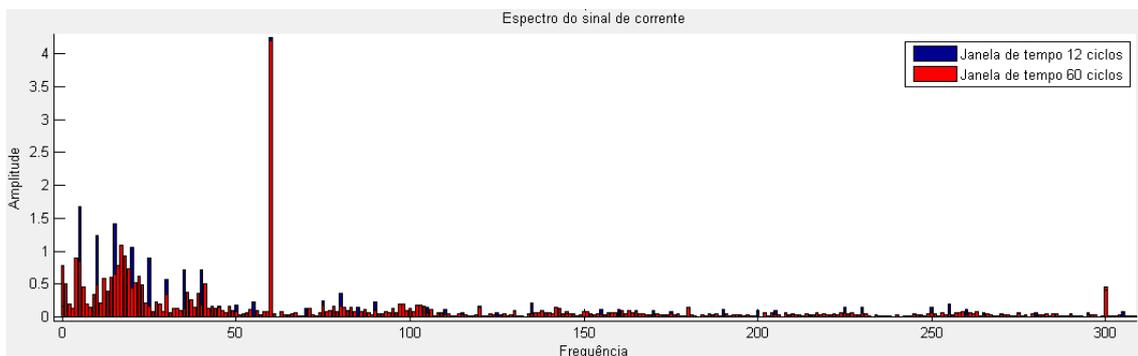


Figura 106: Espectro do sinal de teste 7 – Corrente

Da Figura 106, observa-se um elevado nível de frequências contidas no sinal de corrente, em que as frequências sub-harmônicas apresentam um nível maior de amplitude em relação aos harmônicos e inter-harmônicos.

Na Tabela 26 e na Tabela 27, são apresentados os valores dos indicadores globais para as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos.

Tabela 26: Sinal de teste 7 - indicadores globais para janela de tempo de 12 ciclos

Grandezas calculadas com janela de tempo de 12 ciclos					
THD 12 - sem agrupamento		THDS 12 - agrupamento subgrupo		THDG 12 - agrupamento grupo	
THD Va 1.6324	THD Ia 10.9472	THD Va 1.6328	THD Ia 11.9397	THD Va 1.6463	THD Ia 19.1645
THD 12 e TID 12 - Teóricos		TIDS 12 - agrupamento subgrupo		TIDG 12 - agrupamento grupo	
THD Teórico NaN	TID Teórico NaN	TID Va 0.2084	TID Ia 14.7288	TID Va 0.2110	TID Ia 15.4043
TSHD Teórico	Frequencia fund	THD ESPRIT		TSHD 12 - Subharmônicos	
TSHD NaN	Freq. 60.00	THD ESPRIT 14.33	Coef. Correl.0.9599	TSHD Va 0.1397	TSHD Ia 73.2793

Tabela 27: Sinal de teste 7 - indicadores globais para janela de tempo de 60 ciclos

Grandezas calculadas com janela de tempo de 60 ciclos					
THD 60 - sem agrupamento		THDS 60 - agrupamento subgrupo		THDG 60 - agrupamento grupo	
THD Va 1.6208	THD Ia 12.0460	THD Va 1.6228	THD Ia 12.9317	THD Va 1.6350	THD Ia 23.5186
THD 60 e TID 60 - Teóricos		TIDS 60 - agrupamento subgrupo		TIDG 60 - agrupamento grupo	
THD Teórico NaN	TID Teórico NaN	TID Va 0.1975	TID Ia 16.6997	TID Va 0.2128	TID Ia 17.3078
TSHD Teórico	Frequencia fund	THD ESPRIT		TSHD 60 - Subharmônicos	
TSHD NaN	Freq. 60.00	THD ESPRIT 14.33	Coef. Correl.0.9599	TSHD Va 0.1878	TSHD Ia 72.2380

Da Tabela 26 e da Tabela 27, observa-se que os indicadores globais de THD apresentam diferenças significativas entre as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos e entre os métodos de agrupamento de grupo e subgrupo.

Onde:

- O valor do indicador THD12 foi de 10,94% e o valor do THD60 foi de 12,04%;
- O valor do indicador THDS12 foi de 11,94% e o valor do THDS60 foi de 12,93%;
- O valor do indicador THDG12 foi de 19,16% e o valor do THDG60 foi de 23,52%.

Observa-se que o valor apresentado no cálculo do indicador global THDG60 foi maior que os resultados apresentados pelos outros métodos de cálculo, por se tratar de um sinal não temporal. Pode-se explicar a melhor identificação das frequências contidas no sinal devido ao fato da melhor resolução que a janela de tempo de 60 ciclos proporciona.

Os indicadores globais TID também apresentam diferenças significativas entre as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos.

Onde:

- O valor do indicador TIDS12 foi de 14,72% e o valor do TIDS60 foi de 16,70%;

- O valor do indicador TIDG12 foi de 15,40% e o valor do TIDG60 foi de 17,31%.

Novamente, verifica-se que o valor calculado para os indicadores globais de TID com janela de tempo de 60 ciclos e com agrupamento de grupo foi maior que os resultados apresentados pelos outros métodos de cálculo de TID. A diferença encontrada entre as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos, explica-se pelo fato de que o sinal é composto por um conteúdo elevado de frequências inter-harmônicas dessincronizadas da janela de tempo de 12 ciclos.

Na Figura 107, apresentam-se os espectros com frequências sub-harmônicas obtidos para as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos.

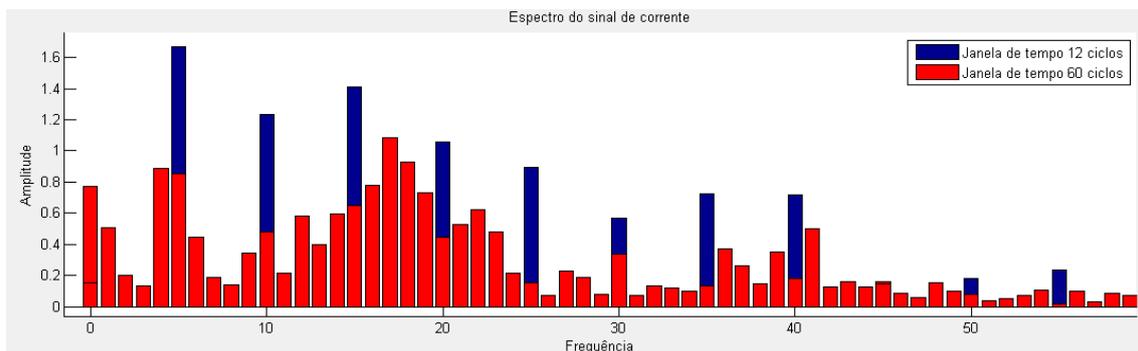


Figura 107: Sinal de teste 7 – Espectro frequências sub-harmônicas

Da Figura 107, um ponto importante a ser observado e que se destaca nessa figura foi a diferença significativa na amplitude e nas frequências dos sub-harmônicos comparando-se às janelas de tempo de 12 e 60 ciclos. Como o conteúdo espectral é elevado e as frequências não são múltiplas da frequência fundamental, a janela de tempo de 60 ciclos permite que o espectro seja mostrado com melhor resolução.

Na Figura 108, apresenta-se o comportamento no tempo do indicador global TSHD para as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos.

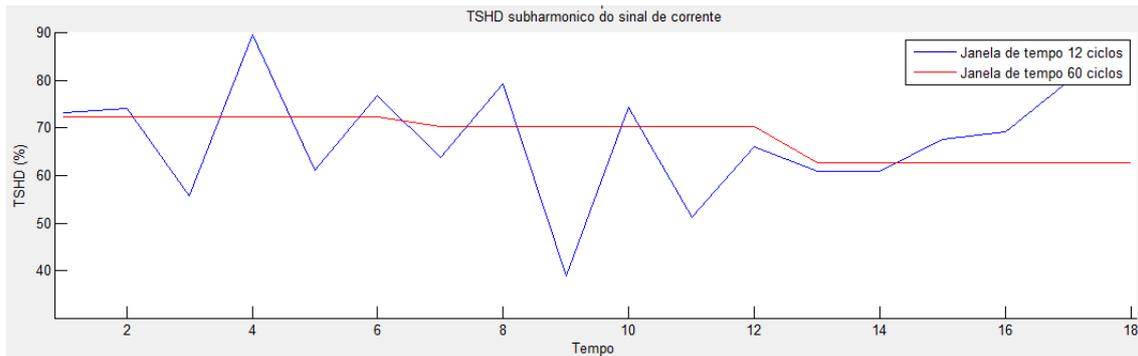


Figura 108: Sinal de teste 7 – TSHD

Da Figura 108, observa-se que ocorreram variações significativas na amplitude do indicador global TSHD12.

Na Figura 109, apresenta-se o espectro das frequências sub-harmônicas para a janela de tempo de 12 ciclos.

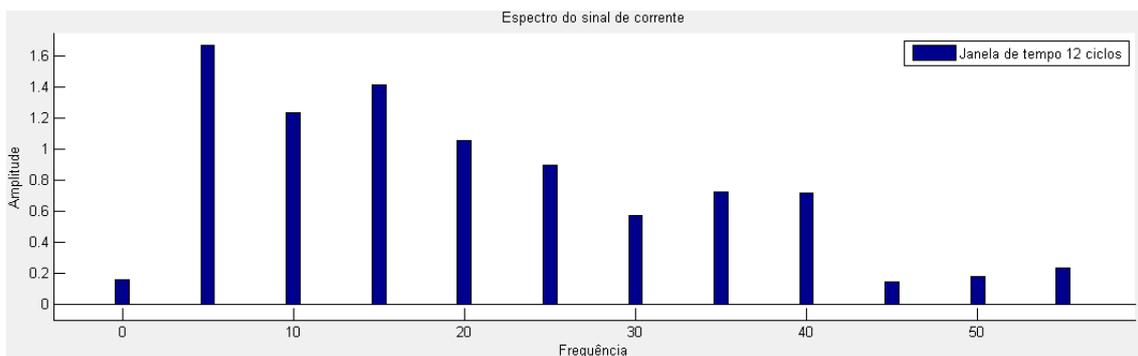


Figura 109: Sinal de teste 7 – Espectro sub-harmônicas para janela de 12 ciclos

Da Figura 109, observa-se que as amplitudes das frequências sub-harmônicas são significativas em relação à amplitude da frequência fundamental, fato que explica o valor elevado do indicador global TSHD.

Para avaliação do comportamento no tempo, as sub-harmônicas foram calculadas com janela de tempo de 12 ciclos e sobreposição de 90% das amostras, melhorando assim a resolução do sinal no tempo.

Na Figura 110, apresentam-se os gráficos das sub-harmônicas da faixa de frequência de 5 a 20Hz, na Figura 111, apresentam-se os gráficos das sub-harmônicas da faixa de frequência de 25 a 40Hz. Todas as sub-harmônicas foram calculadas utilizando-se a metodologia de sobreposição de amostras.

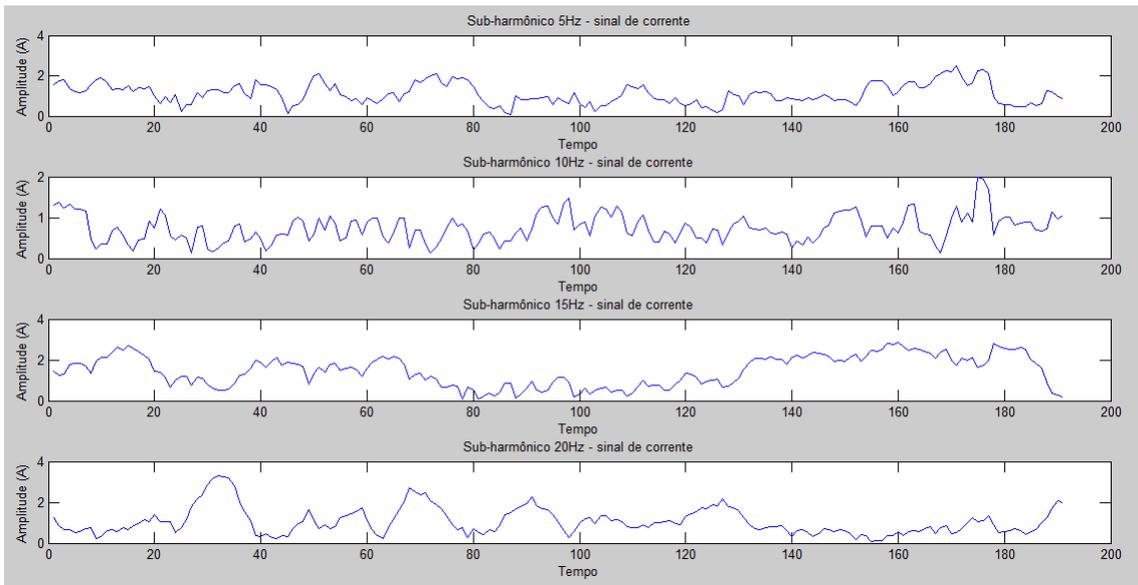


Figura 110: Sinal de teste 7 – Sub-harmônicos de 5 a 20Hz com sobreposição de amostras e janela de tempo de 12 ciclos

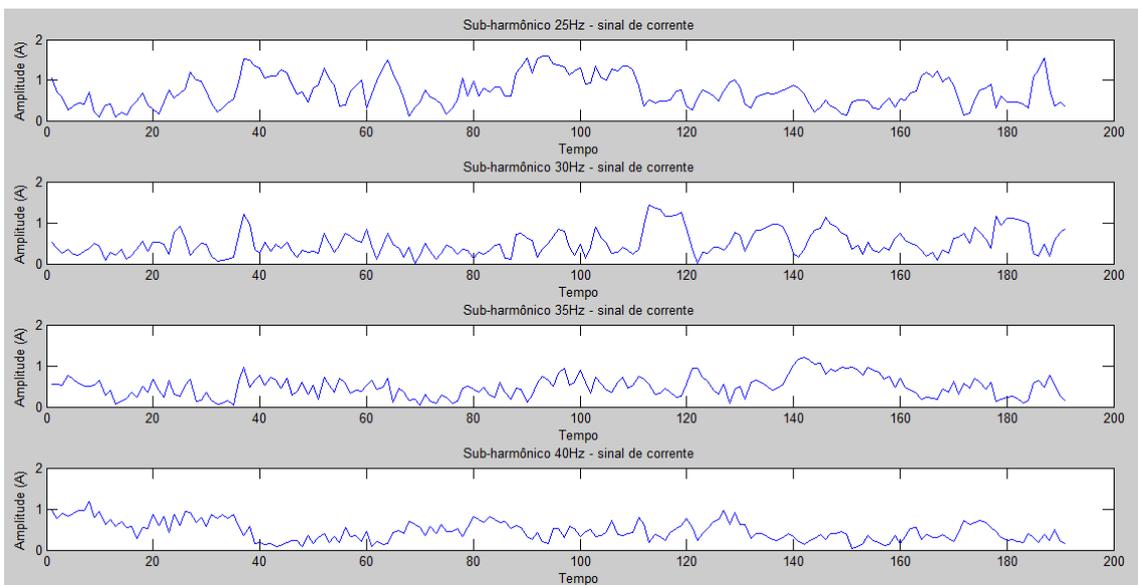


Figura 111: Sinal de teste 7 – Sub-harmônicos de 25 a 40Hz com sobreposição de amostras e janela de tempo de 12 ciclos

Da Figura 110 e da Figura 111, observa-se que todas as frequências apresentaram variações da amplitude no tempo e que as variações dos sub-harmônicos explicam as variações no indicador global TSHD apresentadas na Figura 108.

Na Tabela 28, são apresentadas as componentes espectrais obtidas pelo método paramétrico ESPRIT, com sinal com 32 amostras por ciclo, janela de 4 ciclos e ordem 12.

Tabela 28: Sinal de teste 7 – método ESPRIT

Frequência (Hz)	Amplitude do harmônico ESPRIT
18,2425	2,6968
61,4671	4,5459
134,0258	0,5794
173,5961	0,7882
240,9423	0,2886
304,3851	0,5039

O indicador global THDESP, método paramétrico ESPRIT, apresentou o valor de 14,33% e o fator de correlação foi de 0,9599. Conclui-se que a diferença apresentada entre o método paramétrico ESPRIT e os outros métodos ocorreu devido ao período utilizado para estimação ser de apenas 4 ciclos e o sinal apresentar uma variação significativa na amplitude entre os ciclos. Outras configurações nos parâmetros podem ser testadas na tentativa de melhorar a estimação das frequências pelo método ESPRIT.

Na Figura 112, apresenta-se o gráfico do comportamento no tempo do indicador THDESP.

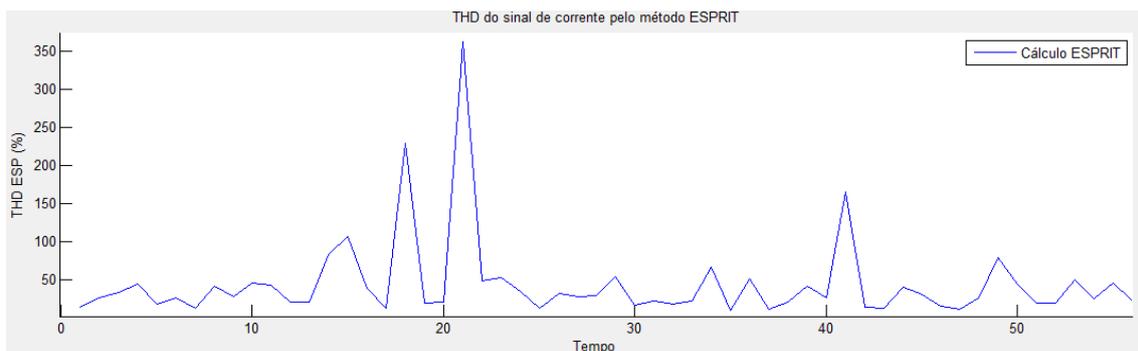


Figura 112: Sinal de teste 7 - THDESP

Na Figura 113, apresenta-se o gráfico do comportamento no tempo do indicador THDSOB ESP.

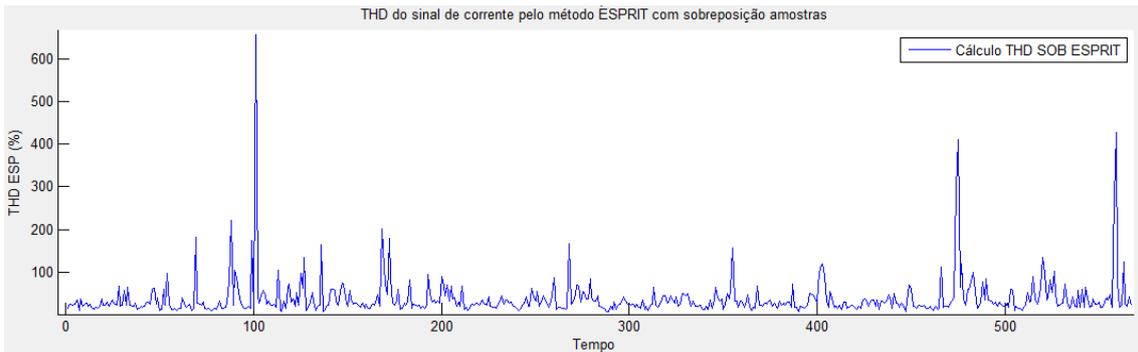


Figura 113: Sinal de teste 7 – THDSOB ESP

Na Figura 114, apresenta-se o gráfico com o comportamento no tempo dos indicadores THDG12 e THDG60, e na Figura 115 apresenta-se o gráfico com o comportamento no tempo dos indicadores THDG SOB12 e THDG SOB60.

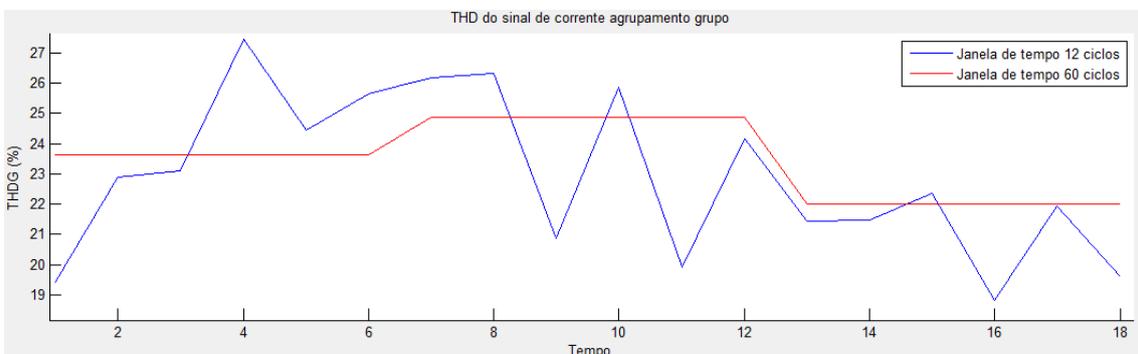


Figura 114: Sinal de teste 7 - THDG

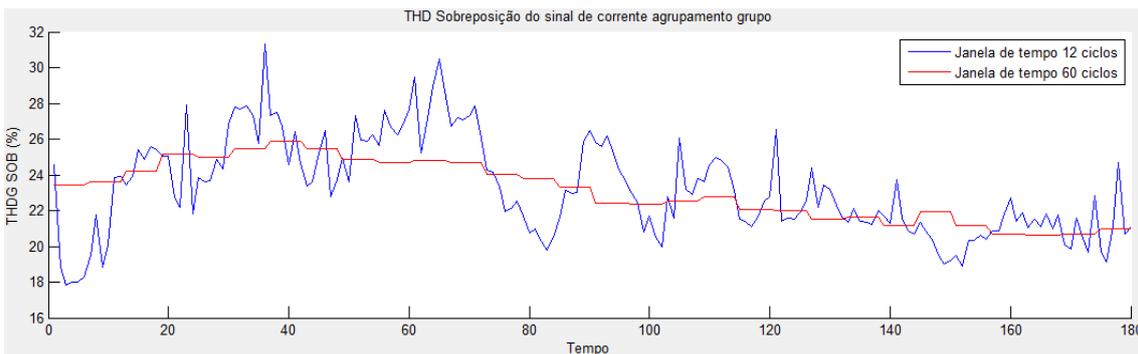


Figura 115: Sinal de teste 7 – THDG com sobreposição de amostras

Da Figura 114 e da Figura 115, observa-se que os resultados obtidos com a janela de tempo de 12 ciclos apresentaram melhores resultados da resolução espectral no tempo do que a janela de tempo de 60 ciclos. O indicador global

THDG SOB12 com o conceito de janela deslizante com sobreposição de 90% das amostras, apresentou melhor resolução no tempo.

Analisando os resultados obtidos no sinal de teste 7, pode-se concluir que, por se tratar de um sinal não periódico no tempo e composto por um conteúdo elevado de frequências inter-harmônicas dessincronizadas da janela de tempo, os indicadores globais de THD e TID apresentaram desvios significativos entre as metodologias propostas.

Para o cálculo dos indicadores globais, a metodologia com janela de tempo de 60 ciclos e agrupamento de grupo apresentou-se como melhor opção. Para a análise do comportamento dos harmônicos no tempo, a opção com janela de tempo de 12 ciclos com sobreposição de 90% das amostras mostrou-se mais eficiente.

O indicador global THDESP foi a metodologia que apresentou o maior desvio em relação aos outros métodos propostos.

## 6.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nesse capítulo, foram exibidos os resultados dos métodos propostos neste trabalho para os cálculos dos harmônicos, inter-harmônicos, sub-harmônicos e indicadores globais. Os métodos foram validados experimentalmente por meio dos diferentes tipos de sinais sintéticos gerados pela aplicação no MATLAB e pelos sinais reais medidos em cargas reais e no gerador Omicron.

Os sinais utilizados para validação experimental dos métodos propostos foram:

- O sinal de teste 1 foi gerado apenas com a frequência fundamental, cuja finalidade foi validar os cálculos dos algoritmos desenvolvidos para a variação da janela de tempo e o agrupamento de grupo e subgrupo. Foram validados também os cálculos dos sub-harmônicos e os indicadores globais para o THD, TID e TSHD. Por se tratar de um sinal periódico e sem distorção espectral, como já era esperado, todos os indicadores globais apresentaram valores em zero.

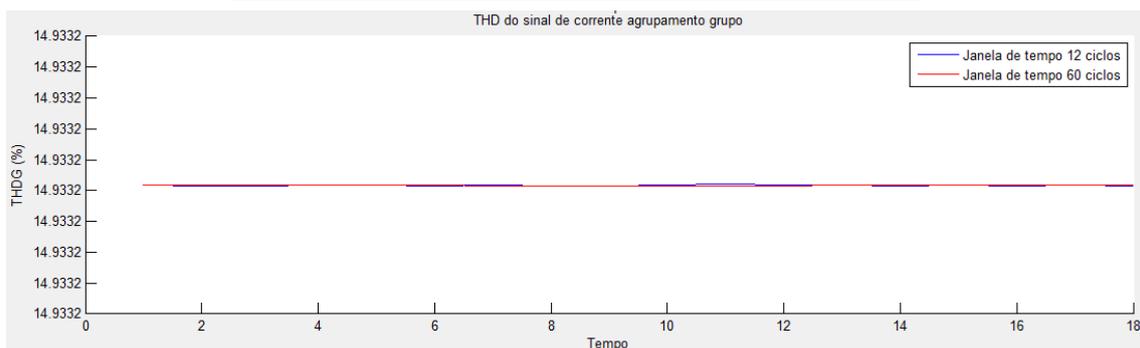
Tabela 29: Sinal de teste 1 - Comparação dos resultados

	Sinal de teste 1					
	TSHD	THD	THDS	THDG	TIDS	TIDG
Valor teórico	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
12 ciclos	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
60 ciclos	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
ESPRIT				0,00		

- O sinal de teste 2 foi gerado com frequências harmônicas, ou seja, apenas com frequências múltiplas da frequência fundamental, cuja finalidade foi validar o cálculo dos indicadores globais de THD, pois o esperado era que todos os indicadores globais de THD, com agrupamento de grupo ou subgrupo, apresentassem valores próximos ao valor teórico de THD e os indicadores globais de TID e TSHD deveriam apresentar valor zero, independentemente do tamanho da janela de tempo utilizada nas simulações; o mesmo aplica-se ao método paramétrico ESPRIT. Avaliando os resultados obtidos, pode-se dizer que, mesmo havendo uma distorção significativa, por se tratar de um sinal periódico no tempo e sem variações temporais dos harmônicos, todos os métodos propostos fizeram a correta estimação das amplitudes dos harmônicos.

Tabela 30: Sinal de teste 2 - Comparação dos resultados

	Sinal de teste 2					
	TSHD	THD	THDS	THDG	TIDS	TIDG
Valor teórico	0,00	14,93	14,93	14,93	0,00	0,00
12 ciclos	0,00	14,93	14,93	14,93	0,00	0,00
60 ciclos	0,00	14,93	14,93	14,93	0,00	0,00
ESPRIT				14,88		



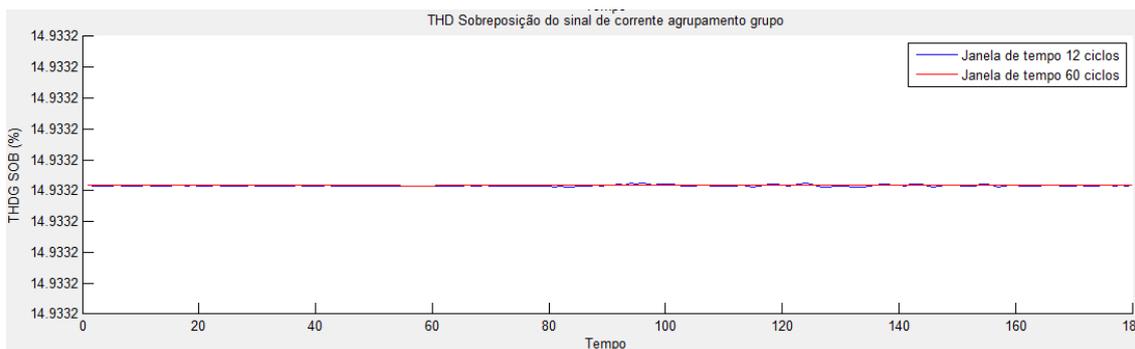


Figura 116: Sinal de teste 2 – Comparação indicadores globais THDG e THDG SOB

- O sinal do teste 3 foi gerado com frequências harmônicas e inter-harmônicas, cuja finalidade foi validar os algoritmos desenvolvidos para os agrupamentos de grupo e subgrupo. O esperado era que os indicadores globais de THD e TID apresentassem valores diferentes, pois na composição do sinal existiam componentes espectrais que se encontravam espalhadas nas faixas de agrupamento de grupo e subgrupo. Na utilização da janela de tempo de 12 ciclos, pelo fato do sinal de teste conter inter-harmônicos, o requisito de periodicidade da janela de tempo não foi atendido, ocorrendo assim o fenômeno de espalhamento espectral. Para todos os valores dos indicadores globais os cálculos obtidos com a janela de tempo de 60 ciclos ficaram mais próximos dos valores teóricos. Para a análise do comportamento no tempo dos indicadores globais, a janela de tempo de 12 ciclos com sobreposição das amostras apresentou resultados melhores que para a janela de 60 ciclos. O valor do indicador global para o método ESPRIT apresentou valor muito próximo ao teórico e o fator de correlação de 0,9975 indica que a reconstrução do sinal foi muito próxima do sinal original de teste.

Tabela 31: Sinal de teste 3 - Comparação dos resultados

	Sinal de teste 3					
	TSHD	THD	THDS	THDG	TIDS	TIDG
Valor teórico	0,00	21,31	23,54	25,02	8,49	13,11
12 ciclos	0,27	21,96	23,31	24,76	8,37	11,46
60 ciclos	0,12	21,28	23,41	24,97	8,68	13,06
ESPRIT				24,11		

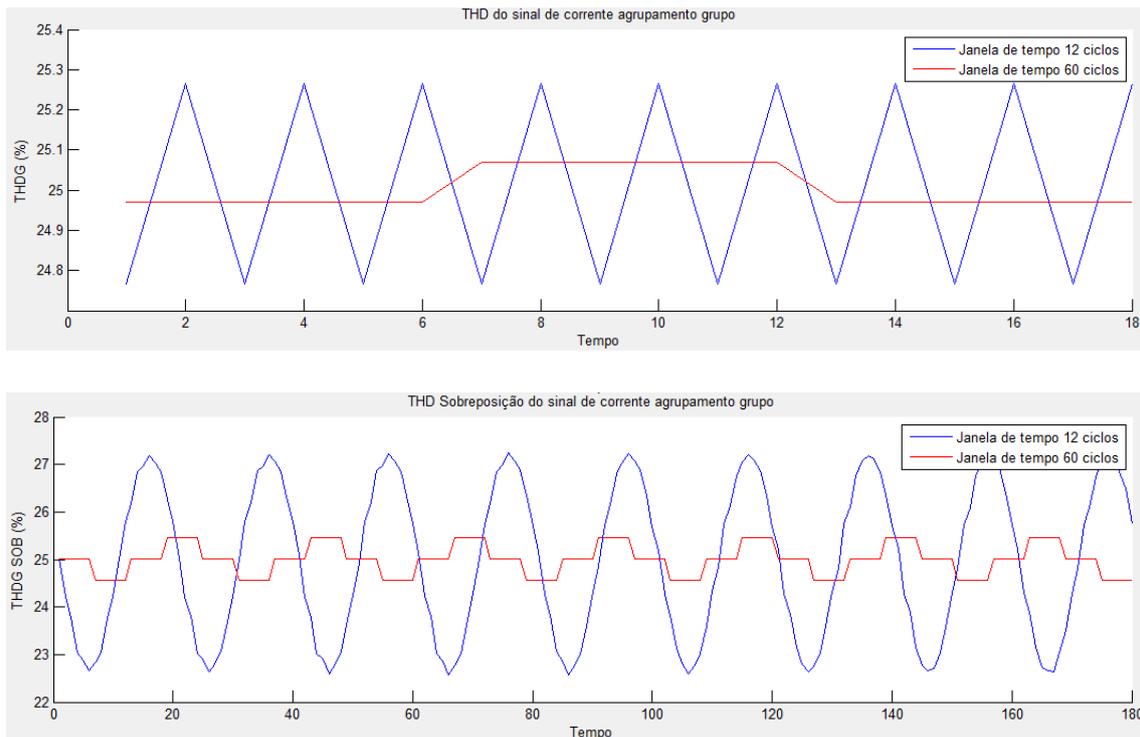


Figura 117: Sinal de teste 3 – Comparação indicadores globais THDG e THDG SOB

- O sinal de teste 4 foi gerado com frequência da componente fundamental de 60,5 Hz e com uma composição espectral que continha apenas sinais com frequências não múltiplas da frequência fundamental, o que deveria causar espalhamento espectral devido ao não atendimento dos requisitos de periodicidade da janela de tempo. A finalidade foi de mostrar a ocorrência do espalhamento espectral e comprovar a eficácia do algoritmo de agrupamento de grupo. Para todos os valores dos indicadores globais, os cálculos obtidos com a janela de tempo de 12 ciclos ficaram mais próximos dos valores teóricos. O valor do indicador global obtido no método ESPRIT apresentou valor muito próximo ao teórico e com coeficiente de correlação próximo a 1,0, uma vantagem na utilização do método ESPRIT foi que não existiu influência na detecção das componentes espectrais, tão pouco ocorreram espalhamentos devido ao não atendimento dos requisitos de periodicidade da janela de tempo.

Tabela 32: Sinal de teste 4 - Comparação dos resultados

		Sinal de teste 4				
	TSHD	THD	THDS	THDG	TIDS	TIDG
Valor teórico	0,00	0,00	17,32	17,32	0,00	17,32
12 ciclos	0,58	11,93	16,37	17,33	5,75	12,60
60 ciclos	3,36	2,62	17,07	17,35	3,16	17,18
ESPRIT				17,32		

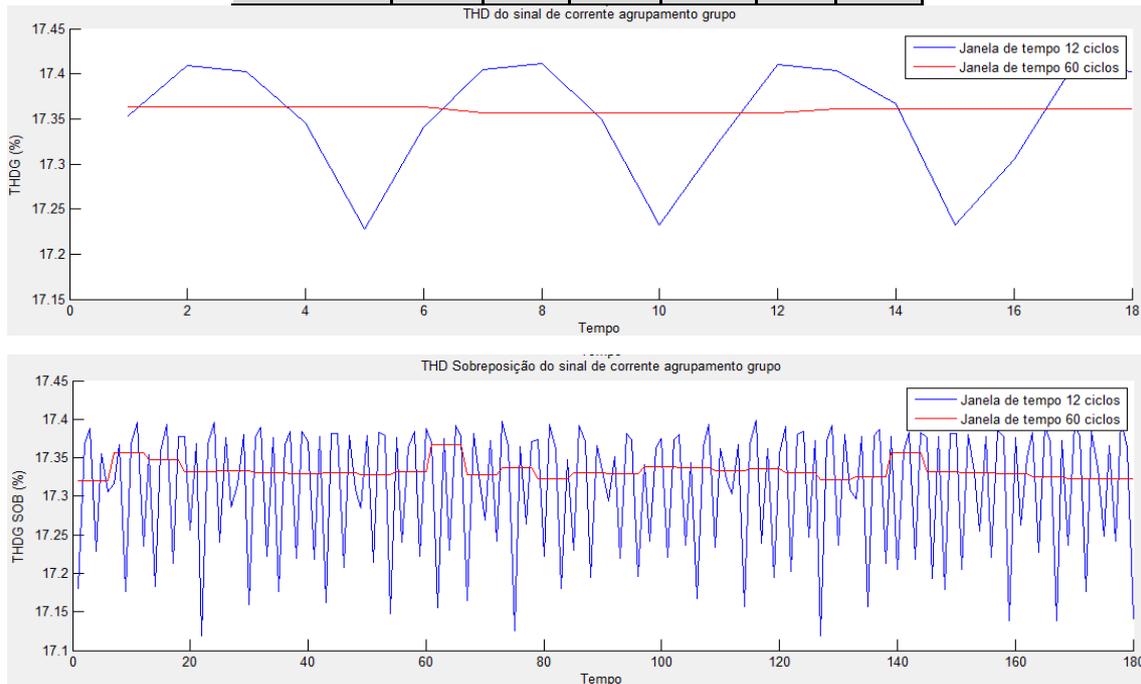


Figura 118: Sinal de teste 4 – Comparação indicadores globais THDG e THDG SOB

- Sinal de teste 5 foi gerado com frequências harmônicas, inter-harmônicas e sub-harmônicas, cuja finalidade foi validar os algoritmos desenvolvidos para os agrupamentos de grupo e subgrupo e a metodologia proposta para o cálculo do indicador global de sub-harmônicos. A segunda fase desse teste foi gerar o sinal com o mesmo conteúdo espectral na fonte Omicron e realizar as medições com o Analisador de QEE Elspec G4500 BLACKBOX, com o objetivo de comprovar que as medições realizadas com o medidor G4500 e os cálculos realizados com os algoritmos no MATLAB apresentariam valores próximos, que os sub-harmônicos e inter-harmônicos provocariam o fenômeno de Leakage devido ao requisito de periodicidade não ter sido atendido, além de mostrar a eficiência da metodologia proposta para o cálculo dos sub-harmônicos. Os valores obtidos para a janela de tempo de 60 ciclos apresentaram valores com menor erro para todos os indicadores globais e o indicador global do método ESPRIT apresentou

valor próximo ao teórico, sendo o fator de correlação de 0,9978. A representação da variação do sinal no tempo foi melhor obtida com janela de tempo de 12 ciclos e sobreposição das amostras. Os resultados lidos no Elspec G4500 foram comparados aos resultados obtidos na simulação no MATLAB e, para todas as comparações de THD, harmônicos e inter-harmônicos, as diferenças apresentadas foram mínimas, o que comprovou e validou os algoritmos desenvolvidos na plataforma MATLAB.

Tabela 33: Sinal de teste 5 - Comparação dos resultados

Sinal de teste 5						
	TSHD	THD	THDS	THDG	TIDS	TIDG
Valor teórico	7,07	10,00	12,81	12,81	0,00	8,00
12 ciclos	6,55	10,86	12,52	12,85	2,85	6,85
60 ciclos	7,07	10,00	12,81	12,81	0,00	8,00
ESPRIT				12,88		

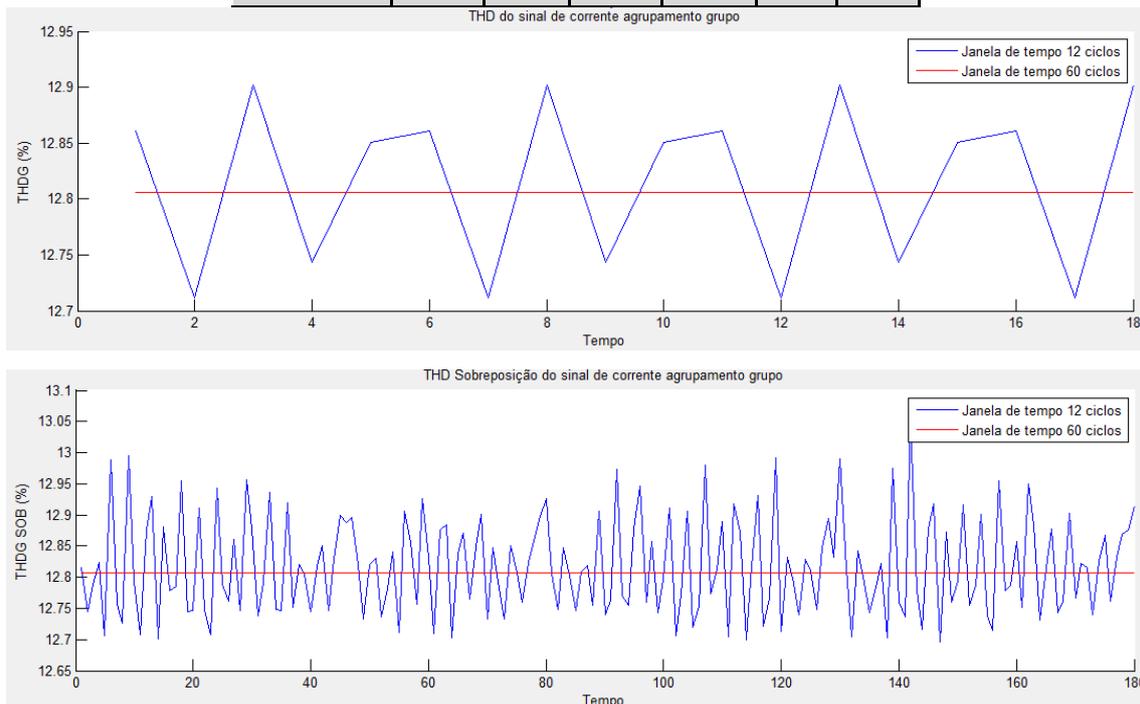


Figura 119: Sinal de teste 5 – Comparação indicadores globais THDG e THDG SOB

- A proposta do sinal de teste 6 foi de aplicar todas as metodologias propostas em um sinal medido em uma carga real, no qual o sinal utilizado foi de uma lâmpada LED com distorção na corrente de aproximadamente 23%. O comportamento do sinal de corrente era periódico no tempo, portanto esperava-se que todas as metodologias apresentassem resultados similares. Os

indicadores globais de THD, com e sem agrupamento de grupo e subgrupo, apresentaram valores similares entre as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos e os indicadores globais TID apresentaram diferenças mais significativas entre as janelas de tempo de 12 e 60 ciclos. O método paramétrico ESPRIT, apresentou o valor de 23,44% e o fator de correlação foi de 0,9995, portanto valores próximos aos outros métodos com utilização da FFT. Os resultados obtidos com a janela de tempo de 12 ciclos, com e sem sobreposição de amostras, apresentaram melhores resultados da resolução no tempo do que a janela de tempo de 60 ciclos.

Tabela 34: Sinal de teste 6 - Comparação dos resultados

	Sinal de teste 6					
	TSHD	THD	THDS	THDG	TIDS	TIDG
12 ciclos	0,84	23,56	23,60	23,62	1,04	1,63
60 ciclos	4,45	22,53	23,53	23,65	2,30	7,31
ESPRIT				23,44		

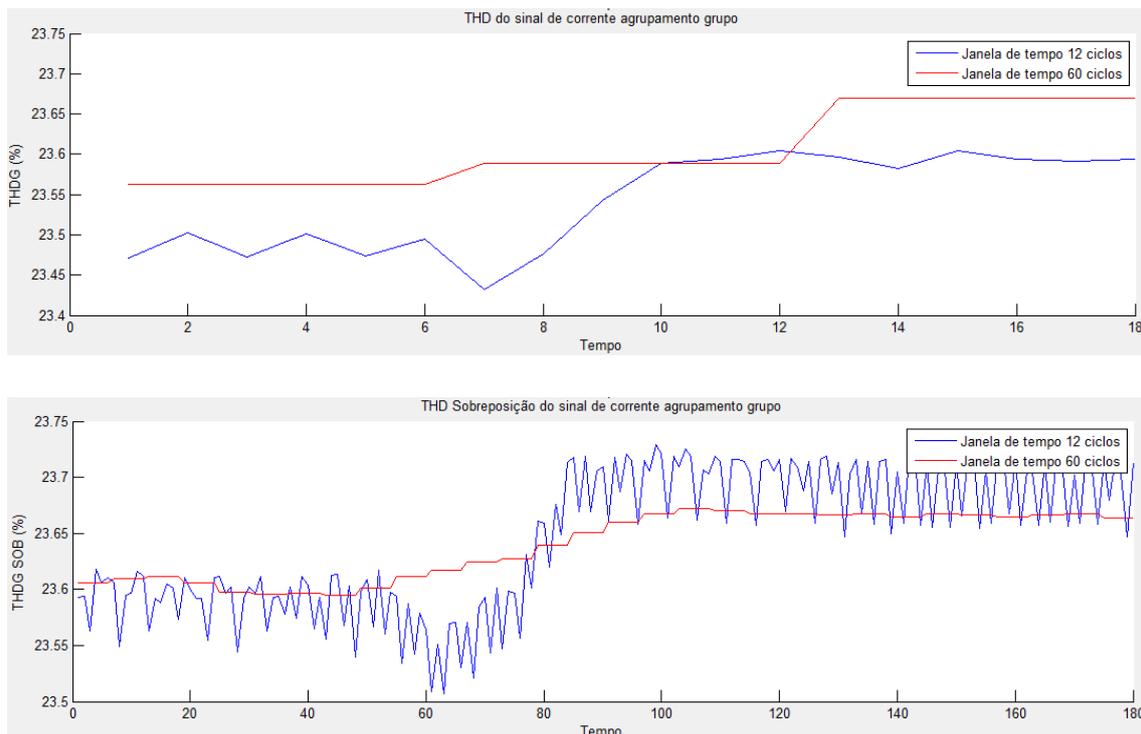


Figura 120: Sinal de teste 6 – Comparação indicadores globais THDG e THDG SOB

- A proposta do sinal de teste 7 foi de avaliar os sinais de um microgerador fotovoltaico e aplicar todas as metodologias propostas neste trabalho. O sinal de corrente do microgerador fotovoltaico apresentou um comportamento não

temporal e com níveis de distorção elevados, apresentando componentes harmônicas, inter-harmônicas e um elevado nível de sub-harmônicas. Os indicadores globais para a janela de tempo de 60 ciclos apresentaram valores maiores que a janela de tempo de 12 ciclos; tal diferença ocorreu devido ao fato da melhor resolução que a janela de tempo de 60 ciclos proporcionou. O indicador global para sub-harmônico apresentou um valor elevado e com grande variação na amplitude. A validação da variação no tempo foi realizada com a verificação dos valores dos sub-harmônicos calculados com sobreposição de amostras. O método ESPRIT não apresentou resultado satisfatório devido à utilização de apenas 4 ciclos para a estimação e a variação de amplitude do sinal fez com que em cada período de 4 ciclos o conteúdo espectral fosse diferente.

Tabela 35: Sinal de teste 7 - Comparação dos resultados

Sinal de teste 7						
	TSHD	THD	THDS	THDG	TIDS	TIDG
12 ciclos	73,28	10,94	11,94	19,16	14,73	15,40
60 ciclos	72,24	12,05	12,93	23,52	16,70	17,31
ESPRIT				14,33		

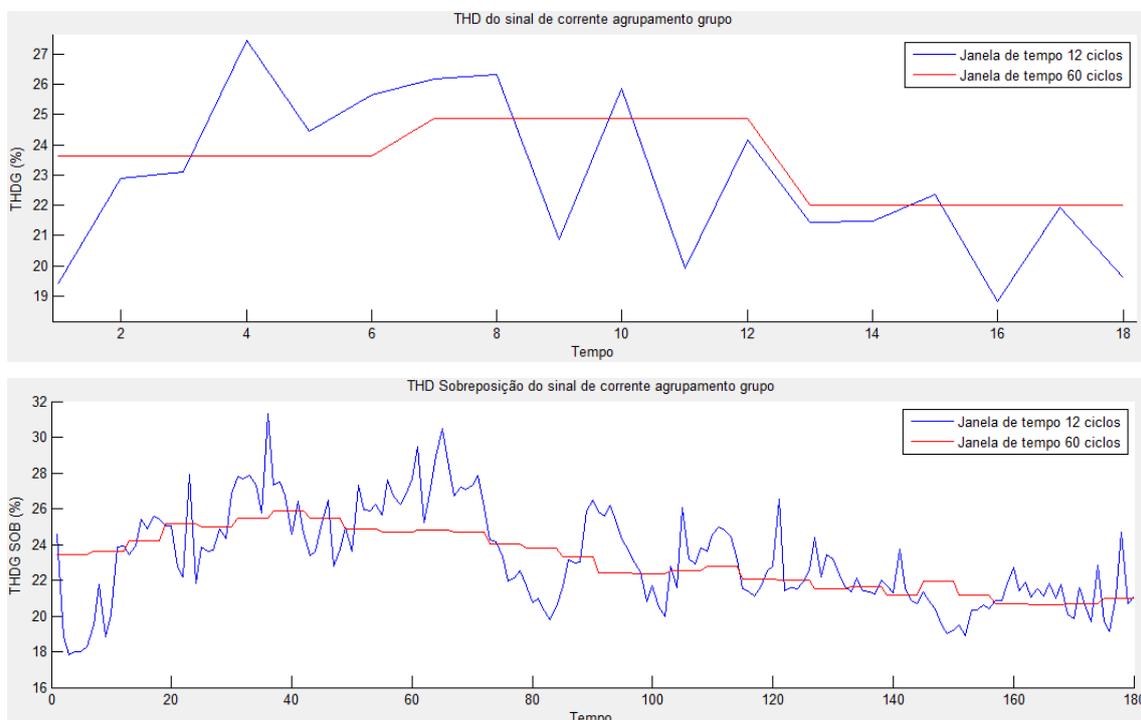


Figura 121: Sinal de teste 7 – Comparação indicadores globais THDG e THDG SOB

## **8 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS**

## 7 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

### 7.1 CONCLUSÕES

Este trabalho apresenta a necessidade da evolução no desenvolvimento de novas técnicas e algoritmos para o cálculo dos indicadores de qualidade da energia elétrica relacionados às distorções harmônicas nos sinais de tensão e corrente no sistema elétrico de potência. Tais distorções são causadas pela integração da geração distribuída nos sistemas elétricos e pelo aumento de cargas não lineares e dispositivos eletrônicos que geram ou sofrem influência dos distúrbios.

Muitas técnicas já foram testadas e estão disponíveis para o cálculo dos fenômenos de qualidade levando em consideração que os sinais são periódicos no tempo e sofrem poucas alterações em sua amplitude, porém técnicas para análise de sinais variantes no tempo e com conteúdo espectral elevado são cada vez mais necessárias para o desenvolvimento dos analisadores de qualidade da energia elétrica. Dentre as técnicas disponíveis, a tentativa deste trabalho é dar ênfase nas que possam ser desenvolvidas, melhoradas e implementadas nos analisadores de qualidade da energia, entre elas pode-se citar a Transformada de Fourier com variações no tamanho da janela de tempo, a influência dos algoritmos de agrupamento de grupo e subgrupo, a aplicação de janela deslizante com sobreposição de amostras e a aplicação do método paramétrico ESPRIT.

Dentre os resultados e conclusões pode-se destacar:

- A aplicação da janela de tempo de 60 ciclos que proporciona uma melhoria na resolução espectral da FFT e, conseqüentemente, a melhora no cálculo da amplitude de harmônicos, inter-harmônicos e sub-harmônicos.
- A adequação no algoritmo de agrupamento de grupo e subgrupo apresentado na IEC 61000-4-7. O algoritmo atual estima que a resolução de saída da FFT seria de 5Hz, porém com a aplicação da janela de

tempo de 60 ciclos ocorre a alteração da resolução da saída da FFT para 1Hz.

- A aplicação do algoritmo de sobreposição de amostras nas janelas de tempo de 12 e 60 ciclos para avaliação do aumento da resolução no tempo das componentes espectrais.
- Aplicação do método paramétrico ESPRIT em sinais variantes no tempo.
- Proposta para o cálculo das componentes espectrais dos sub-harmônicos.
- Proposta para implementação de indicadores globais para os inter-harmônicos e sub-harmônicos.
- Validação experimental dos métodos propostos através de sinais sintéticos desenvolvidos na plataforma MATLAB e por sinais reais medidos em campo.
- Na análise dos resultados foram utilizados sinais sintéticos, sinais reais controlados em laboratório e sinais reais medidos em campo.

Dentre os resultados e conclusões pode-se destacar:

- Constatou-se que a janela de tempo de 60 ciclos melhora a resolução espectral da FFT e a detecção de frequências não múltiplas da frequência fundamental do sinal, também melhora a estimação da amplitude dos harmônicos, inter-harmônicos e sub-harmônicos.
- A adequação na metodologia de agrupamento de grupo e subgrupo para janelas de tempo de 60 ciclos apresentou melhores resultados para agrupar a energia das componentes de frequência que causam espalhamento espectral na FFT, diminuindo assim o erro no cálculo dos indicadores globais THD, TID e TSHD.
- Constatou-se que a aplicação da metodologia de sobreposição das amostras, para melhorar a resolução no tempo em relação ao

comportamento das componentes espectrais, teve melhor desempenho quando aplicada em conjunto com a janela de tempo de 12 ciclos.

- A proposta de implementar a metodologia de agrupamento de grupo e o cálculo do indicador global para as frequências sub-harmônicas mostraram-se eficientes para determinar a amplitude e o comportamento no tempo das frequências sub-harmônicas, além do fato de permitir que cargas geradoras de frequências sub-harmônicas possam ser detectadas sem a necessidade do desligamento do sistema de distribuição de energia, fato este que ajuda as concessionárias de energia a detectar com maior facilidade quais cargas são geradoras de sub-harmônicos, diminuindo assim a flutuação de tensão e o fenômeno de qualidade da energia elétrica Flicker.
- Baseado na IEC 61000-4-7, foram propostos algoritmos para o cálculo de indicadores globais TID com agrupamentos de grupo e subgrupo para os inter-harmônicos. Atualmente a IEC 61000-4-7 indica apenas os cálculos para os indicadores globais THD.
- Foi realizada uma validação experimental dos algoritmos propostos, inicialmente comparando os resultados obtidos com simulações utilizando sinais sintéticos e, após a validação dos métodos, os mesmos algoritmos foram aplicados em sinais reais medidos em campo para que fosse possível fazer uma comparação entre as técnicas baseadas nas IECs e as técnicas sugeridas neste trabalho.
- Ainda como forma de validar as metodologias apresentadas neste trabalho, foi realizada em laboratório uma simulação com sinal real, sendo utilizada uma fonte Omicron para gerar um sinal controlado. Tal sinal foi medido utilizando-se um Analisador de QEE Elspec G4500 BLACKBOX, com certificação internacional referente a implementação da IEC 61000-4-30 pelo laboratório *Power Standards Lab*, portanto tem a confirmação da correta implementação dos protocolos de medição. Após a medição os indicadores de QEE, foram exportados e comparados com os cálculos e protocolos implementados no MATLAB,

portanto foi possível comprovar a correta implementação dos protocolos da IEC na aplicação desenvolvida no MATLAB.

É importante destacar que os métodos propostos são possíveis de implementar em Analisadores de Qualidade da Energia Elétrica, uma vez que atualmente a FFT já é utilizada para os cálculos das distorções no sinal medido, e que tais métodos podem levar a um melhor entendimento dos sinais variantes no tempo com conteúdos harmônico, inter-harmônico e sub-harmônico.

## 7.2 TRABALHOS FUTUROS

Em complemento a este trabalho é sugerida a realização dos seguintes temas:

- Otimização dos algoritmos visando a diminuição do processamento e implementação em FPGA (do inglês, *Field Programmable Gate Array*);
- Desenvolvimento de algoritmo para leitura direta no *software* de banco de dados do Elspec, podendo, assim, aplicar as metodologias propostas para sinais com longo período de aquisição;
- Avaliação da resposta da amplitude e frequência dos sinais medidos com a aplicação de outros tipos de filtros na separação da janela de tempo;
- Comparação dos resultados utilizando diferentes janelas de tempo e diferentes frequências de amostragem dos sinais;
- Desenvolvimento de algoritmo para estimar automaticamente o melhor ajuste para o método paramétrico ESPRIT;
- Realização da medição em outros tipos de geradores e cargas não lineares para aumentar o banco de sinais no MATLAB.

## REFERÊNCIAS

ANDRADE, A. O., SOARES, A. B., Técnicas de Janelamento de Sinais, Universidade Federal de Uberlândia, Faculdade de Engenharia Elétrica, 2012.

ANEEL, A. N. de E. E. –. Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica, 2017.

BOLLEN, M.H.J., GU, I.Y.H. Signal Processing of Power Quality Disturbances, JohnWiley & Sons, Inc.: Hoboken, NJ, USA, 2006.

BRACALE, A., CARPINELLI, G., LANGELLA, R., TESTA, A., Accurate Methods for Signal Processing of Distorted Waveforms in Power Systems. In: EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, vol. 2007, Hindawi Publishing Corporation, 2007.

BARROS, J., SENIOR MEMBER IEEE, APRAIZ, M., DIEGO, R. I., Measurement of Subharmonics in Power Voltages, 2007.

CAMPOS, B. P., SOUZA, L. A. R., RIBEIRO, P. F. Mitigation of harmonic distortion with passive filters. In: International Conference on Harmonics and Quality of Power, 2016.

CHICCO, G., SCHLABACCH, J., SPERTINO, F. Experimental assessment of the waveform distortion in grid-connected photovoltaic installations. In: Solar Energy, Elsevier, 2009.

CMC 256 PLUS, Omicron, disponível em:

<https://www.omicronenergy.com/en/products/cmc-256plus/>

COSTA, F. F., CARDOSO A. J. M., FERNANDES D. A., Harmonic analysis based on Kalman filtering and Prony's method, Proc. Int. Conf. Power Engineering, Power Electrical Drives, 2007.

FERNANDES, T. C. D. C. Aplicação de técnicas de estimação modal para análise da estabilidade a pequenas perturbações de sistemas de distribuição com geração distribuída. 128 p. Tese (Mestrado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2012. Cap.1, Cap.3.

GALLO, D., LANGELLA, R., TESTA, A., EMANUEL, A., On the Effects of Voltage Subharmonics on Power Transformers: a preliminary study, 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power, ICHQP 2004, 12-15 Sept. 2004.

FERREIRA, D. F., Análise de Distúrbios Elétricos em Sistemas de Potência, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2010.

GEORGE T. A., Harmonic power flow determination using the fast fourier transform, IEEE Trans. on Power Delivery 2(2), 1991

GHARTEMANI M. K., IRAVANI M. R., Measurement of harmonics/interharmonics of time-varying frequencies, IEEE Trans. On Power Delivery 20(1), 2005.

GU, I. Y.-H.; BOLLEN, M. Estimating interharmonics by using sliding-window esprit. IEEE Journals and Magazines, 2008.

HANZELKA, Z., BIÉN, A. Power Quality Application Guide – Section 3.1.1: Harmonics and Interharmonics, Leonardo Power Quality Initiative (Org. & Ed.). AGH University of Science and Technology, July, 2004.

IEEE INTERHARMONIC TASK FORCE, Cigré 36.05/CIREN 2 CC02 Voltage Quality Working Group, Interharmonics in Power Systems, 1997.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS (IEEE) – Industry Applications Society/Power and Energy Society [IEEE-IAS/PES] (Standard IEEE 519-2014) IEEE Recommended Practices and Requirements for harmonic Control in Electrical Power Systems. IEEE, 2014.

IFEACHOR, E. C., JERVIS, B. W. Digital Signal Processing. Addison-Wesley Publishing Company Ltd, 1993. Resolução Normativa Nº 482/12, disponível em: <http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf>

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMISSION [IEC] (IEC 61000-4-7) Electromagnetic Compatibility – Part 4.7: Testing and Measurement Techniques – general guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation for power supply systems and equipment connected thereto. 2nd Edition, IEC-CEI, 2002.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMISSION [IEC] (IEC 61000-4-30) Electromagnetic Compatibility – Part 4.30: Testing and Measurement Techniques – Power quality measurement methods. 2nd Edition, IEC-CEI, 2008.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMISSION [IEC] (IEC 61000-4-15) Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4: Testing and measurement techniques – Section 15: Flickermeter – Functional and design specifications, 1.1nd Edition, IEC-CEI, 2003.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMISSION [IEC] (IEC 62586-2:2017) Power quality measurement in power supply systems - Part 2: Functional tests and uncertainty requirements, 2nd Edition, IEC-CEI, 2017.

KAGAN, N., OLIVEIRA, C., ROBBA, E., Introdução aos sistemas de distribuição de energia elétrica. 1 ed. São Paulo, 2005.

KANEGAE, L. R., Estimação de Correntes Harmônicas por Redes Neurais Artificiais, Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2011.

KRON, Analisador de Qualidade da Energia Elétrica Elspec G4500 BLACKBOX, 2017, disponível em: <http://www.kronweb.com.br/br/produto-291-elspec-g3500-4500-blackbox>

MACEDO, J. R., Uma contribuição à análise das componentes inter-harmônicas e seus efeitos nos indicadores de flutuação de tensão, 2009.

MACHADO, O. F., SILVA, S. R., AGUIRRE, L. A., Uma abordagem prática sobre a estimação de harmônicos variantes no tempo utilizando estimadores recursivos, XVII Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2008), Juiz de Fora (MG), 2008.

MANOLAKIS, D. G.; INGLE, S. M. K. Signal processing statistical and adaptive (spectral estimation, signal modeling, adaptive filtering and array processing). : McGraw Hill., 2005.

MATLAB, MATrix LABoratory (R2014A), disponível em:

<https://www.mathworks.com/company/newsroom/mathworks-announces-release-2014a-of-the-matlab-and-simulink-product-families.html>

MIRON, A., CZIKER, A., CHINDRIS, M., Detection and Analysis of Interharmonics, Department of Power Engineering, Technical University of Cluj-Napoca, Romania, 2008.

MOMOH, J. A., MELIOPOULOS, S., SAINT, R., Centralized and Distributed Generated Power Systems - A Comparison Approach: Future Grid Initiative White Paper. 2012. Disponível em: <[http://pserc.wisc.edu/documents/publications/papers/fgwhitepapers/momoh\\_future\\_grid\\_white\\_paper\\_gen\\_analysis\\_june\\_2012.pdf](http://pserc.wisc.edu/documents/publications/papers/fgwhitepapers/momoh_future_grid_white_paper_gen_analysis_june_2012.pdf)>.

PAN, T., CHIU, H., CHENG, S., CHYNG, S., An improved single-stage flyback PFC converter for high-luminance lighting led lamps. IEEE The Eighth International Conference on Electronic Measurement and Instruments, 2007.

PINTO, R. J. C., CALADO, M. R. A., MARIANO, S. J. P. S., ESPIRITO-SANTO, A. E. V. Micro-generation with solar energy: Power quality and impact on a rural low-voltage grid. Proceedings - 2015 9th International Conference on Compatibility and Power Electronics, CPE 2015, 2015.

POLICARPO, J., EMANUEL, A. E., The Need to Limit Subharmonic Injection, 9th International Conference on Harmonics and Quality of Power, ICHQP 2000, 1-4 October 2000, Orlando, FL, USA.

PSL, Power Standards Labs, 2019, disponível em:

<https://www.powerstandards.com/testing-certification/certification-standards/iec-61000-4-30-ed3-certification-testing/>

RIBEIRO, P. F., Time-varying waveform distortions in power systems. Wiley Online Library, 2009.

SILVEIRA P., DUQUE C., BALDWIN T., RIBEIRO P., Time-varying power harmonic decomposition using sliding-window DFT, in IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power, 2008.

TEST UNIVERSE, **Omicron**, disponível em:

<https://www.omicronenergy.com/en/products/test-universe/>

WALKER J. S., A primer on wavelets and their scientific applications: CRC press, 2002.

YANG, K. On Harmonic Emission, Propagation and Aggregation in Wind Power Plants. (PhD Thesis) Electric Power Engineering - Department of Engineering Sciences and Mathematics, Lulea University of Technology. Skelleftea - Sweden, 2015.

YANG, S. Frequency estimation of harmonics with multiplicative noise using esprit. IEEE Image and Signal Processing (CISP), 2015 8th International Congress on., 2015.

YU, L., YANG, J., The Topologies of White LED Lamps Power Drivers. IEEE. 3rd International Conference on Power Electronics Systems and Applications. 2009